

# Plataforma de un vehículo eléctrico para el aprovechamiento de energía limpia

Rivera Pablo, Llumigusín Flavio, Quinga Santiago, Puentestar Jorge,  
Rodríguez Luis y Díaz Pamela

*Facultad de Ingeniería Eléctrica y Electrónica*

pablo.rivera@epn.edu.ec

## Abstract

With the concern of environmental pollution, research centres worldwide have directed their studies to develop electric vehicle, placing it as an attractive option to incorporate the use of clean energy and avoid pollution. With the development of the microprocessor system, enabling the development of complex algorithms whose implementation is faster, which creates new expectations in the speed control of induction motors, constituent part of the electric vehicle in this project. The research process is framed in the motor speed control of a three-phase induction motor applied to an electric vehicle associated with all the power electronics and the respective control. It may be noted that the main converter system is the frequency converter whose control and associated power electronics would be responsible for providing electric vehicle requirements for proper operation. The DC bus will be get it based on a DC-DC boost converter, that from a battery bank of 110 Vdc, will raise the voltage to 311 Vdc required by the DC-AC power converter. The system includes an electronic break and a battery charger. The electronic brake is attached to the conventional mechanical brake of the vehicle. The electric motor is sized and selected to ensure the proper performance of a vehicle, adapted for this project, in the Austin Mini car chassis.

## 1 Introducción

Este trabajo tiene como objeto principal desarrollar una plataforma de vehículo eléctrico la misma que principalmente esta conformada por un control escalar de velocidad, el motor trifásico de inducción acoplado al sistema de tracción delantera de un vehículo mini Austin.

Para variar la velocidad del vehículo se ha desarrollado un conversor DC-AC trifásico conformado por IGBTs, que permite un amplio rango de variación de frecuencia por medio de pedales instalados en el vehículo. La plataforma consta además de una opción para invertir el giro (parqueo del vehículo), control de la aceleración y desaceleración con dos pedales electrónicos respectivamente, compensación de torque para vencer la alta inercia del vehículo en el momento del arranque, frenado dinámico como protección de sobre voltaje en el caso de una desaceleración brusca y frenado por corriente continua que trabaja conjuntamente con el freno mecánico. Además como un dispositivo adicional se ha implementado el cargador del banco de baterías de ácido-plomo de 110 Vdc [26].

El proyecto realizado pretende también aportar con información para futuras investigaciones con miras a perfeccionar el funcionamiento del vehículo eléctrico mediante el uso fuentes de energía renovables.

La variación de voltaje y frecuencia se realiza empleando la técnica de Modulación de Ancho de Pulso

Sinusoidal SPWM, para atenuar los efectos indeseables que provocan las corrientes armónicas al circular por los devanados del motor, cuando éste es alimentado con voltajes no sinusoidales.

El proyecto se implementó en un microcontrolador dsPIC30F3011 que permite realizar aplicaciones para controlar motores y convertidores de potencia de una manera más eficiente ya que consta de un módulo de control de motores.

## 2 Generalidades

### 2.1 Control escalar por frecuencia [1]

El control por frecuencia se fundamenta en el hecho de que la velocidad sincrónica del campo magnético rotatorio de un motor de inducción es proporcional a la frecuencia de la fuente e inversamente proporcional al número de polos. Ya que el número de polos es fijo, la mejor manera de variar la velocidad de un motor de inducción es variando la frecuencia de alimentación al motor, a partir de la siguiente expresión:

$$N_s = \frac{120f}{P}. \quad (1)$$

Donde  $N_s$  es la velocidad sincrónica en RPM,  $f$  es la frecuencia de alimentación en Hz y  $P$  el número de polos.

El flujo del entrehierro es directamente proporcional a la magnitud del voltaje de la fuente e inversamente proporcional a la frecuencia, como se observa en las ecuaciones (2) y (3). El torque máximo de salida de un motor de inducción, depende de la densidad de flujo del entrehierro, como se observa en la ecuación (4).

$$\phi_m = \frac{E_1}{4,44 \cdot f \cdot K_n} \quad (2)$$

$$\phi_m \approx \frac{V_1}{f \cdot K} \quad (3)$$

$$T_{max} = \frac{P}{8\pi^2 L_2} \left( \frac{E_1}{f} \right)^2 \quad (4)$$

Por lo tanto para mantener constante el torque máximo del motor, la densidad de flujo debe permanecer constante, lo que significa que la relación  $V/f$  también debe ser constante (ecuación (5)).

$$\frac{V_1}{f} = cte. \quad (5)$$

Adicionalmente, el rendimiento de un motor es mayor cuando se trabaja a flujo nominal. La Figura 1 muestra el comportamiento del torque en función de la velocidad cuando se utiliza control escalar.

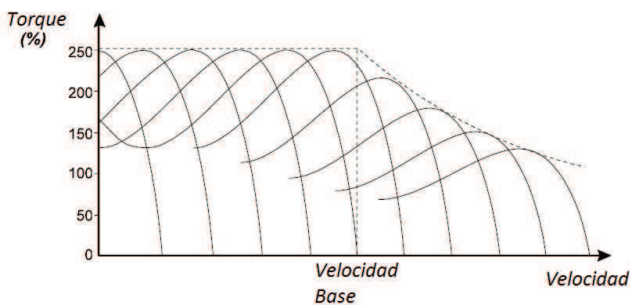


Figura 1. Curva torque-velocidad para diferentes frecuencias.

A medida que la frecuencia aumenta gradualmente, la velocidad incrementa de una manera casi proporcional, manteniendo el torque máximo constante.

Para velocidades mayores a la nominal o base (60 Hz) se ingresa en la zona de saturación del voltaje, donde éste se mantiene constante en su valor nominal y el torque máximo empieza a decrecer.

## 2.2 Requerimientos del vehículo eléctrico

En este proyecto se implementaron diferentes opciones que permiten obtener un control completo del motor del vehículo eléctrico, las cuales se detallan a continuación.

### 2.2.1 Compensación de torque

Cuando se trabaja a bajas velocidades la caída de voltaje en la resistencia del estator se vuelve considerable, por lo tanto el flujo mutuo tiende a disminuir y con este el torque máximo.

Para poder compensar esta reducción del torque máximo se incrementa la relación  $V/f$  aumentando el voltaje aplicado, por lo tanto el incremento del voltaje con respecto a la frecuencia ya no es lineal (Figura 2), esto recibe el nombre de compensación  $I \times R$  o boost de torque.

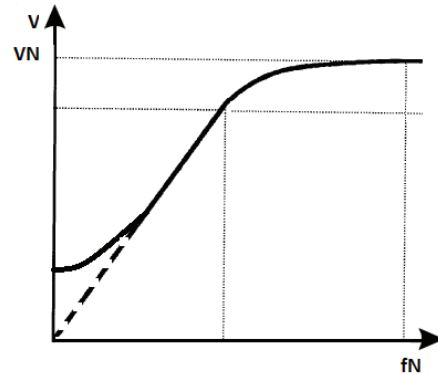


Figura 2. Compensación de Torque.

### 2.2.2 Inversión de giro

Para ciertas aplicaciones como parqueo del vehículo se presenta la necesidad de cambiar el sentido de giro del motor, para lo cual se cambia la secuencia de dos fases en las líneas alimentación al motor.

### 2.2.3 Generación de rampas de aceleración y desaceleración

En procura de una variación adecuada de la frecuencia aplicada al motor, y por tanto de la velocidad del vehículo, como es el caso de este proyecto, se ha implementado una rampa variable, donde la variación de la frecuencia del motor aumenta en forma proporcional a la presión ejercida en el pedal electrónico. De la misma manera se genera una rampa de desaceleración controlada también por el mismo pedal.

### 2.2.4 Frenado por corriente continua

El principio básico para frenar un motor de inducción con el método de inyección de corriente radica en aplicar una corriente continua a uno de los devanados estacionarios del estator para alcanzar un campo magnético estacionario en el entrehierro del motor [1]. Esto puede ser conseguido al desconectar el voltaje AC en las fases del motor y conectar dos fases del motor de inducción al bus DC como se muestra en la Figura 3. El voltaje obtenido del convertor DC-DC reductor, permite controlar el nivel de frenado variando la relación de trabajo.

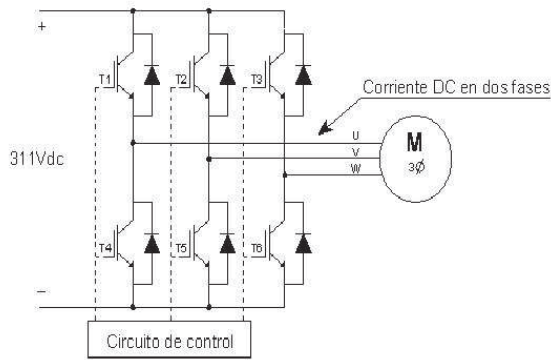


Figura 3. Frenado por corriente continua para vehículo eléctrico.

Este es un método efectivo de frenado para la mayoría de motores de inducción. El frenado por inyección de corriente continua provee una acción de frenado rápida y suave para todos los tipos de carga inclusive en alta velocidad y cargas de alta inercia.

### 2.3 Accionamiento de velocidad del vehículo eléctrico

El accionamiento de velocidad variable para un vehículo eléctrico lo constituye el conjunto formado por un convertidor DC/DC elevador, un inversor de frecuencia, motor y el sistema de tracción a las ruedas delanteras del vehículo (carga) como se muestra en la Figura 4.

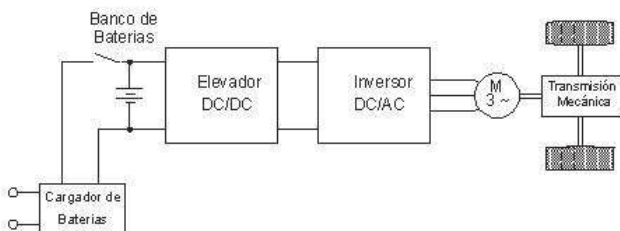


Figura 4. Diagrama de bloques del accionamiento de velocidad variable de un vehículo eléctrico.

En la mayoría de aplicaciones donde se usan accionamientos de velocidad variable, el torque, la potencia y la velocidad son los parámetros más importantes. En el vehículo eléctrico al presionar el pedal del acelerador provoca una aceleración del vehículo, lo que resulta en un aumento de la velocidad. La energía requerida es abastecida por el banco de baterías a través del convertidor DC-DC elevador.

El control del motor se logra variando la velocidad del motor, en la práctica esto significa un ajuste de la corriente entregada al motor utilizando el pedal del acelerador.

Cuando se suelta el pedal del acelerador, la frecuencia del inversor es menor a la frecuencia con la que gira el

eje del motor, por lo que, en ese instante el motor se convierte en generador. Esta energía, en el presente trabajo se la disipa en una resistencia electrónica variable, para evitar que el voltaje del bus de DC crezca sobre niveles indeseables.

### 2.4 Técnica de modulación sinusoidal de ancho de pulso SPWM utilizada [10]

El tipo de control SPWM es un caso especial de la técnica conocida como Modulación de Ancho de Pulso o PWM, permite obtener a la salida del inversor un voltaje variable tanto en amplitud como en el valor de frecuencia.

Esta técnica se basa en la comparación de una señal modulante de menor frecuencia y una señal portadora de mayor frecuencia. La modulante en este caso sinusoidal, define la forma de onda de la corriente en la carga, en cambio, la portadora siempre triangular determina la frecuencia de conmutación de los dispositivos.

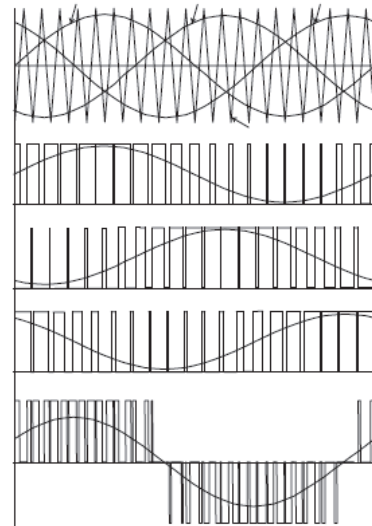


Figura 5. Formas de onda para un inversor trifásico.

Para generar un sistema trifásico se utilizan tres modulantes sinusoidales desfasadas 120 grados entre sí, que al ser comparadas con una señal portadora triangular, se obtienen pulsos de control para manejar los elementos de conmutación superiores del puente inversor y con su respectivo complemento manejar los elementos inferiores (Figura 5).

Para definir ondas de distinta amplitud y frecuencia generadas por el inversor, se establecen los siguientes parámetros:

- **Índice de modulación:** Es la relación entre la amplitud de la modulante con respecto a la amplitud de la portadora.

$$I_M = \frac{A_m}{A_p} \quad (6)$$

- **Radio de frecuencia:** Es la relación entre la frecuencia de la portadora con respecto a la frecuencia de la modulante.

$$R_f = \frac{f_p}{f_m} \quad (7)$$

En la región lineal ( $IM \leq 1$ ) de la Figura 6, el voltaje de salida pico de la fundamental varía linealmente con en el índice de modulación, con la siguiente expresión:

$$(\hat{V}_{ao})_1 = I_M \cdot \frac{V_{dc}}{2} \quad (8)$$

$$(V_{ab})_1 = \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} \cdot I_M \cdot \frac{V_{dc}}{2}. \quad (9)$$

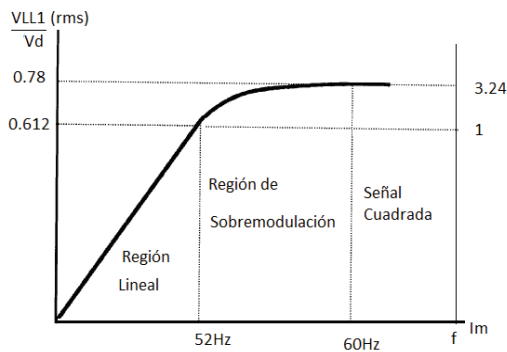


Figura 6. Característica del voltaje de salida de la técnica SPWM [10].

De la ecuación (9), con un índice de modulación igual a la unidad, el valor eficaz máximo del voltaje de línea en la salida de la fundamental es  $0.612 \cdot V_{dc}$ , lo cual representa el 61.2 % de 311 Vdc es decir 190.3 Vrms. Para mantener la relación  $V/f$  constante se debe llegar a 190.3 V a los Hz. Por esto se hace necesario trabajar en la región de sobre modulación desde los 52 Hz en adelante.

Cuando el índice de modulación se aproxima a uno, los pulsos cercanos al centro de los semi-ciclos positivo y negativo respectivamente, tienden a desaparecer. El valor del índice de modulación puede incrementarse más allá de uno para la región cuasi-cuadrada o de sobre modulación (Figura 6), con un valor de 3.24 dando como resultado una onda cuasi-cuadrada con una componente fundamental alta. La característica en la región de sobre modulación, no es lineal y los armónicos 5 y 7 reaparecen.

Para un sistema trifásico se utiliza un radio de frecuencia múltiplo de tres, con lo que los armónicos predominantes serán múltiplos de éste y por lo tanto se eliminarán en el voltaje de línea.

## 2.5 Controlador digital de señales dsPIC30F3011

Los dispositivos dsPIC30F para el control de motores, presentan excelentes características para realizar cualquier tipo de control ya sea escalar o vectorial [11].

Para el presente trabajo se utiliza el dsPIC30F3011 que presenta un encapsulado tipo PDIP, con un Módulo de control de motores que integra potentes componentes que favorecen esta función entre los principales están: seis canales de PWM con salidas independientes o complementarias, posibilidad de controlar la polaridad de las salidas, generación de tiempos muertos, etc.

Los dsPIC30F incorporan en su procesador las siguientes características:

- **Arquitectura Hardware:** posee dos memorias una para datos y otra para instrucciones.
- **Procesador RISC:** posee un conjunto de instrucciones optimizadas para soportar el lenguaje C.
- **Integración de Recursos propios de DSP:** el aporte más considerable es el motor DSP, facilitando la resolución de operaciones matemáticas complejas, en los algoritmos para el rápido procesamiento de señales.

## 3 Diseño del inversor de frecuencia con frenado por corriente continua

### 3.1 Selección del motor

Para la selección del motor de acuerdo a cálculos presentados en referencia [28], la misma que se utilizó para el diseño de la plataforma, tomando como base la masa total del vehículo y sus componentes considera: peso de un vehículo Mini Austin tipo camioneta igual a 550 kg, 2 ocupantes con un peso total de 140 kg, peso del banco de baterías 175.4 kg, peso del motor eléctrico 100 kg, dando un total de 965.4 kg. Con este peso y considerando las resistencias de avance al movimiento con una pendiente de 14 grados, la potencia del motor eléctrico sugerida para este proyecto es de 15 HP, 220 voltios, 60 Hz, 37.5 A. Considerando que el motor va a ser alimentado con voltajes no sinusoidales el motor debe ser de alta eficiencia.

### 3.2 Circuito de Potencia-Puente inversor

El circuito de potencia es un puente inversor trifásico formado por seis IGBTs designados Q1 a Q6 y seis diodos (D1 a D6) dispuestos en antiparalelo con los elementos de conmutación, como se indica en la Figura 7. La técnica de control SPWM maneja las conmutaciones de los elementos, para suministrar sobre la carga un sistema de tensiones trifásicas, obtenidas a partir de un voltaje continuo, suministrado por el conversor DC/DC elevador a la entrada del puente inversor.

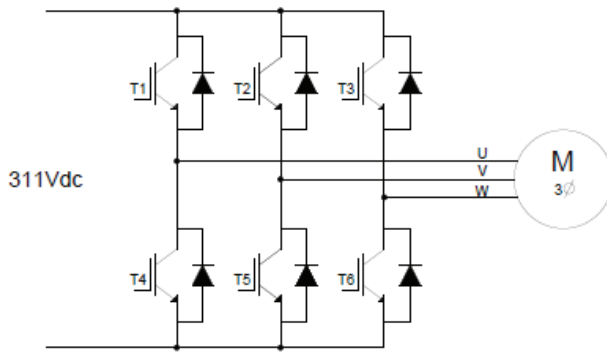


Figura 7. Puente Inversor.

Para el correcto dimensionamiento de los IGBTs se toma en cuenta la corriente, voltaje y frecuencia de conmutación. En el presente proyecto se trabaja con un motor de 15 HP, 220 Vac, 60 Hz, 37.5 A, de alto rendimiento, con un factor de potencia de 0.84, el mismo que fue dimensionado y especificado para un vehículo eléctrico (Mini Austin) en otro proyecto de titulación realizado de manera paralela a este proyecto.

De manera experimental se determinó que, la corriente necesaria para vencer la inercia del sistema mecánico del vehículo en el arranque es aproximadamente 100 A. Estas pruebas se realizaron alimentado al motor eléctrico montado en el vehículo, con voltaje variable, en una vía con poca pendiente, por lo que al arrancar el vehículo con control escalar estas corrientes serán menores debido a las excelentes características de torque que tienen este tipo de accionamientos. Teniendo en cuenta que el vehículo debe arrancar en pendientes de hasta 14 grados, y que el motor seleccionado tiene un par máximo del 340 %, para que los elementos de potencia soporten éstos torques, se seleccionó elementos que soporten al menos cinco veces la corriente eficaz.

Específicamente se utilizó un módulo integrado fabricado por la INFINEON (modelo BSM200GB60DLC), que corresponde a un arreglo de dos IGBTs que conforman un solo ramal del puente inversor. Este IGBT soporta 200 A y un voltaje de 600 V. Como el puente inversor es de tres fases, se requieren 3 módulos para su construcción.

### 3.3 Circuito de control

#### 3.3.1 Fuente conmutada

La fuente utilizada (Figura 9) fue diseñada y construida como un proyecto de titulación [19], la cual cuenta con cinco salidas aisladas entre sí, 4 salidas de 15 V y una salida de 5 V, para la polarización de elementos de conmutación y circuito de control del inversor de frecuencia. Las salidas aisladas ofrecen una condición de seguridad, que evita la posible exposición de estas etapas al voltaje de 120 Vdc de las baterías, ante una condición de falla, pues, a este nivel de voltaje está conectada la fuente conmutada.

Las salidas múltiples y su aislamiento, se consiguen por el uso de una fuente conmutada tipo flyback, la cual convierte un nivel de voltaje DC en la entrada, a otros niveles distintos a las salidas, mediante la utilización de un transformador de alta frecuencia de núcleo de ferrita.



Figura 8. Fuente conmutada [19].

#### 3.3.2 Circuito microcontrolador

El dispositivo central de control es el microcontrolador dsPIC30F3011, el mismo que se encarga de la generación de las 6 señales de control SPWM, lectura de transmisores, variación de la velocidad del motor, sentido de giro, frenado por corriente continua, compensación de torque [27].

#### 3.3.3 Generación de señales SPWM

Debido a la técnica de control SPWM, se utiliza el módulo PWM para control de motores (Figura 9) y las siguientes etapas de programación:

- Generación de la forma de onda senoidal.
- Generación de la forma de onda triangular
- Modulación SPWM.
- Generación de tiempos muertos.
- Señales de salida SPWM con desfaseamiento.

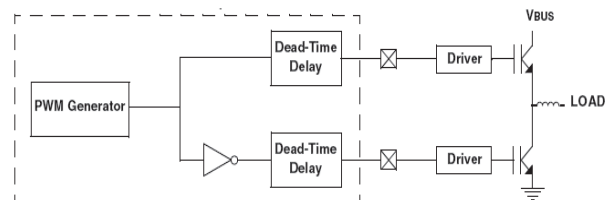


Figura 9. Diagrama de bloques del módulo PWM .

La onda modulante senoidal se calcula utilizando una sola tabla, conformada por 64 valores en un programa computacional, los datos son de 16 bits cada uno en formato fraccional y con signo.

Por otro lado la forma de onda triangular que es la portadora tiene un periodo de 1.26KHz, generada a través del módulo de control para motores PWM con alineamiento central (Figura 12), utilizando el timer en configuración UP/DOWN y el registro PTMR que es el encargado del conteo ascendente y descendente.

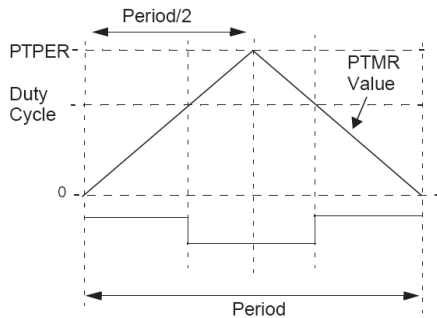


Figura 10. PWM con alineamiento central.

La comparación entre la modulante y la portadora se realiza por interrupción en cada periodo de la triangular dando como resultado la mitad del tiempo del estado de los pulsos, además para obtener las salidas SPWM complementadas, se utiliza el registro PWMCON1, y los desfases requeridos para un sistema trifásico se consiguen sumando una constante al valor del puntero de lectura de la tabla senoidal, para lograr desfases de 120 grados y 240 grados.

### 3.3.4 Freno por corriente continua

El freno por corriente continua consiste en inyectar corriente continua a uno de los devanados del estator, en este sentido no se aumenta ningún circuito adicional en la parte de hardware, la implementación se la realiza mediante software en el dsPIC, controlando los IGBTs Q1 y Q6 del puente, como se muestra en la Figura 7.

Para garantizar el adecuado funcionamiento de este tipo de freno eléctrico, es necesario inhibir las señales a los IGBTs Q3, Q5, Q4, Q2 del puente, permitiendo de esta manera inyectar solamente corriente continua a un devanado y eliminar la alimentación trifásica al motor.

### 3.3.5 Manejador De IGBTs

Para un adecuado manejo de los IGBTs es necesario utilizar un manejador que genera una señal de voltaje aproximada de 15 V entre la compuerta y el emisor de cada elemento de conmutación, permitiendo aislar la etapa de potencia de la etapa de control. Para lo cual se utiliza el circuito integrado HCPL-3120 de la Agilent Technologies. Entre las características del manejador se puede mencionar que es un opto acoplador, adecuado para manejar IGBTs o MOSFETs de potencia que son utilizados en aplicaciones de control de motores. Presenta un voltaje de salida de nivel bajo de 0.5 V para mantener totalmente apagado el IGBT.

El HCPL-3120 contiene un led de GaAsp (Gallium-Arsenide-Phosphide). El led es ópticamente acoplado a un circuito integrado con una etapa de salida de potencia. El alto rango de voltaje de operación de la etapa de salida provee el voltaje de accionamiento requerido por la compuerta.

El voltaje y la corriente suministrados por estos opto acopladores lo convierten en el más eficiente para manejar directamente IGBTs con rangos de hasta 400 A y 1200 V.

## 4 Diseño del sistema de tracción [25]

### 4.1 Alternativas

Para el diseño del mecanismo transmisor de potencia del motor eléctrico a la tracción delantera de un prototipo de vehículo eléctrico se analizaron varias alternativas:

- Sistema de Transmisión por Banda Dentada
- Sistema de Transmisión por Banda
- Sistema de Transmisión por Cadena
- Sistema de Transmisión por Engrane

El proceso de selección ha implicado, desglosar criterios específicos que sustenten a las alternativas a fin de que, una vez valoradas y comparadas, se obtenga la opción que satisfaga las necesidades y requerimientos planteados.

Luego del análisis, se decidió por el sistema de transmisión por Banda Dentada con conjunto con el sistema de poleas dentadas respectivas.

Una vez seleccionado el mecanismo de transmisión de potencia se procedió a diseñar las partes que lo conformarían, en base a lo disponible, esto es, eje estriado a la salida de la caja de cambios, eje del motor eléctrico predeterminado en el dimensionamiento del mismo, tamaño del motor que definiría la distancia entre centros, parámetros a considerar para formar el mecanismo.

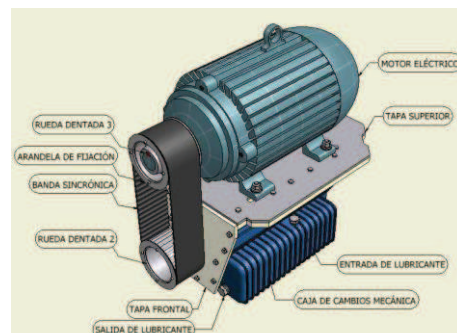


Figura 11. Montaje del mecanismo del motor eléctrico a la caja de cambios del Mini Austin.

## 5 Pruebas y resultados

Se realizan las pruebas prácticas que demuestran y comprueban las señales generadas por el microcontrolador dsPIC30F3011 para los IGBTs superiores de cada ramal, así como de sus señales complementadas para los IGBTs inferiores con su respectivo desfaseamiento. Además se comprueba las señales entregadas por el manejador de IGBTs y se verifica la variación de la velocidad alimentando al motor con distintas frecuencias. También se comprueba el funcionamiento del freno por corriente continua.

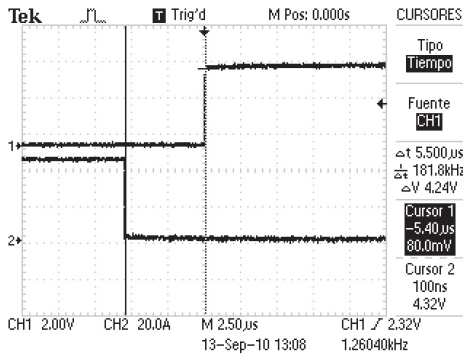


Figura 12. Señales entregadas por el dsPIC.

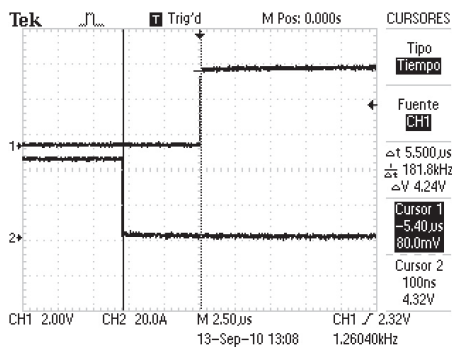


Figura 13. Señales entregadas por el manejador.

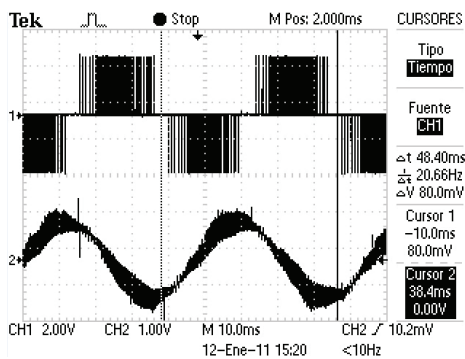


Figura 14. Formas de onda de voltaje y corriente  $f = 21$  Hz.

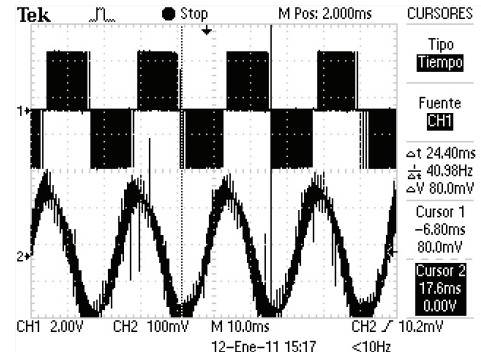


Figura 15. Formas de onda de voltaje y corriente  $f = 41$  Hz.

La corriente de arranque del vehículo en pendiente de 14 grados y con dos personas, fue aproximadamente de 110 amperios, mientras que al arrancar el vehículo en una vía plana la corriente fue de 60 amperios.

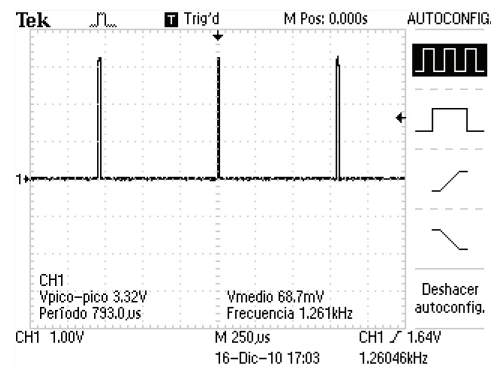


Figura 16. Formas de onda de voltaje DC aplicado al motor (freno).



Figura 17. Vista del montaje del motor eléctrico.



Figura 18. Vista final del prototipo de vehículo eléctrico.

En relación al comportamiento y funcionamiento del mecanismo de tracción con el vehículo en movimiento se tiene: vibraciones nulas, tensión de banda adecuada, buen comportamiento del mecanismo, sin embargo, el mecanismo tiene una eficiencia del 61 %.

## 6 Conclusiones

Se ha construido una plataforma de vehículo eléctrico adaptada en el chasis de un vehículo de combustión, incorporando módulos de control construidos de manera separada.

El inversor de frecuencia trifásico con control escalar con compensación de torque a bajas frecuencia, es un sistema muy confiable para variar la velocidad del motor trifásico de inducción acoplado a un vehículo eléctrico.

Los requerimientos del vehículo eléctrico desarrollados en el sistema de control del inversor como: aceleración, desaceleración, freno dinámico y freno por corriente continua por medio de los pedales del vehículo, funcionan de manera efectiva.

Sin la necesidad de implementar ningún tipo de hardware extra, el inversor es capaz de realizar un frenado electrónico del motor, variando la relación de trabajo por software del convertidor DC-DC reductor de freno y obtener un voltaje máximo en un devanado del estator y por tanto un frenado óptimo.

La plataforma de vehículo eléctrico produce cero emisiones y el nivel de ruido es mucho más bajo si se compara con los vehículos tradicionales.

## Referencias

- [1] BARNES, Malcolm, *Practical Variable Speed Drives and Power Electronics*. Newnes U.S.A. 2007.
- [2] RIVERA, Pablo, *Control de Máquinas Eléctricas*. Escuela Politécnica Nacional. 2000.
- [3] GONZALEZ J., TAPIA E, *Conversión de un vehículo de combustión en plataforma para vehículo eléctrico*. Proyecto de titulación en ejecución. EPN. Ecuador 2011.

- [4] QUISAGUANO, J. GALARZA, M., *Diseño y construcción del sistema de frenado dinámico para un vehículo eléctrico*. Proyecto de titulación EPN. Ecuador. 2009.
- [5] BIMAL, Bose, *Modern Power Electronics and AC Drives*. Prentice Hall PTR. U.S.A. 2002.
- [6] FITZGERAL, A.E. KINGSLEY, Charles. UMANS, Stephen, *Máquinas Eléctricas*. Quinta Edición (Segunda en Español). McGRAW-HILL Interamericana. México. 1992.
- [7] BOWLING, Steve, *An Introduction to AC Induction Motor Control Using the dsPIC30F / dsPIC33F DSC AN984*. Microchip Technology Incorporated U.S.A. 2005.
- [8] GAMBOA, S. QUELAL, P., *Diseño y construcción de un variador de velocidad con el microcontrolador 80C196MC*. Proyecto de titulación EPN. Ecuador. 2004.
- [9] VERNAVÁ, Ángel, *Control escalar del motor asincrónico (Spwm)*. Universidad Nacional del Rosario, Argentina, 2007. [www.eie.fceia.unr.edu.ar/~potencia/CONTROL%20POR%20PWM%20TRIFASICO%202.pdf](http://www.eie.fceia.unr.edu.ar/~potencia/CONTROL%20POR%20PWM%20TRIFASICO%202.pdf)
- [10] MOHAN, Ned. UNDERLAND, Tore. ROBBINS, William., *Power Electronics*. John Wiley & Sons. Singapore, 1989.
- [11] ANGULO, José, *dsPIC Diseño práctico de aplicaciones*. Mcgraw-Hill / Interamericana de España, S.A.U. España 2006.
- [12] MICROCHIP, *dsPIC30F3011 Datasheet*. Microchip Technology Incorporated U.S.A., 2008.
- [13] ZAMBADA, Jorge, *dsPIC30F Motor Control PWM Module Applications Engineer*. DSC Division.
- [14] INFINEON, *BSM200GB60DLC IGBT-Module Dual Datasheet*. U.S.A. 2000. [www.infineon.com](http://www.infineon.com)
- [15] ZHANG, Y. SOBBANI, S. CHOKHAWALA, R, *Snubber considerations for IGBT applications*. International Rectifier Corporation.
- [16] TODD, P, *Snubber Circuits: Theory, design and application*. Texas Instruments. 1993.
- [17] SEVERNS, R., *Design of Snubbers for Power Circuits*. International Rectifier Corporation.
- [18] BRETÓN, Alberto, *Diseño y construcción de un inversor trifásico multinivel de cuatro etapas para compensación armónica y de reactivos*. Tesis Pontificia Universidad Católica de Chile. Chile. 2004.
- [19] LÓPEZ, Diego, *Diseño y construcción de una fuente conmutada para variadores de velocidad de corriente alterna*. Proyecto de titulación EPN. Ecuador. 2003.



- [20] BAESROBOTICS, *Descripción General del PIC16F877*. Argentina, visitada 3 de enero del 2011. [www.bairesrobotics.com.ar/data/pic16f877-guia%20detallada%20parte2.pdf](http://www.bairesrobotics.com.ar/data/pic16f877-guia%20detallada%20parte2.pdf)
- [21] AVAGO Technologies, *Main Applications and selection of Gate Drive Optocouplers*. U.S.A. 2010
- [22] AGILENT (Hewlett-Packard), *HCNW3120 IGBT Gate Drive Optocoupler*. 2003
- [23] KOSOW, I., *Control de Máquinas Eléctricas*. Editorial Reverté S.A., México, 1996.
- [24] CALDERÓN, A. GÓMEZ, I., *Diseño y construcción de un convertidor DC-DC elevador de 96 VDC a 310 VDC para ser utilizado en un vehículo eléctrico*. Proyecto de titulación EPN. Ecuador. 2009.
- [25] DIAZ, Pamela, *Diseño y construcción de un mecanismo transmisor de potencia del motor eléctrico a la tracción delantera de un prototipo de vehículo eléctrico*. Proyecto de titulación EPN. Ecuador. 2011.
- [26] PUENTESTAR, J. RODRIGUEZ, L. *Diseño y construcción del cargador de un banco de baterías de 96 Vdc e inductancia del convertidor DC-DC elevador de 96 Vdc a 311 Vdc a ser utilizados en un vehículo eléctrico*. Proyecto de titulación EPN. Ecuador. 2011.
- [27] LLUMIGUSIN F., QUINGA, S. *Diseño y construcción de un convertidor de frecuencia con frenado óptimo para vehículo eléctrico*. Proyecto de titulación EPN. Ecuador. 2011.