

CONTROL DE UN MOTOR BRUSHLESS DC CON FRENADO REGENERATIVO

CARLOS FERNANDO ESCOBAR GARCÍA

JOSÉ ALEJANDRO MARTÍNEZ PEÑA

GERMÁN ALBERTO TÉLLEZ GONZÁLEZ

**Trabajo de grado para optar por el título de
Ingeniero Electrónico**

**Director
CAMILO OTÁLORA
Ingeniero Electrónico**

**PONTIFICIA UNIVERSIDAD JAVERIANA
FACULTAD DE INGENIERÍA
DEPARTAMENTO DE INGENIERÍA ELECTRÓNICA
BOGOTÁ
2005**

TABLA DE CONTENIDO

TABLA DE CONTENIDO	2
LISTA DE FIGURAS	4
LISTA DE TABLAS	6
1 INTRODUCCIÓN	7
2 MARCO TEÓRICO	9
2.1 ANTECEDENTES	9
2.2 MOTORES DC SIN ESCOBILLAS	11
2.2.1 Estructuras Básicas	12
2.2.2 DC sin escobillas vs DC con escobillas	12
2.2.3 Lógica de funcionamiento	13
2.3 FRENADO REGENERATIVO	14
2.4 FRENADO REGENERATIVO EN MOTORES BRUSHLESS.....	16
2.4.1 Convertidores DC-DC bidireccionales	17
2.5 BATERÍAS.....	19
2.5.1 Baterías de Ácido-plomo	20
2.5.2 Capacidad de una batería	20
2.5.3 Fuente de potencia principal (Main Power Source)	21
2.5.3.1 Voltaje constante	21
2.5.3.2 Corriente y voltaje constantes.....	21
2.5.3.3 Fuente de potencia en “stand-by”	21
2.6 GLOSARIO	22
3 ESPECIFICACIONES DEL PROYECTO	25
3.1 ACOPLÉ MECÁNICO	26
3.2 ETAPA DE SALIDA	27
3.3 FUENTE BIDIRECCIONAL.....	27
3.4 BATERÍAS.....	28
3.5 MICROPROCESADOR.....	28
3.6 ESPECIFICACIONES Y REQUERIMIENTOS DE SOFTWARE	29
4 DESARROLLO	30
4.1 ACOPLÉ DE LOS BLOQUES MECÁNICO-ELÉCTRICOS	30
4.1.1 Torque en función de la corriente	31
4.2 CONTROL DEL MOTOR.....	33
4.2.1 Control trapezoidal	33
4.2.1.1 Diseño de drivers y etapa de potencia	33
4.2.1.2 Acople de fases y sensores (cálculo de velocidad).....	35
4.2.1.3 Control de Velocidad.....	38

4.2.1.4	Sintonización del control de velocidad.....	42
4.3	FUENTE DE ALIMENTACIÓN	42
4.3.1	<i>Modelo escogido</i>	43
4.3.2	<i>Principio de funcionamiento</i>	44
4.3.3	<i>Cálculo de componentes</i>	46
4.3.3.1	Cálculo del condensador e inductancia del filtro de entrada.....	49
4.3.4	<i>Drivers circuito bi-direccional</i>	50
4.3.5	<i>Control switch para fuente de 24V</i>	51
4.3.5.1	Sintonización	52
4.3.5.2	Protección	53
4.3.6	<i>Control switch frenado regenerativo</i>	53
4.3.6.1	Carga de batería a corriente constante (Método de prueba)	53
4.3.6.2	Modelo frenado regenerativo.....	54
4.4	<i>DIAGRAMA DE FLUJO PROGRAMACIÓN</i>	55
5	ANÁLISIS DE RESULTADOS	57
5.1	CONTROL DE VELOCIDAD POR PWM	57
5.1.1	<i>Entrada Paso</i>	57
5.1.1.1	Control de velocidad para diferentes grados de inclinación.....	60
5.1.1.2	Frenado a velocidad cero	63
5.2	CIRCUITO BIDIRECCIONAL.....	63
5.2.1	<i>Fuente de Voltaje de 24V</i>	63
5.2.1.1	Respuesta Paso	63
5.2.1.2	Estado estable	64
5.3	CONTROL DE VELOCIDAD POR FRENADO REGENERATIVO.....	66
5.4	PRUEBA DE CARGA Y DESCARGA DE LA BATERÍA.....	67
6	CONCLUSIONES	70
6.1	MEJORAS AL PROYECTO	71
7	COSTOS DEL PROYECTO	72
8	BIBLIOGRAFÍA Y FUENTES DE INFORMACIÓN	74
9	ANEXOS	76

LISTA DE FIGURAS

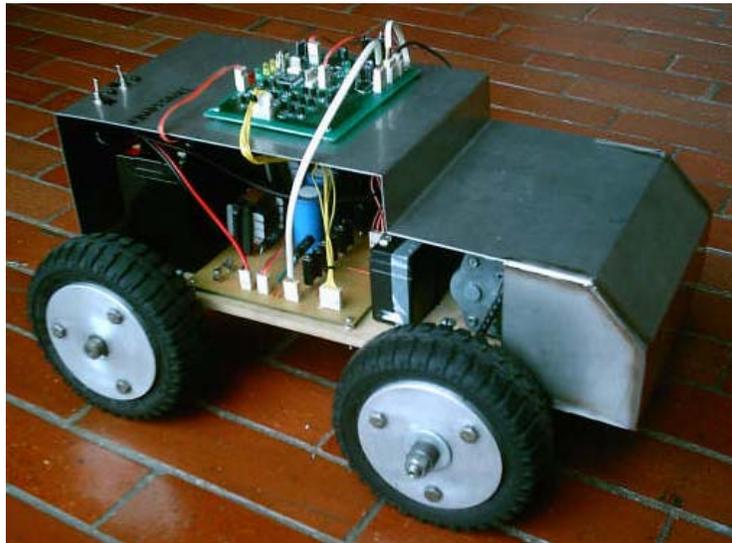
FIGURA 2.1 DESPIECE DE MOTOR BRUSHLESS DC (REF. [4] P58 F.4.1)	12
FIGURA 2.2 SENSORES DE EFECTO HALL (REF. [4] P.59 F. 4.2).....	13
FIGURA 2.3 ACOPLA SENCILLO DE SENSORES Y FASES (REF. [4] P59 F. 4.2).....	14
FIGURA 2.4 CUADRANTE DE FUNCIONAMIENTO DE UN MOTOR (REF.[5], P58 F. 23)	15
FIGURA 2.5 DIAGRAMA DE TIEMPO DEL MOTOR BRUSHLESS DC (REF. [6])	17
FIGURA 2.6 FUENTE DE CONMUTACIÓN 1	17
FIGURA 2.7 FUENTE DE CONMUTACIÓN 2	18
FIGURA 2.8 FUENTE DE CONMUTACIÓN 3	19
FIGURA 3.1 DIAGRAMA EN BLOQUES.....	26
FIGURA 4.1 ANGULO DE ELEVACIÓN DE LA RAMPA	32
FIGURA 4.2 PUENTE H (FASES EN CONEXIÓN Y).	34
FIGURA 4.3 DRIVER xHIGH	35
FIGURA 4.4 DRIVER xLOW	35
FIGURA 4.5 DIAGRAMA DE TIEMPOS DE SENSORES HALL	36
FIGURA 4.6 ESQUEMA DE CONTROL DE VELOCIDAD POR PWMs	39
FIGURA 4.7 MODELO FUENTE CUK	43
FIGURA 4.8 FUENTE DE CONMUTACIÓN BUCK-BOOST.....	44
FIGURA 4.9 VOLTAJE Y CORRIENTE EN LA BOBINA	45
FIGURA 4.10 VARIACIÓN DE CORRIENTE EN LA BOBINA	46
FIGURA 4.11 CORRIENTE DEL DIODO.....	47
FIGURA 4.12 DRIVER FUENTE DE 24V (IRF540)	50
FIGURA 4.13 DRIVER PARA FRENADO (IRF9540)	51
FIGURA 4.14 ESQUEMA DE CONTROL PARA FUENTE DE 24V.....	52
FIGURA 4.15 ESQUEMA DE CONTROL PARA CARGA DE BATERÍA A CORRIENTE CONSTANTE... 53	
FIGURA 4.16 ESQUEMA CONTROL DE VELOCIDAD POR FRENADO.....	54
FIGURA 4.17 DIAGRAMA DE FLUJO PROGRAMA PRINCIPAL	56
FIGURA 5.1 RESPUESTA PASO 0 – 0,27 M/S EN PLANO.....	58
FIGURA 5.2 RESPUESTA PASO 0 – 0,4 M/S EN PLANO.....	58
FIGURA 5.3 RESPUESTA PASO 0 – 0,27 – 0,53 – 0,78 M/S EN PLANO.....	59
FIGURA 5.4 RESPUESTA RAMPA 0 – 0,5 M/S EN PLANO	60
FIGURA 5.5 RESPUESTA PASO 0 – 0,27 M/S, ÁNGULO DE 7°	61
FIGURA 5.6 RESPUESTA PASO 0 – 0,27 M/S, ÁNGULO DE 13°	61
FIGURA 5.7 RESPUESTA PASO 0 - 0,53M/S, ÁNGULO DE 7°	62
FIGURA 5.8 RESPUESTA PASO 0 - 0,53 M/S, ÁNGULO DE 13°	62
FIGURA 5.9 RESPUESTA FRENO 0,78 – 0 M/S EN PLANO.....	63
FIGURA 5.10 RESPUESTA PASO FUENTE DE 24V	64
FIGURA 5.11 ESTADO ESTABLE DE LA FUENTE DE 24V Y CORRIENTE DE LA BOBINA	65
FIGURA 5.12 RESPUESTA PASO 0 – 0,27 M/S, ÁNGULO DE -7°	66
FIGURA 5.13 RESPUESTA PASO 0 – 0,53 M/S EN PENDIENTE DE - 7°	67
FIGURA 5.14 RESPUESTA PASO 0 – 128, ÁNGULO DE - 8°.....	68

FIGURA 5.15 PRUEBA DE CARGA Y DESCARGA POR FRENADO REGENERATIVO..... 69

LISTA DE TABLAS

TABLA 2.1 DC CONVENCIONAL Vs DC BRUSHLESS REF [4]	13
TABLA 3.1 ESPECIFICACIONES DE LA FUENTE.....	28
TABLA 4.1 CONVERSIÓN DE VELOCIDADES	38
TABLA 4.2 ESTADO DE FASES Vs ESTADO SENSORES	40
TABLA 4.3 ORDEN DE ROTACIÓN.....	41
TABLA 4.4 SEÑALES DEL MICROPROCESADOR HACIA DRIVERS PWMS.....	41
TABLA 4.5 ESPECIFICACIONES DEL NÚCLEO	48
TABLA 5.1 EFICIENCIA DE LA FUENTE	66

1 INTRODUCCIÓN



Los automóviles, y en general los motores industriales, actualmente utilizados, usan como combustible el petróleo o gas para su locomoción. Generalmente, la forma de frenar estos motores es por medio de fricción. Al realizar este proceso, la energía cinética que se había almacenado debido al movimiento, no se puede reutilizar puesto que ésta se disipa en forma de calor. Esto implica que cada vez que se frene, el automóvil pierde la energía cinética almacenada.

En la práctica esta pérdida se ve reflejada en la eficiencia del motor, produciendo así mayores costos, ya que las fuentes de energía actuales son no renovables.

Para resolver este problema, se han realizado estudios que permiten convertir la energía cinética de un automotor en energía eléctrica, que se almacena en los momentos en que se requiera frenar, ya sea para disminuir su velocidad o para mantenerla cuando una fuente externa actúa sobre ella, como es el caso de un carro en una pendiente de bajada que requiera ir a una velocidad determinada, aprovechando su energía al máximo.

En este proyecto se buscó mejorar este inconveniente a partir de un diseño que logre cambiar el concepto de frenado, reemplazando la fricción, que es la forma actual de detener un vehículo, por una en la cual logre hacerlo sin disipar la energía, para así almacenarla y aumentar la eficiencia del motor.

Para este fin se decidió aprovechar las características de los motores eléctricos, para transformar la energía almacenada durante el movimiento en energía eléctrica, la cual puede ser almacenada en un banco de baterías dispuestas para este fin.

Los motores *Brushless DC* (sección 2.2) cuentan con sensores de *efecto hall* para obtener la posición del rotor, facilitando el control de velocidad del mismo, lo que permite tener información del vehículo para así controlar la carga y descarga (mientras se acelera y se frena) de unas baterías las cuales constituyen la fuente de alimentación del prototipo.

Por lo mencionado anteriormente, se usa un circuito de conmutación (*fuentes bidireccionales* sección 2.4.1) para controlar el estado en el que se debe encontrar el prototipo. Cuando la inercia del vehículo genera una fuerza que aumenta la velocidad por encima de la deseada, se conmuta el circuito para que transfiera corriente desde el mismo hacia la batería, frenando así el motor y a la vez reutilizando la energía que había almacenado en forma de energía cinética.

Con este método se aprovechan ciertas características de un motor eléctrico, el cual tiene la capacidad de funcionar como motor o como generador. El estudio y diseño del circuito *bidireccional*, que transfiera energía desde la batería hacia el motor y viceversa, es uno de los aspectos más interesantes planteados en este trabajo.

2 MARCO TEÓRICO

2.1 Antecedentes

Desde el siglo XVIII cuando Thomas Newcomen y John Calley [1] diseñaron el motor a vapor, el cual se basaba en una bomba que usaba el vacío creado por el vapor condensado para aspirar el agua de las minas, se han desarrollado nuevas técnicas para lograr una mejor eficiencia y velocidad en los motores.

En 1832 William Sturgeon y Thomas Davenport [1] diseñaron un motor eléctrico en el cual el mayor problema era lograr conmutar la corriente por el magneto, pues ya se había descubierto que la electricidad podía moverlo. Más adelante, en 1885, se realizaría el primer motor a gasolina y, a partir de ese momento, empezaría los estudios para realizar motores que tuvieran más potencia y velocidad. La eficiencia no era un asunto importante puesto que en ese momento el petróleo era un recurso que, tal parecía, nunca se iba a acabar.

Actualmente, cuando en el mundo se ve la escasez e inminente extinción del petróleo, sumado a la alta demanda de automotores en el planeta, hasta el punto de llegar al precio más alto de gasolina en la historia y los más altos índices de contaminación, se hace indispensable pensar en nuevas formas de alimentar los motores y se empieza a retomar el diseño basado en la eficiencia más que en la potencia y velocidad, debido a que estos dos últimos aspectos dependen, no sólo del motor, sino de variables como la seguridad y la capacidad de flujo de una carretera, para el caso particular de los automóviles.

Muchos desarrollos recientes en la industria automotriz han impulsado el uso de motores eléctricos en sus prototipos por razones ambientales y económicas, entre otras, pues los niveles de contaminación en el planeta y la escasez de los recursos no renovables están a punto de generar una crisis global fundamentada por la necesidad de proporcionar un medio de transporte a las personas. Quizás el problema más significativo de los prototipos desarrollados hasta el momento ha sido la baja autonomía que presentan, dificultando la incursión de éstos en el mercado. Investigaciones recientes se centran en mejorar la eficiencia de los motores eléctricos, utilizando nuevos tipos de motores y configuraciones de control. Entre los motores eléctricos con mayor acogida para esta finalidad se encuentran los motores *BRUSHLESS DC* (motores DC sin escobillas), también

llamados motores DC síncronos, que por su construcción ofrecen ventajas frente a otros motores eléctricos.

El concepto de frenado regenerativo se empezó a trabajar desde antes de los años 50. Se tiene referencia de estudios realizados para frenar elevadores con accionamiento eléctrico en los que se emplea la corriente eléctrica para la obtención del frenado. Los frenos en motores eléctricos se clasifican en frenos electromecánicos y frenos puramente eléctricos.

Los frenos eléctricos emplean, o bien el mismo motor actuando como dínamo, o como aparato productor de corrientes de Foucault [2].

Las máquinas empleadas como motores de corriente continua, en serie o en derivación, tienen la misma disposición que los generadores de dínamo. Esta propiedad se utiliza para el frenado al funcionar el motor, una vez separado de la red, como dínamo accionado por el descenso de la carga. El motor, en lugar de consumir corriente, produce energía eléctrica, que se equilibra con la energía mecánica debida al descenso de la carga y determina el frenado. La corriente producida se absorbe en una resistencia graduable. El motor serie, que tiene el inconveniente de funcionar sólo por encima de un cierto número de revoluciones, deja caer la carga al principio libremente, de modo que para emplearle el frenado se provee de un devanado auxiliar en derivación. Por su conexión en corto circuito se le denomina a este tipo freno en corto circuito [2].

Con los motores de corriente alterna trifásica se obtiene el llamado freno de contracorriente, que consiste en invertir bruscamente el sentido de giro del motor para que actúe como freno sobre el eje, que tiende a seguir girando en el mismo sentido.

Un tercer tipo de freno eléctrico utiliza las corrientes de Foucault o parásitas, que se producen en un núcleo que gira unido al eje de un aparato elevador, dentro del campo de un electroimán. A estos frenos se les llama, de corrientes parásitas o de corrientes de Foucault.

Ya a finales de los 90s, se hizo el desarrollo de un carro eléctrico (camioneta Chevrolet modelo "LUV" de doble cabina), el cual fue construido en Chile con la ayuda de *General Motors*, *Tramcorp* (*Trading Motors Corporation*), Baterías *Sonnenschein*, *CGE* (Compañía General de Electricidad), *BMV* Industrias Eléctricas y aportes financieros de *Conicyt* a través de *Proyectos Fondecyt*.

En términos monetarios, cuesta diez pesos chilenos (40 pesos colombianos) el kilómetro recorrido, lo que equivale a una eficiencia de combustible de más de 36 kilómetros por litro. El vehículo cuenta con instrumentación digital y posee tres

procesadores: uno para el control del motor, otro para la instrumentación y un tercero para la carga de las baterías [3].

Por último, se tiene el vehículo híbrido (gasolina - electricidad), que aprovecha las ventajas de un motor eléctrico y las de uno de gasolina, desarrollado por empresas de la industria automotriz [3].

Se sabe que los motores a gasolina tienen una eficiencia promedio mucho menor a la de un motor eléctrico. Lo que buscan con el *Toyota Prius* es usar el motor de gasolina sólo en determinados momentos para mantenerlo a máxima carga, llevando la eficiencia casi al 80% de tal manera que este motor sólo se destina a cargar las baterías cuando su nivel de carga haya bajado, mientras que el motor eléctrico se encarga del movimiento propio del vehículo. De esta manera y aprovechando la ventaja del frenado regenerativo, mantiene las ventajas eléctricas y optimiza las de la energía de combustión [3].

En la Pontificia Universidad Javeriana se está iniciando el estudio del concepto de frenado regenerativo con la realización del proyecto "*CONTROL DE UN MOTOR BRUSHLESS DC CON FRENADO REGENERATIVO*", en el cual se toman los conceptos básicos de la teoría, se desarrolla un prototipo que sirve como inicio para futuros estudios en el tema y se plantean posibles mejoras que permitan dar un punto de partida a los estudiantes interesados en hacer aportes al tema en cuestión.

2.2 Motores DC sin escobillas

Los motores DC con escobillas son altamente eficientes y tienen grandes características para hacerlos funcionar como servo-motores. Pese a estas grandes ventajas, cuenta con un conmutador y con unas escobillas las cuales están sujetas al desgaste y por esta razón, se hace necesario un calendario de mantenimiento de las mismas.

La característica principal de los motores DC sin escobillas es que realiza la misma función de un motor DC normal pero remplazando el conmutador y las escobillas por *switches* de estado sólido que funcionan con una lógica para la conmutación de los embobinados. Se puede concluir que la gran ventaja de los motores DC sin escobillas, frente a los demás motores de alimentación continua, es que no requieren de un mantenimiento periódico.

2.2.1 Estructuras Básicas

La construcción de motores DC sin escobillas modernos es muy similar a la de los motores AC, que es mostrada en la **¡Error! No se encuentra el origen de la referencia..**

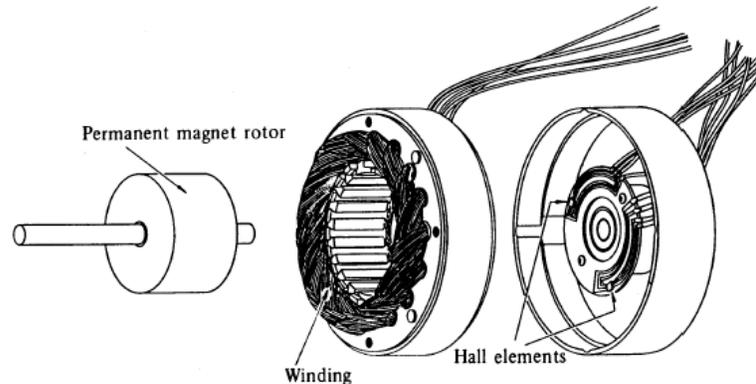


Figura 2.1 Despiece de Motor Brushless DC (ref. [4] p58 F.4.1)

El rotor es un elemento magnético permanente, y el estator está formado por embobinados al igual que un motor AC de varias fases. La gran diferencia entre estos dos tipos de motores es la forma de detectar la posición del rotor, para poder saber como se encuentran los polos magnéticos y así generar la señal de control mediante *switches* electrónicos.

Este sensado de la ubicación de los polos magnéticos en los motores DC sin escobillas normalmente se hace con sensores de *efecto Hall*, aunque existen modelos que utilizan sensores ópticos, que funcionan de manera similar a los *encoders*.

2.2.2 DC sin escobillas vs DC con escobillas

A continuación se presenta la Tabla 2.1, en la cual se comparan las características principales de cada uno de estos motores:

	Motor DC convencional	Motor DC sin escobillas
Estructura Mecánica	Elementos magnéticos en el estator	Elementos magnéticos en el rotor

Principales Características	Respuesta rápida y excelente controlabilidad	Fácil mantenimiento
Conexión de los embobinados	Conexión Δ	conexión Δ o Y
Método de Conmutación	Contacto mecánico entre las escobillas y el conmutador	Conmutación electrónica por medio de transistores
Método para detectar la posición del rotor	Detectada automáticamente por las escobillas	Sensor de <i>efecto Hall</i> , <i>encoder</i> óptico, etc.
Método de reversa	Cambiando la polaridad del voltaje	Cambiando la lógica

Tabla 2.1 DC convencional Vs DC brushless Ref [4]

2.2.3 Lógica de funcionamiento

Como ejemplo para explicar la lógica de funcionamiento de un motor DC sin escobillas, se utilizó un motor con un rotor (elemento magnético), tres embobinados en el estator y tres foto-transistores encargados de la detección de la posición del rotor.

El rotor del motor se encuentra sujeto a una especie de lámina que va girando con éste y que es el objeto que obstruye la luz a los foto-transistores, con lo que se obtiene los estados de los sensores, que determinan las variables de entrada a la lógica que realiza el movimiento. Esto se ve mejor representado en la Figura 2.2.

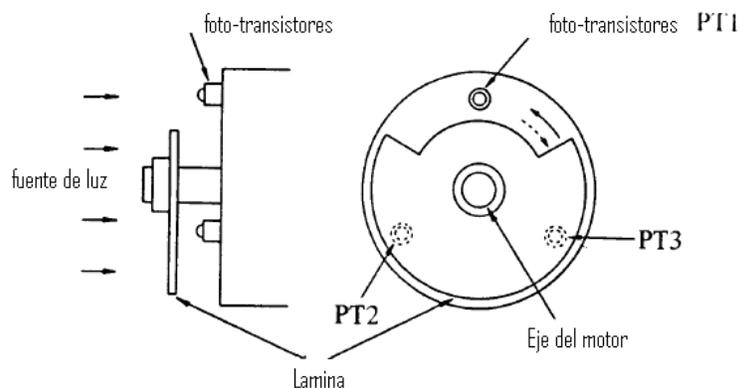


Figura 2.2 Sensores de efecto Hall (Ref. [4] p.59 F. 4.2)

Por ejemplo, en la gráfica se puede observar que mientras PT1 está recibiendo luz, PT2 y PT3 están tapados por la lámina, y de esta forma se sabe en qué posición se encuentra el rotor al momento de la toma de datos.

Una vez se conoce la posición del rotor, se comienza a seguir la lógica secuencial para moverlo a una velocidad determinada, esto se logra energizando las bobinas del estator en diferentes tiempos. Para alimentar los embobinados se usa un control, seguido de una etapa de salida compuesta por transistores, que cumplan con los requerimiento de velocidad y potencia, y se hace pasar corriente por las fases dependiendo de la posición del rotor, este esquema se observa en la Figura 2.3. Es decir, para el ejemplo que se tomó anteriormente de PT1 prendido, mientras PT2 y PT3 se encuentran apagados, la lógica decide por cual embobinado hacer pasar corriente para que gire en uno u otro sentido.

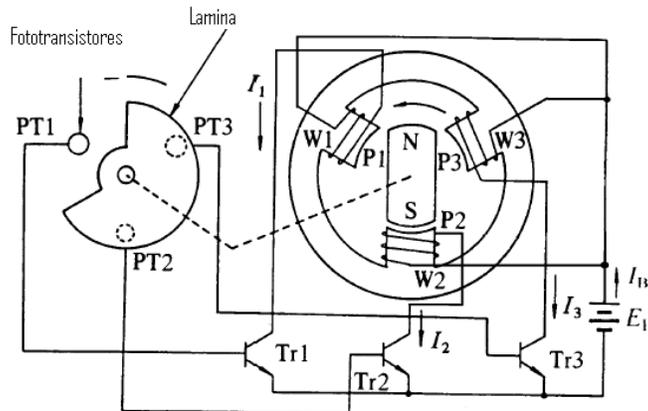


Figura 2.3 Acople sencillo de sensores y fases (Ref. [4] p59 F. 4.2)

2.3 Frenado Regenerativo

El estado de funcionamiento de un motor DC se puede representar gráficamente, como se muestra en la Figura 2.4. Para ello se utiliza un sistema de coordenadas en el que el eje vertical representa la f.e.m (E), y el horizontal la corriente inducida (I). Como la f.e.m. es proporcional a la velocidad, el eje vertical también será de velocidades; del mismo modo, el par se representa en el eje horizontal porque es proporcional a la corriente. Estos dos parámetros definen el punto de funcionamiento del motor, su signo sitúa el punto de funcionamiento en uno de los cuatro cuadrantes. Estos signos dan una imagen del sentido de transferencia de la potencia del motor; Así, en los cuadrantes 1° y 3° el producto f.e.m.-intensidad es positivo, esto equivale a decir que la potencia es positiva y que el motor está absorbiendo energía eléctrica para convertirla en energía mecánica; en otras

palabras, se está comportando como motor. En los cuadrantes 2° y 4°, el producto es negativo; en estas condiciones la máquina cede energía eléctrica, es decir, se comporta como generador.

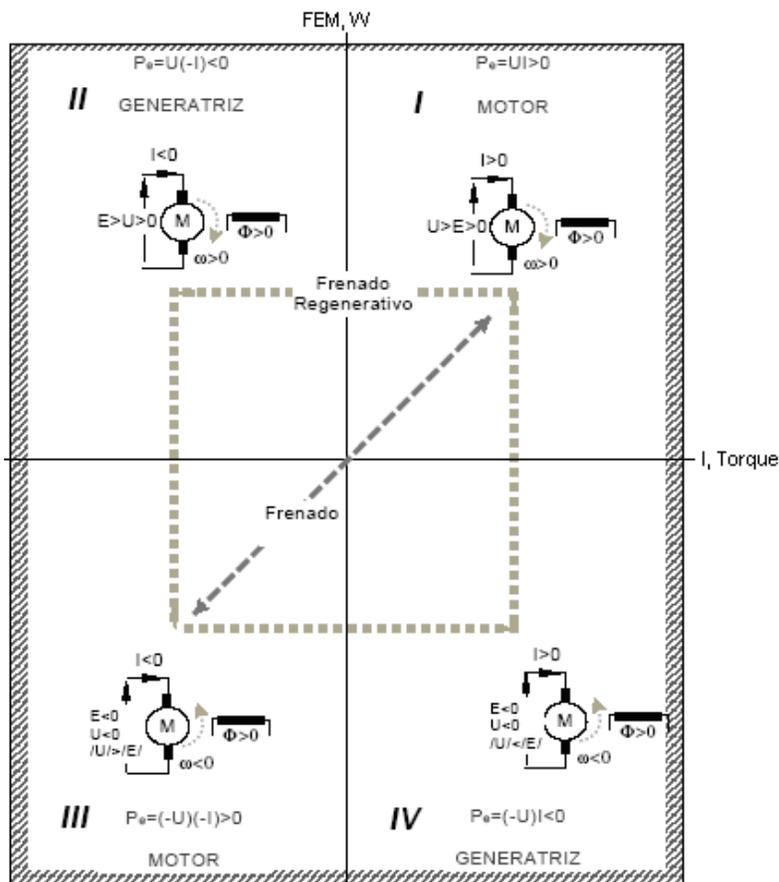


Figura 2.4 Cuadrante de funcionamiento de un motor (Ref.[5], p58 F. 23)

Cuando se da la orden al motor para que disminuya su velocidad, éste responde perdiendo la energía que tiene acumulada por inercia a causa de la entrega de energía a las baterías, por lo tanto este sistema puede llegar a ser un sistema demasiado lento, cuando sean necesarias inversiones de sentido de giro rápidas y sin valores excesivos de corrientes. Si se actúa sobre el motor, de manera que se le pida una inversión del sentido de giro para acelerar la inversión, la energía, que en ese momento tiene el motor, tendrá que tener un camino por el cual volver a la red de alimentación.

En la Figura 2.4 se observa que en estos circuitos de ejemplo se pasa directamente del 1^{er} al 3^{er} cuadrante y viceversa, sin entrar en el 2° y 4° cuadrante. Al darle un camino para devolver la energía a la red, a la pérdida por rozamientos

hay que añadirle la que se devuelve a la red. Por lo tanto se acelera el proceso de inversión. A este tipo de mando se le denomina frenado regenerativo.

2.4 Frenado Regenerativo en motores *Brushless*

Generalmente, en los motores *brushless*, se utiliza el campo generado por el paso del rotor (Imán permanente) a través de los embobinados del estator, para excitar los sensores de *efecto Hall* montados sobre el rotor, generando las señales para realizar el control del motor. La teoría electromagnética dice que se produce un campo, proporcional a la velocidad, cuando se mueve un dipolo magnético en el espacio. Este campo es inducido en las bobinas, de las que están compuestas las fases del motor, generando una f.e.m de retorno en el embobinado. En el caso de los motores *brushless*, la energía aplicada a cada fase debe ser mayor que la f.e.m de retorno inducida para tener un torque mayor a cero. Esta energía se puede utilizar cuando el motor deja de ser excitado, ya que es proporcional a la velocidad y por lo tanto a la inercia, en el momento de frenar para recargar las fuentes de alimentación. La información sobre la energía en cada una de las fases del motor cuando no se está alimentando, se puede obtener de los sensores que indican la posición del rotor.

Para caso del motor *Pittman N2311A012/18*, que se utilizó en el proyecto y que está disponible en el laboratorio del departamento de ingeniería electrónica, la hoja de especificaciones [6] muestra la gráfica Figura 2.5 que relaciona la f.e.m. de retorno, con las señales de los sensores de posición de *efecto hall*.

Para realizar el frenado dinámico del motor *brushless DC*, es necesario, como en cualquier otro motor DC, aumentar la carga en el embobinado, de tal manera que el campo generado en éste aumente, reduciendo la velocidad del rotor.

En el frenado regenerativo, como se expuso anteriormente, el objetivo no es disipar la energía en calor, ya sea en un freno mecánico o en una resistencia, sino por el contrario aprovechar ésta para recargar la batería que alimenta el motor, mejorando la eficiencia del sistema.

Lo anterior crea la necesidad de involucrar un bloque en el sistema, capaz de alimentar el motor y además de ofrecer un camino de descarga hacia la alimentación cuando se reduce la velocidad del motor. Este bloque generalmente se implementa con un *convertor bidireccional*, del cual existen diversas configuraciones, cada una con ventajas y desventajas que fueron estudiadas durante el desarrollo del proyecto para escoger la más adecuada para el prototipo que se desarrolló. Sin embargo, a continuación se introduce, la teoría del convertor *bidireccional*.

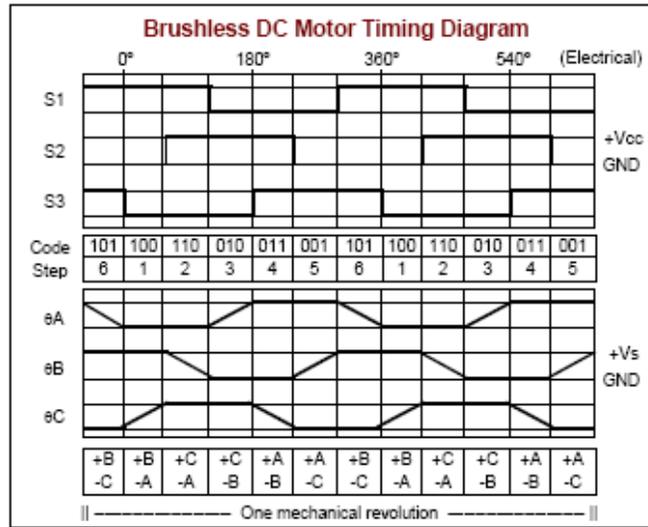


Figura 2.5 Diagrama de tiempo del motor Brushless DC (Ref. [6])

2.4.1 Conversores DC-DC *bidireccionales*

En primera instancia, nos enfocaremos en el proyecto desarrollado en la referencia [5], donde se muestra el estudio realizado sobre un automóvil de energía solar, accionado por un motor *Brushless DC*, utilizando el concepto de frenado regenerativo. El esquema general utilizado como circuito de carga de la batería, se muestra en la Figura 2.6 para una topología de un interruptor activo y en la Figura 2.7 para una topología de dos interruptores activos [5].

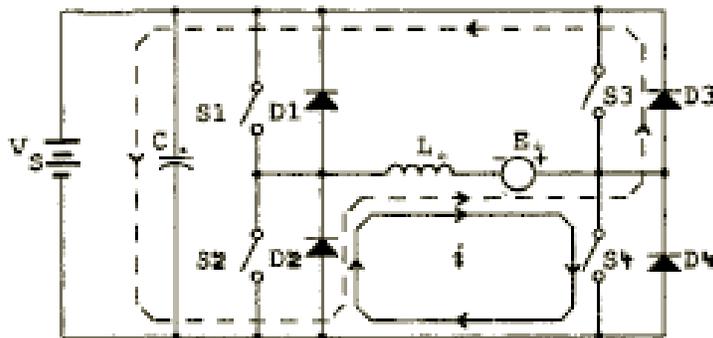


Figura 2.6 Fuente de conmutación 1

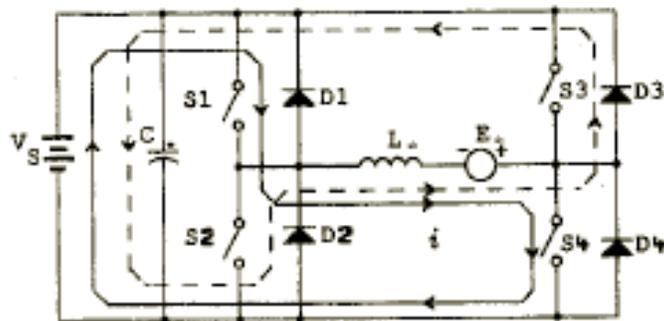


Figura 2.7 Fuente de conmutación 2

En ambos circuitos la inductancia referida como “ L_{ab} ”, representa el embobinado de las fases A y B del motor *Brushless* y la fuente “ E_{ab} ”, la f.e.m. de retorno inducida en las mismas fases. En el circuito de la Figura 2.6. Se muestra la línea continua como el camino de corriente, en el estado inicial, cuando el switch 4 está encendido, y la línea punteada, el camino de la corriente cuando el switch 4 está apagado, en el segundo estado. El interruptor 4 se apaga cuando la corriente alcanza un umbral definido, cargando la batería. Cuando se reduce la corriente que circula hacia la batería, el interruptor S4 se vuelve a encender, repitiendo el proceso cuando se está frenando.

Para la segunda topología, en la Figura 2.7. En el primer estado se encuentran encendidos los interruptores S1 y S4, creando un camino de corriente seguida en la línea continua, generada por la f.e.m inducida en los embobinados. Cuando se llega al limite establecido (umbral), se apagan los interruptores S1 y S4, creando un camino de corriente seguido por la línea punteada.

Otro tipo de convertidor DC-DC más elaborado se trata en la referencia [5], el cual emplea dos “*half-bridges*” interconectados mediante un transformador como se muestra en la Figura 2.8. Este convertidor reduce los elementos de conmutación mejorando la eficiencia. Se utiliza como elementos resonantes la bobina parásita del transformador y los condensadores “*snubber*”, que incluyen los condensadores parásitos del *switch*, para alcanzar la conmutación de voltaje cero. El circuito trabaja en modo *boost* cuando el vehículo está en marcha, alimentando el bus de voltaje requerido para el motor. Cuando se requiere frenado regenerativo el circuito carga la batería, actuando en modo *buck*. El funcionamiento de este circuito y el modo de control se expondrá en los cálculos de componentes (sección 4.3.1).

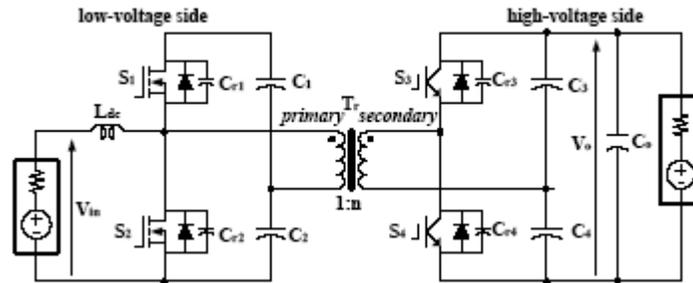


Figura 2.8 Fuente de conmutación 3

2.5 BATERÍAS

Hay dos maneras de producir electricidad para aplicarla a usos prácticos: bien mediante maquinas llamadas dinamos o generadores de corriente eléctrica, cuando se trata de un consumo apreciable para instalaciones fijas; o bien mediante el empleo de baterías de pilas secas o de acumuladores, si se trata de aparatos portátiles o vehículos eléctricos (VE).

Una pila transforma la energía química en energía eléctrica; parte de esa energía química se transforma en calor (energía calorífica) y el resto en corriente eléctrica.

Existen dos clases de almacenadores: el primario (pila), cuya carga no puede renovarse cuando se agota, excepto reponiendo las sustancias químicas de las que está compuesta, y el secundario (baterías), que sí es susceptible de reactivarse sometiéndola al paso más o menos prolongado de una corriente eléctrica continua, en sentido inverso a aquél en que la corriente de la pila fluye normalmente[7].

Para proporcionar una rápida aceleración y unos viajes de larga distancia, las baterías de VE han de tener una gran potencia y energía específicas, respectivamente. Además, han de ser de bajo precio, fáciles de mantener, seguras bajo condiciones de funcionamiento y tolerantes a los abusos a que los vehículos están expuestos en el funcionamiento diario normal.

La batería de ácido-plomo continúa siendo la de mayor disponibilidad en el mercado para VE. La investigación para mejorar estas baterías se centra en incrementar la energía y potencia específicas y el ciclo de vida, y en decrementar las exigencias de mantenimiento, volumen, peso y precio[8].

2.5.1 Baterías de Ácido-plomo

Este tipo de batería ha sido la más ampliamente usada en el mundo. La mayoría son construidas de planchas de plomo o celdas, donde una de éstas, el electrodo positivo, está cubierto con dióxido de plomo en una forma cristalina entre otros aditivos. El electrolito está compuesto de ácido sulfúrico, y éste participa en las reacciones con los electrodos donde se forma sulfato de plomo y lleva corriente en forma de iones. Estudios demuestran que la batería de ácido-plomo tiene una densidad energética aproximadamente 20 veces mayor que las de níquel-cadmio o níquel-hierro[9]. Adicionalmente, la baterías de ácido-plomo, a diferencia de las de níquel-cadmio o níquel-hierro, no tienen el efecto negativo de memoria, el cual consiste en una reducción de la capacidad de carga, cuando éstas no han sido totalmente descargadas antes de la recarga. Esto permite realizar pequeñas cargas a las baterías sin afectar el desempeño de las mismas.

2.5.2 Capacidad de una batería

La capacidad de una batería es la cantidad total de electricidad producida en la reacción electroquímica y se define en unidades de *coulombs* (C) o amperios-hora (Ah), que es la más usada como especificación de las baterías.

La capacidad es determinada por la masa activa de los electrodos y está determinada por la ley de Faraday: Un equivalente-gramo de material produce 96500 C o 26,8 Ah.

Se define capacidad teórica al valor:

$$C_t = xnF$$

DONDE,

x = Número de moles que intervienen en la reacción completa de descarga.

n = Número de electrones que intervienen en la reacción.

F = Número de *Fadaray* (96500 C).

La capacidad real (C_r), valor obtenido en la práctica, es inferior a la capacidad teórica debido a que la utilización de los materiales activos nunca es del 100%.

La capacidad se mide en la práctica descargando la celda a una intensidad hasta alcanzar un valor especificado de la tensión en bornes (tensión de corte).

También es ampliamente usado en la comparación de los diferentes sistemas, el término capacidad específica, que es el valor de la capacidad dividida por el peso de la celda y se mide en Ah/kg[10].

En baterías de ácido-plomo, se tienen diferentes formas de carga dependiendo de la aplicación que se necesite para éstas.

2.5.3 Fuente de potencia principal (*Main Power Source*)

2.5.3.1 Voltaje constante

En este caso se busca cargar las baterías con un voltaje constante hasta que la corriente se encuentre estable por un lapso no menor a tres horas. Si no se tiene un control de voltaje constante, las baterías pueden entrar en sobrecarga. En este caso el agua del electrolito se descompone por electrolisis generando más oxígeno del que puede ser absorbido por el electrodo negativo. Este electrolito convierte el oxígeno en hidrógeno, el cual se pierde en el sistema de la batería. De esta manera las reacciones químicas de carga y descarga se vuelven ineficientes y causan un deterioro considerable en la vida útil de la batería. Debido a esto, el control de voltaje se hace indispensable en este tipo de carga.

2.5.3.2 Corriente y voltaje constantes

Este método de carga de las baterías exige un control para mantener el voltaje y corriente constantes y se logra una carga en un tiempo aproximado de 6 horas.

2.5.3.3 Fuente de potencia en “stand-by”

2.5.3.3.1 Método de control de voltaje constante en dos pasos

En este método se tienen dos estados. En el primero, se mantiene un voltaje de carga alto, hasta que un sensor de corriente se active, dando paso a un bajo voltaje que se mantendrá, como en el caso 2.5.3.1, hasta que la corriente se estabilice en el valor determinado. Este método tiene la ventaja de lograr un tiempo de carga menor que en los casos anteriores.

2.5.3.3.2 Compensación de carga (goteo)

En este método la batería se desconecta del circuito y se hace la carga con una pequeña corriente que se encargará de compensar la descarga dada por el circuito. En caso de falla, la batería se desconecta del circuito de carga y empieza a trabajar en su estado normal de alimentación al circuito consumidor. Este sistema de carga por “goteo” es usado cuando se pretende recargar la batería cada vez que ésta entregue potencia al circuito consumidor[10].

2.6 GLOSARIO

ADC: Conversor Análogo Digital. Módulo incluido en el Microprocesador

Backward difference: Método de control discreto implementado en el programa de control. Numeral 4.2.1.3.

BFEM: Ver F.E.M. de retorno.

Boost: Esquema de fuente de conmutación que eleva el voltaje.

Brushless: Clase de motor DC sin escobillas.

Buck: Configuración de fuente conmutada, que disminuye el voltaje.

Buck-boost: Configuración de fuente conmutada, en capacidad de elevar y disminuir el voltaje de salida.

Change Notification: Reporte de cambio de estado en un *pin* de entrada del microcontrolador.

Conversor Bidireccional: Circuito que transfiere energía desde la entrada a la salida y viceversa.

Control de frenado: Accionamiento del control sobre el circuito *Bidireccional* para frenar el sistema.

Control de motor: Accionamiento del control para conmutar las fases del motor.

CUK: Configuración de fuente de conmutación, que está en capacidad de aumentar o disminuir su voltaje y cuyo elemento de transferencia es un condensador.

Driver: *Circuito manejador del encendido y apagado de un MOSFET, que actúa sobre el gate del mismo.*

Efecto hall: Efecto que induce un voltaje sobre dos placas, las cuales atraviesa un campo magnético.

Electrólisis: Descomposición de un cuerpo producida por la electricidad

F.E.M. de retorno (B.F.E.M): Fuerza electromotriz inducida en los embobinados del motor, debido al paso cercano del rotor (imán permanente) a las fases.

Frenado regenerativo: Concepto que explica la transformación de energía cinética en eléctrica para el frenado de un motor.

Generación de plano de tierra: Técnica de diseño de circuitos impresos para aislar el ruido, generando una tierra continua, en toda la superficie de la tarjeta.

Half-bridges: Circuito en configuración de medio puente, que se utiliza para la conmutación de elementos pasivos, transfiriendo energía en los dos sentidos.

Motoreductor: Elemento mecánico, compuesto internamente de piñones dispuestos generalmente para reducir la revoluciones de giro de un motor, aumentando el torque.

Overflow: Desborde del tamaño del dato en un registro.

Puente H trifásico: Circuito de conmutación que se utiliza para manejar motores trifásicos DC.

Pre-Scala: Escalización de la señal interna del reloj para obtener una resolución adecuada.

PWM (Pulse Width Modulation): Modulación por ancho de pulso.

Reacción electroquímica: Reacción química de un compuesto que produce electricidad.

Ruteo en estrella: Técnica de diseño de circuitos impresos para agrupar el nivel cero de voltaje en un pequeño espacio.

Snubber: Condensador dispuesto en un elemento activo para suavizar los sobrepicos debidos a la conmutación.

Switches de estado sólido: Elemento activo conmutando entre dos estados, Transistor, diodo, etc.

Timer: Módulo del microprocesador que aumenta progresivamente con una señal síncrona generada dentro del mismo.

Vehículo híbrido: Móvil que cuenta con dos o más tipos de fuentes de energía para trasladarse.

3 ESPECIFICACIONES DEL PROYECTO

En el proyecto se busca realizar un prototipo, que asemeje el funcionamiento de un carro, en el cual se pueda controlar la velocidad del motor y hacer frenado regenerativo buscando la forma más idónea de conseguirlo partiendo de limitaciones como tiempo de investigación, diseño y montaje; costos, equipo y disponibilidad de componentes.

Para cumplir con los objetivos del trabajo se utilizó el motor *brushless DC PITTMAN N2311* (ver anexos), disponible en el laboratorio de la facultad de ingeniería. Éste debe ser capaz de ponerse en marcha, moviendo el prototipo elaborado con el peso necesario para lograr generar una energía cinética considerable en pendientes descendentes y a la vez tener la capacidad de subir ciertas pendientes necesarias para el estudio del proyecto.

Adicionalmente, el carro debe tener la autonomía suficiente para mantenerse en movimiento durante un tiempo prudencial que permita tomar las medidas que son objeto de estudio en el análisis del diseño.

Por último, debe tener la capacidad de controlar la velocidad con unas variaciones mínimas y conmutar la fuente *bidireccional*, recopilando datos que le permitan tomar decisiones de aceleración y frenado para así poder cargar las baterías cuando sea necesario. El usuario debe tener acceso a los datos tomados por medio de una interfaz visual que le permita ver el desempeño del vehículo en tiempo real.

Para cumplir con estos requerimientos se buscaron materiales y componentes que, partiendo de las limitaciones anteriormente mencionadas, permitan un desempeño aceptable del prototipo.

Se usó el siguiente diagrama de bloques (Figura 3.1) para el desarrollo del proyecto, donde la función de cada uno determina las especificaciones necesarias del prototipo. Y es en el diseño de cada uno de estos bloques, donde se tomó la decisión de qué componentes escoger para el desarrollo del proyecto.

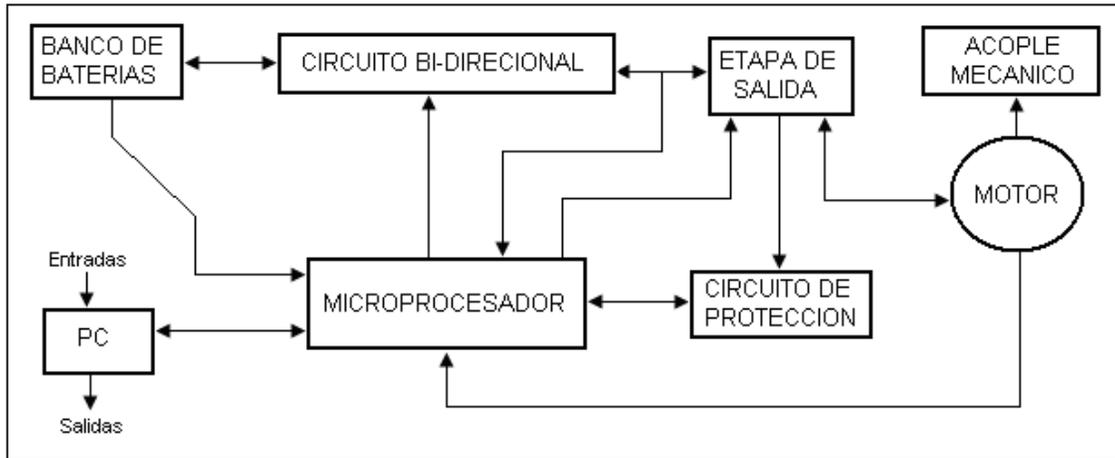


Figura 3.1 Diagrama en bloques

Ya que el motor escogido para este proyecto es el *Brushless DC PITTMAN N2311*, se partió de las especificaciones de éste para generar las limitaciones iniciales del acople mecánico y etapa de salida.

3.1 ACOPLE MECÁNICO

Como se vio en la sección 2.4.1, se requiere generar un voltaje mínimo a la entrada para poder cargar las baterías. Para esto se necesita crear una inercia en el prototipo la cual se logra con velocidad en el motor y peso en el prototipo con el fin de almacenar energía cinética mientras el carro se encuentra en movimiento. El peso del prototipo, que no puede exceder ciertos límites, se logra mediante los componentes intrínsecos del mismo, como lo son la batería, las llantas, los circuitos y la carrocería, que se hizo en acero inoxidable ya que su densidad es baja y su resistencia alta. Esto con el fin de permitir colocar una batería con más capacidad sin sobrepasar los límites de peso y espacio del automóvil.

Como se ve más adelante, el torque del motor [6] es muy bajo para poner en marcha el prototipo. Adicionalmente, la velocidad del motor sería muy alta en las condiciones que se requieren. Para esto se acopló un reductor mecánico, encargado de disminuir la velocidad real del carro, sin afectar la velocidad del motor. Por otro lado, la implementación de este reductor aumenta la fuerza del automóvil, permitiendo así, alcanzar pendientes de subida mayores.

3.2 ETAPA DE SALIDA

Para manejar la conmutación de voltaje en las fases del motor trifásicos *brushless DC*, se usa un circuito llamado “puente H”¹. Su diseño es dependiente de variables como la corriente máxima, con la cual va a trabajar el motor y la alimentación de voltaje.

Para manejar estas conmutaciones, se hace necesario el uso de interruptores (MOSFET), los cuales deben soportar la corriente utilizada por el motor y manejar su voltaje nominal. Estos valores son:

$$I_{max} = 3 \text{ Amperios}$$

$$\text{Voltaje} = 24 \text{ Voltios}$$

Los MOSFET IRF540 (canal n) e IRF9540 (canal p) cumplen con estas características, puesto que resisten un voltaje source – drain de 36 Voltios y su corriente máxima es de 17 Amperios.

3.3 FUENTE BIDIRECCIONAL

Teniendo claras las especificaciones del prototipo y las limitaciones dadas por el motor y la etapa de salida, se calculó la fuente de alimentación para cumplir los requerimientos sin afectar las corrientes máximas que éstos pueden soportar.

La fuente se diseñó para que esté en capacidad de entregar una corriente máxima promedio al motor de 3A, a un voltaje nominal del motor de 24V, es decir, puede entregar 72 W. La importancia de la eficiencia en este circuito se ve reflejada en optimizar los cálculos de componentes y el correcto ajuste del control, además de tener en cuenta la disposición del impreso para minimizar las pérdidas.

En el desarrollo de los cálculos para la selección e implementación de componentes, se especificaron los valores máximos de corriente como se expone en el numeral 4.3.3.

Para la disposición del circuito impreso, se decidió diseñar la tarjeta de potencia donde circula la corriente del motor y de la fuente. Se utilizaron técnicas de

¹ El diagrama del circuito “puente H” se encuentra en el numeral 4.1.1.1.

elaboración de impresos para minimizar el ruido y la pérdida de eficiencia, como lo son: ruteo en estrella y generación de plano de tierra.

3.4 BATERÍAS

Conociendo las especificaciones de la fuente de conmutación y el motor, se procedió a la selección de la batería. Para esto se tuvieron en cuenta criterios de decisión como peso, capacidad (sección 2.5.2), tamaño y precio. En la Tabla 3.1 se enumeran las características físicas y eléctricas de la batería seleccionada.

VOLTAJE	12 Voltios
Capacidad	7.2 Ah
Corriente Máxima de carga	1.08 A ²
Peso	2.5 Kg
Dimensiones físicas	15.1cm x 64.5 cm x 9.4cm

Tabla 3.1 Especificaciones de la fuente

El voltaje se determinó con el fin de realizar una fuente inversora 2 : 1, ya que ésta permite manejar corrientes no muy altas (la corriente de la batería es el doble de la consumida por el motor)y, adicionalmente puede ser recargada con la BEMF. La capacidad es suficiente para darle una autonomía de alrededor de 3 horas, lo cual nos permite tomar medidas sin tener que recargarla repetidas veces. Adicionalmente, el precio de la batería se determina por la capacidad.

Por último, su peso y dimensiones se acomodan a las exigencias del prototipo ya que colaboran con la inercia, sin dañar las condiciones de peso máximo y es de fácil acomodación dentro del prototipo diseñado.

La corriente máxima de carga de la batería limita el proyecto, pero no se justifica aumentarla en grandes proporciones ya que la disminución es baja y el precio se aumentaría notablemente en la siguiente referencia comercial de capacidad (12 Ah) y no mejoraría mucho la especificación.

3.5 MICROPROCESADOR

Para la elección del procesador se tuvieron en cuenta los requerimiento para el manejo del motor, el circuito *bidireccional* y la transmisión de datos al computador.

² Especificación para corriente de carga promedio.

De esta manera los requerimientos más importantes para la elección del procesador son los siguientes:

Debe manejar 4 módulos de PWM independientes, 3 de ellos dedicados al control de la secuencia de funcionamiento del motor, y el otro disponible se debe conmutar para accionar los MOSFETs del circuito *bidireccional*.

Debe estar en capacidad de manejar 2 entradas para conversión análoga-digital (ADC), de alta resolución, una para el sensado de la fuente de 24 V y la otra para establecer la velocidad de funcionamiento deseada por el usuario a través de un potenciómetro.

Los requerimientos necesarios de memoria (programación) y capacidad de procesamiento (actualización de poscontroles y frecuencias de conmutación), para el control del sistema, se confrontaron durante el desarrollo del proyecto.

Finalmente el procesador debe tener modulo de transmisión asíncrono para la comunicación con el computador donde se corre una aplicación de supervisión del funcionamiento del sistema.

Después de analizar los requerimientos más importantes del procesador se decidió utilizar el *dsPIC30F6010*, principalmente por tener la facilidad de manejar 4 módulos de PWM independientes al mismo tiempo.

3.6 ESPECIFICACIONES Y REQUERIMIENTOS DE SOFTWARE

El proyecto debe contar con una interfaz gráfica que permita la supervisión del comportamiento eléctrico y mecánico del sistema.

Por lo anterior se decidió desarrollar un programa en *Lab-view 6.0*. para visualizar el comportamiento de las variables más significativas, entre ellas están:

Velocidad real del sistema

Velocidad deseada

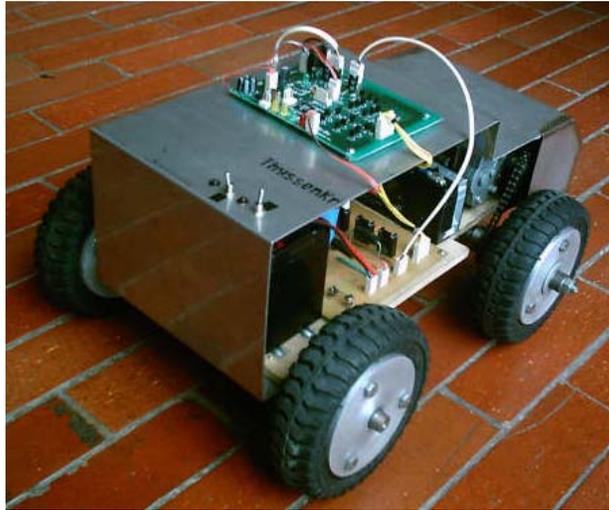
Ciclo útil de los MOSFET que controlan el circuito *bidireccional* y los del motor.

Estado de funcionamiento del sistema, que pueden ser: Frenado, marcha hacia adelante y protección.

Voltaje de alimentación del motor.

Por facilidad de manipulación del prototipo, existen dos formas de establecer la velocidad deseada: la primera es enviar desde la interfaz gráfica el valor de la velocidad que se quiere obtener, la segunda es a través de un potenciómetro. De cualquiera de las dos maneras es necesario habilitar la forma de obtener dicha velocidad al microcontrolador, por medio de la interfaz gráfica.

4 DESARROLLO



Basados en las especificaciones anteriores, se procedió al diseño de los bloques que componen el sistema. Para empezar se desarrollaron los cálculos de torque y corriente máximos que el automóvil debe soportar para permitir el funcionamiento del prototipo.

4.1 ACOPLA DE LOS BLOQUES MECÁNICO-ELÉCTRICOS

La constante de torque del motor *PITTMAN N2311* es de $1.53E-02$ N-m/A y el torque continuo máximo es de $1.1E-01$ N-m lo que significa que su fuerza sería insuficiente para poner en movimiento el prototipo debido a su peso y velocidad especificadas (peso prototipo $\cong 12$ Kg; velocidad máxima $\cong 32$ m/s). Es decir, si se quisiera conectar directamente el motor a los ejes, éste tendría una velocidad muy alta, pero nunca se pondría en marcha.

Para esto y, teniendo en cuenta los límites fijados, fue necesario colocar un reductor mecánico como acople entre el motor y el eje de las llantas. Aunque su fuerza aumenta en una relación de (40:1) su velocidad disminuye en la misma proporción. Adicionalmente, la eficiencia de este acople es bastante baja (Aunque no se pudo tomar una medida exacta, se hizo una aproximación del 80%), lo que implica una pérdida de energía de carga en la batería al momento de frenar.

Si la eficiencia es del 80% en el acople de ida, también lo será en el momento de carga. Así, el prototipo tendría una eficiencia total del motor del 64%, la cual se utilizó como eficiencia base para el análisis de resultados de variables eléctricas.

La eficiencia mecánica se puede aumentar haciendo mejores acoples y buscando elementos de mejor calidad, pero para el fin del proyecto lo más relevante es tener un punto de partida para el análisis de la carga de las baterías.

Para medir la eficiencia real del sistema, cuando el prototipo cargue las baterías mediante frenado regenerativo, se decidió aislar las pérdidas mecánicas debidas a los acoples y al reductor mecánico, despreciando en los cálculos la energía que se disipa en ellos. Para tal efecto se midió la eficiencia del sistema mecánico marchando hacia delante, y se encontró un factor de escalización para obtener la eficiencia eléctrica cuando el sistema se encuentra regenerando energía.

En los siguientes cálculos se busca determinar la fuerza, aceleración y ángulo máxima, tanto de subida como de bajada del carro, con el fin de limitar el alcance del proyecto para el control de velocidad, frenado y carga de baterías del prototipo.

4.1.1 Torque en función de la corriente

$$K_T = 1.53 \cdot 10^{-2} [N \cdot M / A]$$

Basados en las limitaciones de corriente máxima de la batería escogida, la cual, para garantizar una autonomía de 1 hora a máxima carga, se definió una corriente máxima de 5A, con la cual se determina el torque máximo del motor.

$$T_{CS_M} = 1.53 \cdot 10^{-4} \cdot 5$$
$$T_{CS_M} = 0.0765 [N \cdot M]$$

Con el reductor 50:1, se aumenta el torque y se disminuye la velocidad,

$$T_{CS_M} = 0.0765 \cdot 50$$
$$T_{CS_M} = 3.825 [N \cdot M]$$

pero el reductor tiene una eficiencia del 80%, que se ve reflejado en la disminución del torque.

$$T_{CEM} = 0.8 \cdot 3.825 [N \cdot M]$$

$$T_{CEM} = 3.06 [N \cdot M]$$

Ahora, calculamos la fuerza máxima del carro debido al tamaño de las llantas.

Radio de las llantas: 0.075m

$$F_{CARROMAX} = 3.06 \cdot \frac{1m}{0.075m} \cdot N$$

$$F_{CARROMAX} = 40.8N$$

Teniendo la fuerza máxima que puede hacer el motor sobre la plataforma, hacemos los cálculos del ángulo máximo de subida en una rampa (ver Figura 4.1).

Peso aproximado del prototipo : 12Kg

Aceleración máxima : 1m/s²

Velocidad máxima : 1m/s

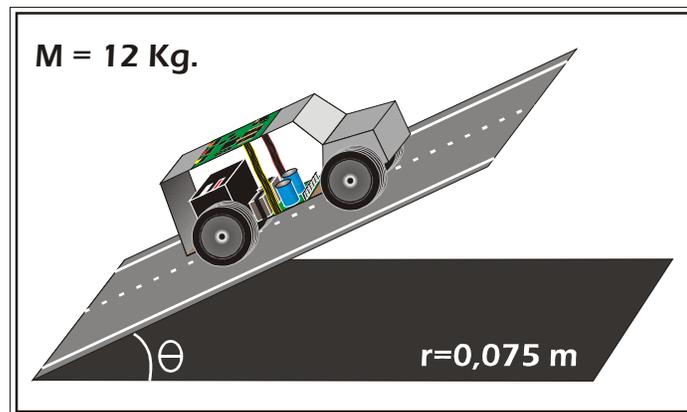


Figura 4.1 Angulo de elevación de la rampa

$$\sum F = 0$$

$$F_{CARROMAX} - 12Kg \cdot 1m/s^2 \cdot \text{sen}(\theta) - 12Kg \cdot 9.8m/s^2 \cdot \text{sen}(\theta) = 0$$

$$40.8N - (12N + 117.6N) \cdot \text{sen}(\theta) = 0$$

$$\theta_{MAX} = \arcsin\left(\frac{40.8}{12 + 117.6}\right) = 18.3^\circ$$

El ángulo máximo de elevación es de 18.3° para mover la masa a la aceleración especificada.

Determinamos un rango de funcionalidad continua para máxima velocidad del prototipo, disminuyendo en un 20% el ángulo máximo (14.6°) calculado para conservar la vida útil de los elementos que componen el hardware del proyecto.

Para continuar con el desarrollo del prototipo, se realizó el diseño y cálculos para el control de velocidad del prototipo.

4.2 CONTROL DEL MOTOR

4.2.1 Control trapezoidal

4.2.1.1 Diseño de *drivers* y etapa de potencia

Para realizar el control trapezoidal sobre el motor *brushless DC* se diseñó un circuito puente H para manejar un motor trifásico en configuración estrella, que cuenta con seis MOSFETs, los cuales permiten la conmutación entre los embobinados del motor (Figura 4.2). Se escogieron MOSFETs canal N *IRF540* y canal P *IRF9540*, por estar diseñados para manejar conmutaciones de alta velocidad ($t_{rr} < 220\text{ns}$) y mediana corriente sobre las inductancias.

Cada fase se encuentra en un estado determinado (Tabla 4.2) el cual se logra encendiendo y apagando los dos MOSFETs en serie de cada una, para conseguir un camino de corriente entre dos de los tres embobinados, mientras el otro se encuentra en alta impedancia. Para esto la salida del *dsPIC30F6010* se debe encontrar de la siguiente manera: fase encendida (su control se hace a través del PWM, pero se toma como encendida) con *driver H* en PWM y *L* en 1 (lógico); fase apagada con *drivers H* y *L* en cero y fase en alta impedancia con *H* en uno y *L* en cero (Tabla 4.4).

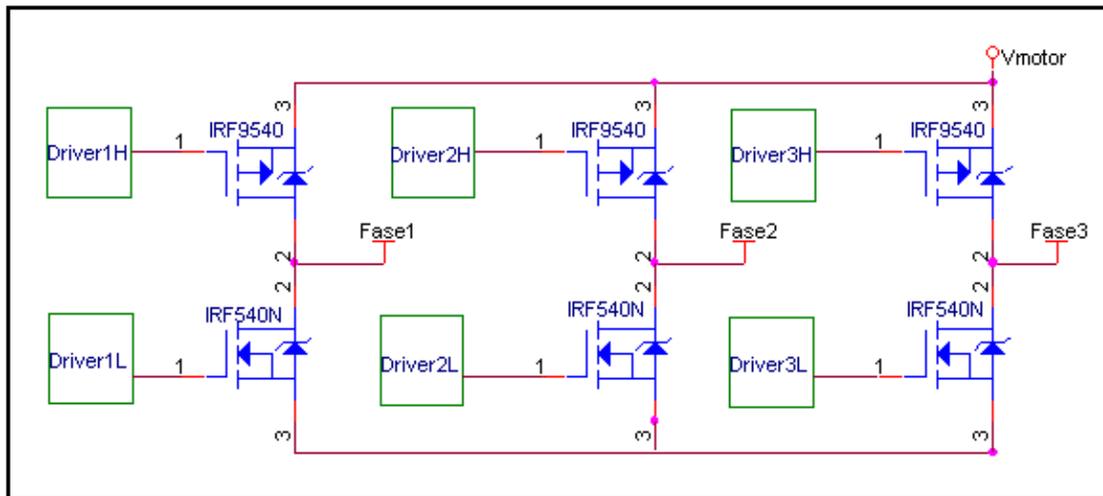


Figura 4.2 Puente H (Fases en conexión Y).

Los circuitos manejadores (*Drivers*), fueron diseñados para obtener los niveles de voltajes apropiados para el *Gate* de cada MOSFET, adaptando la señal que proviene del microprocesador *dsPIC30F6010* (0V a 5V) al requerido para que estos se enciendan correctamente (0V a 12V).

En la Figura 4.3 y la Figura 4.4 se muestra la configuración de los dos tipos de *Drivers* adaptadores de voltaje que se diseñaron para manejar la señal de *Gate* de los MOSFETs. Debido a que el V_{gs} máximo es 20V y a que la referencia de voltaje que se utilizó es entre 24V (V_{motor}) y tierra, se hizo necesario trabajarlos en región activa (no en saturación) y corte, con el fin de limitar el voltaje de subida de las etapas de emisor-común que hay en los dos *drivers*. Con la configuración de resistencias que se muestra en la gráfica Figura 4.4, se eleva el voltaje de entrada (señal digital de 0V a 5V) a la etapa AB alrededor de 15V con lo que se logró una rápida conmutación y el voltaje que requieren los MOSFETs entre *gate* y *source* para conmutar.

Se lograron tiempos de conmutación cortos en el encendido y apagado de los MOSFETs debido a que los transistores acopladores de señal trabajan en la región activa y la de corte para el caso de los *Drivers xHigh*, que manejan conmutaciones de 10 KHz.

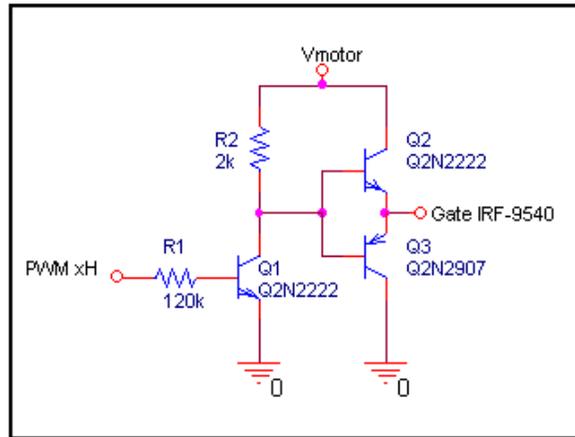


Figura 4.3 Driver xHigh

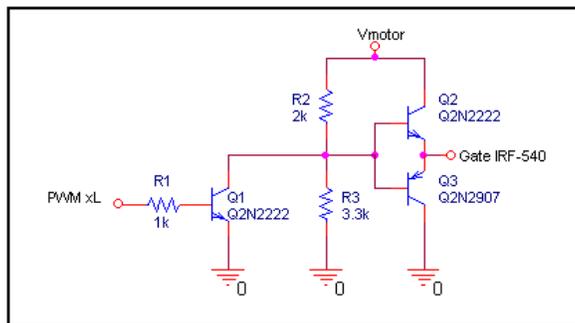


Figura 4.4 Driver xLow

4.2.1.2 Acople de fases y sensores (cálculo de velocidad)

Como se observó en el marco teórico, el motor *Brushless DC* con el que se trabajó, tiene tres sensores de *efecto Hall*, y cuatro polos en su rotor. Esto implica que por cada revolución mecánica hay dos revoluciones eléctricas en cada uno de los sensores, como se muestra en la siguiente gráfica:

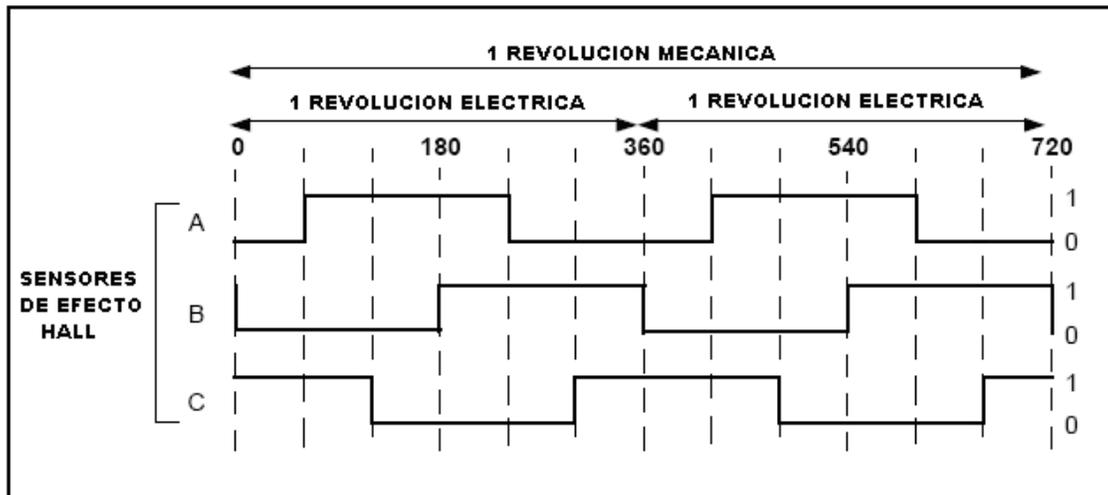


Figura 4.5 Diagrama de tiempos de sensores Hall

Estas señales entran a un puerto digital del microcontrolador (Puerto D) y éste se encarga de procesar las señales para el cálculo de la velocidad del motor.

Este cálculo se realizó basado en lo siguiente:

$$f_{MIN}(sensores) = 5[Hz],$$

ya que se tienen tres señales desfasadas entre sí 120°, se calculó la velocidad haciendo una lectura de un *timer* cada vez que alguna de éstas tenga un cambio de nivel.

El cálculo de velocidad se realizó usando la función de *Change Notification (CN)* que tienen algunos pines del *dsPIC30F6010* (entre éstos el Puerto D). Cuando un cambio sucede, el proceso se interrumpe y entra a una subrutina.

En esta subrutina se toma el dato de un *timer*, con este valor se calcula la velocidad del motor, y luego vuelve a iniciarse el conteo. Al bajar la bandera de interrupción, se vuelve a la rutina principal del procesador. El *timer* cuenta hasta el siguiente cambio de nivel en cualquiera de las tres entradas, y vuelve a ejecutar el ciclo de interrupción.

Para configurar el *timer* que realiza la función se tuvo en cuenta la frecuencia mínima de los sensores para que el registro de 16 bits no tenga *overflow*.

$$T_{MAX} = \frac{1}{f_{MIN}} = 0,2[seg]$$

Por lo cual el periodo máximo de *CN* es:

$$T_{CN_MAX} = \frac{0,2}{6} = 33[ms]$$

El periodo de procesamiento del *dsPIC30F6010* es:

$$T_{dsPIC} = \frac{1}{f_{dsPIC}} = \frac{1}{\frac{80[MHz]}{4}} = 50[ns]$$

Usando el *timer* con pre-escala de 1 : 64, éste cuenta cada:

$$T_{timer} = 64 \cdot 50[ns] = 3,2[\mu s]$$

En 33ms este *timer* realiza 10.313 conteos para lo cual se necesitan 14 bits (16384 conteos), así que usando esta pre-escala es posible usar el *timer* sin tener *overflow*.

Teniendo el número de conteos se calcula la velocidad del motor en revoluciones por segundo con la siguiente ecuación:

$$T_{sensores} = (\#conteos) * 6 * T_{timer}$$

$$T_{revolucion_motor} = 2 * T_{sensores}$$

$$Velocidad_motor = \frac{1}{T_{revolucion_motor}} * 60[rpm]$$

A partir de estos datos se expone la siguiente tabla con los valores de velocidad con los que se realizaron las pruebas para facilidad del lector.

Valor en HEX	Valor en DEC	# Conteos	RPS Motor	RPS Llantas ³	Vel. Prototipo
40	64	1562	33.3	0.833	0.2676 m/s
60	96	1020	51.0	1.276	0.4099 m/s

³ Debido al reductor y la cadena de transmisión, la velocidad de las llantas es menor en una proporción 40:1

78	120	833	62.5	1.563	0.5019 m/s
80	128	781	66.6	1.666	0.5353 m/s
BB	187	534	97.4	2.434	0.7818 m/s
FF	255	392	132.8	3.320	1.5640 m/s

Tabla 4.1 Conversión de velocidades

Por facilidad se tomaron los valores en DEC (Azul) en las gráficas de las pruebas.

4.2.1.3 Control de Velocidad

Aplicando el método “*backward difference*” se desarrolló un control de velocidad para el motor, basándose en la lectura de velocidad de los sensores de *efecto Hall* (Sección 4.2.1.2), y controlando el ciclo útil de los *PWM* que alimentan las fases del motor.

4.2.1.3.1 Método “Backward Difference”

Partiendo de la ecuación continua del controlador PID ideal en el dominio de tiempo, se halló la ecuación de un PID discreto para su programación en un *dsPIC30F6010*, de la siguiente manera:

$$u(t) = K_c * e(t) + \frac{K_c}{T_i} \int_0^t e(t)dt + K_c T_d \frac{de(t)}{dt} + u_0$$

Para discretizar esta ecuación, se aproximan los términos de la integral y la derivada a valores que puedan ser manipulables en el tiempo discreto.

$$\frac{de(t)}{dt} \approx \frac{e(t) - e(t-1)}{T_s}$$

$$\int_0^t e(t)dt \approx T_s \sum_0^t e(i)$$

De esta forma el algoritmo del controlador PID discreto queda:

$$u(t) = K_c * e(t) + \frac{K_c T_s}{T_i} \sum_{i=0}^t e(i) + \frac{K_c T_d (e(t) - e(t-1))}{T} + u_0$$

Ya con esta ecuación, se usa el método de “*backward difference*” para la programación del microcontrolador. El desarrollo se basa en obtener esta misma ecuación pero en un intervalo de muestreo anterior.

$$u(t-1) = K_c * e(t-1) + \frac{K_c T_s}{T_i} \sum_{i=0}^{t-1} e(i) + \frac{K_c T_d (e(t-1) - e(t-2))}{T_s} + u_0,$$

al desarrollar estas dos ecuaciones se llegó a un controlador PID con algoritmo de velocidad:

$$u(t) = u(t-1) + K_c [e(t) - e(t-1)] + \frac{K_c T_s}{T_i} e(t) + \frac{K_c T_d}{T_s} [e(t) - 2e(t-1) + e(t-2)]$$

4.2.1.3.2 Control de los PWMs de las fases

Se trabajó con un control PI sin tener en cuenta la parte derivativa de la anterior ecuación debido al ruido que adiciona. El diagrama en bloques de este control es el siguiente:

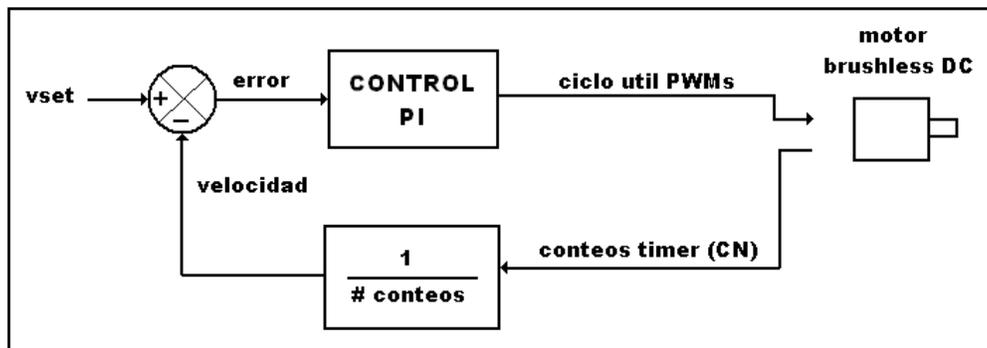


Figura 4.6 Esquema de control de velocidad por PWMs

De aquí se observa que la señal de error con la cual trabaja el control PI es una diferencia entre la velocidad deseada por el usuario y la velocidad real del prototipo. De esta forma mediante el ciclo útil de los PWMs se controla la velocidad del motor, la cual se realimenta calculando la velocidad como se explicó en el numeral 4.2.1.2.

Este diagrama de bloques se representa de igual forma con las siguientes ecuaciones:

$$diferencia = vset - velocidad$$

$$ciclo_util = ciclo_util + K_c * (diferencia - diferencia_ant) + \frac{K_c T_i}{T_s} * diferencia$$

Una vez calculado este ciclo útil se le aplica la señal de *PWM* en la fase correspondiente (según lo determinan los sensores de *efecto Hall*).

4.2.1.3.3 Acople de los sensores

Los sensores de *efecto Hall* del motor son pines del puerto D del *dsPIC30F6010*. Éstos se encuentran ubicados en los pines RD4, RD5 y RD6. Para poder tomar el valor presente de los sensores se realiza una *AND* entre el puerto D y el valor 0x70 (valor hexagesimal, 01110000 en binario), donde los bits 4, 5 y 6 corresponden a RD4, RD5 y RD6 respectivamente. De esta forma se obtienen seis diferentes valores según la ubicación del rotor como se muestran a continuación:

Valor AND	RD6 (sensor 1)	RD5 (sensor 2)	RD4 (sensor 3)	ESTADOS
0x10	0	0	1	Fase A: Fuente Fase B: Alta impedancia Fase C: Tierra
0x20	0	1	0	Fase A: Alta impedancia Fase B: Tierra Fase C: Fuente
0x30	0	1	1	Fase A: Fuente Fase B: Tierra Fase C: Alta impedancia
0x40	1	0	0	Fase A: Tierra Fase B: Fuente Fase C: Alta impedancia
0x50	1	0	1	Fase A: Alta impedancia Fase B: Fuente Fase C: Tierra
0x60	1	1	0	Fase A: Tierra Fase B: Alta impedancia Fase C: Fuente

Tabla 4.2 Estado de fases Vs Estado sensores

Según cada ubicación del rotor (tomando el dato de los sensores de *efecto Hall*), las 3 fases se tienen que polarizar de formas diferentes para obtener un

movimiento del rotor en dirección de las manecillas del reloj. Esta polarización se da a través de los pines PWMxH y PWMxL del *dsPIC30F6010*, los cuales son entradas a los *drivers* del puente H.

El orden de los estados se encuentra determinado por las especificaciones del motor *PITTMAN N2311A011*, las cuales se exponen en la siguiente tabla especificando el orden directo e inverso de rotación:

DIRECTO	INVERSO
0x40	0x40
0x60	0x50
0x20	0x10
0x30	0x30
0x10	0x20
0x50	0x60

Tabla 4.3 Orden de rotación

En la siguiente tabla se tiene la polarización configurada en el *dsPIC30F6010* para poner cada fase en el estado determinado por la tabla anterior.

valor AND	Fase A		Fase B		Fase C	
	Driver High	Driver Low	Driver High	Driver Low	Driver High	Driver Low
0x10	PWM	5	0	5	0	0
0x20	0	5	0	0	PWM	5
0x30	PWM	5	0	0	0	5
0x40	0	0	PWM	5	0	5
0x50	0	5	PWM	5	0	0
0x60	0	0	0	5	PWM	5

Tabla 4.4 Señales del microprocesador hacia drivers PWMs

Cada vez que hay un *CN (Change Notification)* se calcula la velocidad real y se efectúa el cambio de configuración de las salidas de *PWM* del *dsPIC30F6010*, las cuales controlan los *drivers* del puente H.

El ciclo útil calculado por el control PI se actualiza en los tres módulos de *PWM* haciendo que durante el movimiento, sin importar cuál sea la lectura de los sensores de *efecto Hall*, al motor se le aplique un torque casi constante.

4.2.1.4 Sintonización del control de velocidad

Para la sintonización se tuvieron en cuenta varios aspectos partiendo de las limitaciones y el alcance del proyecto. La limitación de más relevancia para el prototipo fue la corriente que pueden soportar tanto las baterías, como el motor. Esto se ve reflejado en las corrientes pico que se generan al realizar un control muy rápido. Adicionalmente, aunque en teoría se busca que la respuesta paso de un sistema sea igual al *Set Point*, en el caso de un automóvil, ésta debe estar atenuada, ya que cambios de velocidad abruptos no son lo que se busca para la comodidad de los pasajeros; una aceleración instantánea generaría una fuerza que un ser humano no podría soportar.

Los valores de K_c y T_i se muestran a continuación,

$$K_c = 0.04$$

$$T_i = 144$$

$$T_s = 0.001$$

Estos valores se programaron en el microcontrolador usando la ecuación del control PI con algoritmo de velocidad (4.2.1.3.1). y se obtuvieron después de un proceso de prueba y error para lograr una respuesta subamortiguada con un sobrepico menor al 10%.

4.3 Fuente de alimentación

Para el diseño de la fuente de alimentación, fue necesario tener en cuenta varias características relevantes a la hora de determinar la configuración más adecuada: La primera y más importante es que la fuente debe ser *bidireccional*, es decir, debe estar en capacidad de entregar corriente desde la batería hacia el motor y absorber de la misma (para este caso en particular. Sección 2.4.1).

La segunda característica es que la fuente debe estar en capacidad de manejar potencia de entrada y salida entre 0 y 72 watts aproximadamente. Para esto no se puede elegir cualquier configuración bidireccional, porque según el elemento que transfiera la energía, puede ser menos eficiente y no tener la capacidad de entregar esta potencia [11].

Por último, la fuente debe estar en capacidad tanto de aumentar como de disminuir el voltaje. Para esto es necesario encontrar una fuente que tenga una función de transferencia del tipo $(D/(1-D))$, donde D representa el ciclo útil de

conmutación, con el fin de lograr tanto elevación como disminución de voltaje a la salida con respecto a la entrada.

4.3.1 Modelo escogido

Se analizaron tres configuraciones de circuitos *bidireccionales*, escogiendo finalmente la que mejor se adapta a los requerimientos del proyecto.

En principio se analizó la posibilidad de implementar la configuración *boost bidireccional*, la cual está diseñada para trabajar con alta potencia, es no inversora y su elemento de transferencia de potencia es un transformador que aísla la batería de la carga.

Debido a que el voltaje que genera el motor (FEM) oscila entre los 0 y 24V (dependiendo de la velocidad de éste), hay determinados momentos en los que el voltaje es menor que el de la batería y, por su configuración no inversora, sería imposible entregar corriente a ésta al final del frenado, cuando la velocidad se acerca a cero, disminuyendo el rango de acción del frenado regenerativo a altas velocidades.

Otra configuración que se analizó para implementar el circuito *bidireccional* fue una fuente CUK (Figura 4.7 Modelo Fuente CUK), por su función de transferencia no inversora ($D/(1-D)$), sin importar las velocidades bajas, ya que el condensador almacena un voltaje diferencial que transmitiría a la batería. La principal desventaja de esta configuración es que el elemento de transferencia de energía es un condensador, generalmente de gran tamaño, proporcional a la potencia, por lo que generalmente se utiliza en aplicaciones de baja potencia.

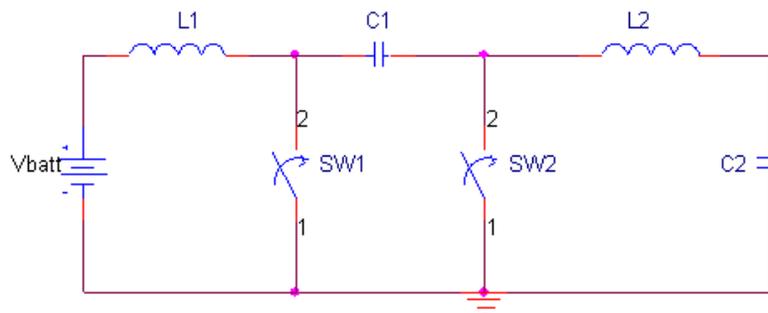


Figura 4.7 Modelo Fuente CUK

Finalmente, se escogió la configuración *Buck-boost* que, aunque es inversora, su función de transferencia puede elevar y disminuir el voltaje. El hecho de tener una fuente inversora implica tener una batería extra con el fin de alimentar el circuito

de control, ya que en algunos casos no es suficiente con el voltaje de la salida, puesto que éste varía entre 0 y 24V lo cual impediría alimentar durante todo el tiempo el control (que requiere 5V para el microprocesador, amplificadores y los demás componentes). Cabe anotar que para el caso de esta fuente es necesario partir de un voltaje negativo de la batería para obtener uno positivo que alimenta el motor.

Por otro lado, esta fuente está en capacidad de entregar niveles de potencia mucho mayores que los de la CUK, ya que el elemento de almacenamiento de la Buck-boost es una bobina, mientras que el de la CUK es un condensador que maneja un voltaje diferencial, el cual, en el caso de aumentar, se eleva considerablemente provocando una sobresaturación que estallaría el condensador. La Figura 4.8 muestra la configuración del circuito *bidireccional* que se implementó.

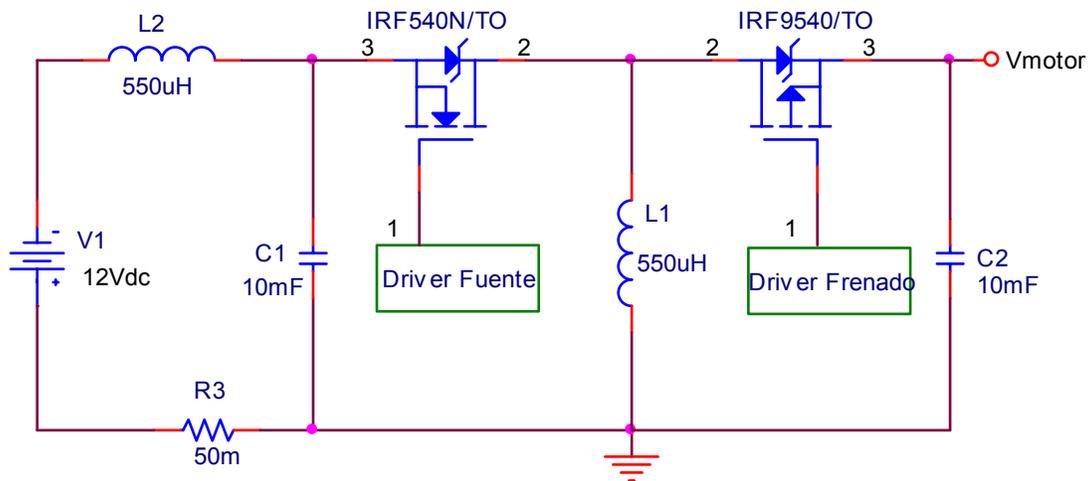


Figura 4.8 Fuente de conmutación Buck-Boost

4.3.2 Principio de funcionamiento

Cuando el motor requiere energía, es decir; cuando esté funcionando en el primer cuadrante y remolque el sistema, el MOSFET canal N (*IRF540*) es controlado por el procesador para conmutar y mantener el voltaje nominal del motor, haciendo que el circuito funcione como una fuente controlada. En el momento en que se encuentre encendido este transistor, el voltaje de la bobina L1 es igual al voltaje de la batería y el diodo intrínseco del transistor canal P (*IRF 9540*) está apagado, durante ese momento su corriente aumenta linealmente hasta cuando se apaga.

En el segundo instante, el diodo intrínseco del MOSFET canal P transfiere la corriente almacenada en la inductancia L1 en el primer estado hacia la carga y el condensador. La corriente en la bobina cae proporcionalmente al voltaje de salida. La Figura 4.9 muestra las señales de corriente y voltaje sobre L1,

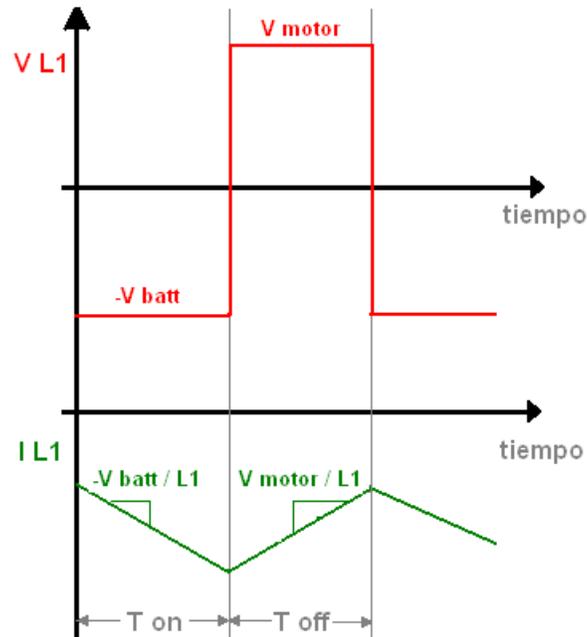


Figura 4.9 Voltaje y corriente en la bobina

donde T_{on} y T_{off} son el tiempo de encendido y de apagado del MOSFET respectivamente.

La función de transferencia:

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{\delta}{1 - \delta}$$

Muestra que para este caso, en donde el voltaje de la batería es de 12V y el voltaje nominal del motor es de 24V, su ciclo útil debe estar alrededor del 66% en estado estable.

Cuando el sistema necesita frenar, el control actúa sobre el MOSFET canal P, dando un ciclo útil proporcional a la magnitud del error entre la velocidad deseada y la velocidad actual, de esta manera transfiere corriente del motor a la batería.

Como el circuito es simétrico se realiza el mismo análisis para cuando esté funcionando en el estado de frenado regenerativo.

La inductancia L2 y el condensador C1 corresponden a un filtro de segundo orden que atenúa la corriente AC que circula por la batería de 12V puesto que los picos de corriente pueden reducir considerablemente la vida útil de ésta [10].

4.3.3 Cálculo de componentes

Partiendo de la función de transferencia de la fuente buck-boost [11] se tiene,

$$M(\delta) = -\frac{\delta}{1-\delta}$$

$$\frac{V_{BATT}}{V_{MOTOR}} = -\frac{\delta}{1-\delta}$$

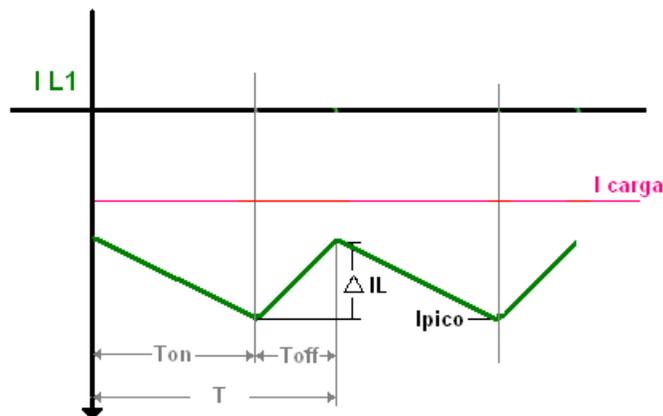


Figura 4.10 Variación de corriente en la bobina

Ya con esta gráfica se hizo el cálculo de la bobina partiendo de la variación de I_L así,

$$\Delta I_L = \left| \frac{-V_{BATT}}{L} \cdot 50\mu s \cdot \delta \right| = \left| \frac{V_{MOTOR}}{L} \cdot 50\mu s \cdot (1-\delta) \right|$$

El caso crítico en el que ΔI_L es máximo se da cuando V_{batt} es mínimo (10V), δ máximo,

$$\frac{-10}{24} = -\frac{\delta}{1-\delta}$$

$$\delta = 0.714$$

Entonces,

$$\Delta I_L = \left| \frac{-10}{L} \cdot 50\mu s \cdot 0.714 \right|$$

partiendo de $\Delta I_L = 0.7 \text{ A}$,

$$L = \frac{10 \cdot 50\mu s \cdot 0.714}{0.7 \text{ A}} = 510\mu H ,$$

ahora definimos la protección de corriente máxima para el motor de 2.5 A. De la Figura 4.11 , obtenemos la ecuación:

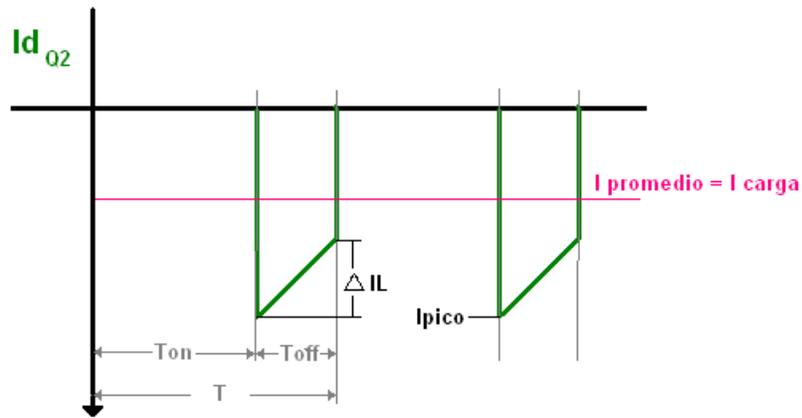


Figura 4.11 Corriente del diodo

$$I_{carga} = \frac{(1 - \delta_{m\acute{a}x})T \cdot (I_{pico} - \Delta I_L) + \frac{(1 - \delta_{m\acute{a}x})T \cdot \Delta I_L}{2}}{T}$$

$$I_{pico} = \frac{I_{carga}}{1 - \delta_{m\acute{a}x}} - \frac{\Delta I_L}{2}$$

$$I_{LPICO} = 9.1A$$

Se escogió 10 A como corriente pico sobre L1 para tener un margen práctico de funcionamiento en los cálculos de la bobina.

Partiendo de este valor máximo de corriente se determinó el calibre del cable cuyo valor es AWG-18.

Para el cálculo de N (número de vueltas) y el GAP del núcleo, se tomaron los datos del material y el tipo de núcleo que se utilizó (Tabla 4.5 Especificaciones del núcleo).

Material	77
Tipo	AE
Tamaño	625
Ae	184mm ²
Le	98mm
Ve	18000 mm ³
Bmax	2000
Al	4150
μr	2000

Tabla 4.5 Especificaciones del núcleo

$$L = 500\mu H$$

$$I_{PICO} = 10A$$

$$E[mJ] = 1/2LI^2[mH \cdot A] = 20mJ$$

La energía que debe almacenar la bobina es,

$$LI^2 = 40mJ$$

el número de vueltas se determina así,

$$N = \sqrt{\frac{mH}{Al}} \cdot 1000$$

$$N = \sqrt{\frac{0.5}{4150}} \cdot 1000 = 10.97 \approx 11,$$

con estos datos se calcula la saturación del núcleo,

$$H = \frac{4\pi \cdot 11 \cdot 10}{98} = 14$$

$$B = u_r \cdot H = 2000 \cdot 14 = 28000$$

Como $B_{max} = 2000$, el núcleo se satura sin GAP. Para esto se hizo el cálculo de la distancia del GAP de la siguiente manera,

$$A_{LG} = \frac{(LI^2)_{NG}}{(LI^2)_G} \cdot A_{LNG} = 4150 \frac{1mJ}{40mJ} = 103.75$$

$$u_e = u_r \frac{(LI^2)_{NG}}{(LI^2)_G} = 50$$

$$l_G = l_e \frac{u_r - u_e}{u_r u_e} = 98mm \cdot \frac{2000 - 50}{2000 \cdot 50} = 1.9mm$$

Y con el GAP se determinó el número de vueltas en el núcleo para alcanzar la inductancia deseada,

$$N' = \sqrt{\frac{0.5}{103.75}} \cdot 1000 \approx 69$$

Al elaborar la bobina, se obtuvo el valor real de 555 uH.

4.3.3.1 Cálculo del condensador e inductancia del filtro de entrada

El condensador y la bobina hacen parte de un filtro de segundo orden para atenuar la corriente AC que circula por la batería de 12 V. El análisis planteado de la atenuación es iterativo y, en una primera aproximación, genera datos aceptables como práctica de diseño.

El voltaje del condensador está dado por:

$$V_C = \frac{1}{C} \cdot \int_0^T I_C dt$$

Aproximando una corriente continua de 10 A sobre L1 en un tiempo de $(1 - D_{\text{máx}})T$, es decir; en 35.7 us, la variación de voltaje en el condensador de 10mF es:

$$\Delta V_C = 35.7mV$$

Entonces, sobre L2 existe esta variación de voltaje en 35.7 us. Siendo L2 de 555 uH, el delta de corriente está dado por:

$$I_{L2} = \frac{1}{L} \int_0^T 35.7mV dt$$

$$I_{L2} \approx 2.3mA$$

Lo que resulta en una variación menor al 0.1% de la corriente nominal de la batería (7 A-H), en un rango aceptable de operación.

4.3.4 Drivers circuito bi-direccional

Para manejar la conmutación de los MOSFETs del circuito *bidireccional*, se diseñaron dos circuitos manejadores (*Drivers*). Para el MOSFET canal N IRF540 la etapa acopladora de señal se muestra en la Figura 4.12.

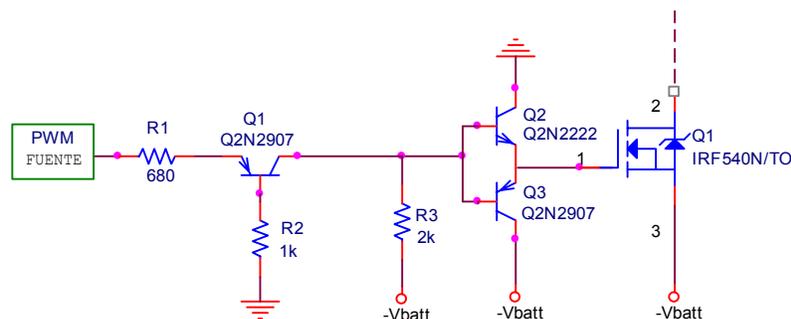


Figura 4.12 Driver fuente de 24V (IRF540)

Esta gráfica corresponde a una etapa base común acopladora de señal, seguida de una etapa AB que funciona como *buffer* y suministra la corriente necesaria para encender el MOSFET.

La etapa que maneja el encendido del MOSFET canal P encargado de frenar el sistema, se muestra en la Figura 4.13 y corresponde a un transformador de bobinas acopladas, generalmente usado para fuentes aisladas de conmutación *forward*. Se decidió utilizar esta configuración por tener el *source* del MOSFET en un nivel de voltaje variable, como lo es la F.E.M. que genera el motor y que es proporcional a la velocidad del mismo.

Se diseñó el transformador de bobinas acopladas para obtener un rango de manejo de ciclo útil de hasta 90%, esto se logró haciendo 10 veces la relación de vueltas entre la bobina de desmagnetización y la bobina del primario, para alcanzar los niveles de voltaje de encendido del MOSFET. Esta relación es de 1:2.

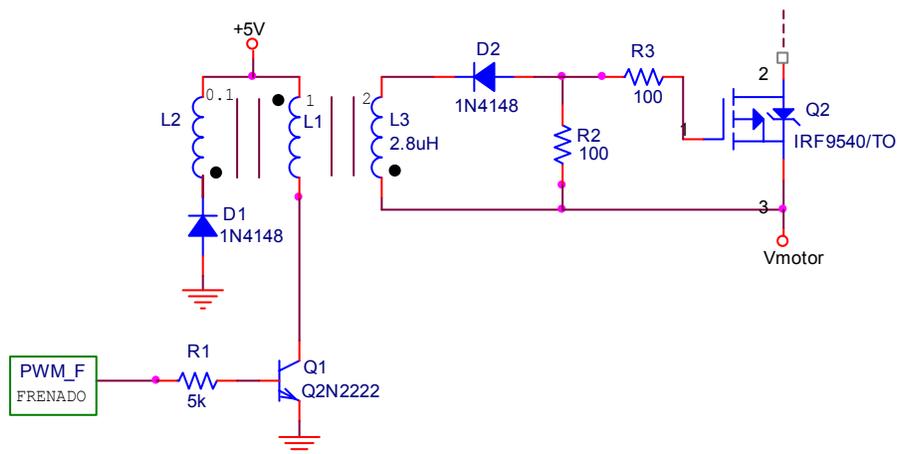


Figura 4.13 Driver para frenado (IRF9540)

4.3.5 Control *switch* para fuente de 24V

Este control consiste en el manejo del MOSFET *IRF540* para permitir la carga de la bobina por medio de la fuente de -12V. La realización del control se hace mediante el ciclo útil de un *PWM* que va al *gate* del *IRF540*.

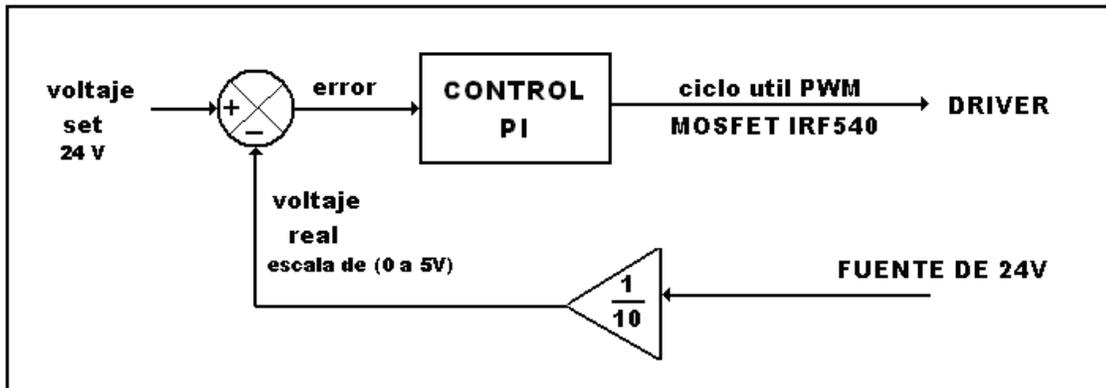


Figura 4.14 Esquema de control para fuente de 24V

En el diagrama de bloques el voltaje deseado por el usuario y el voltaje real de la fuente se trabajan de forma discreta en el *dsPIC30F6010*, por lo tanto se hace necesario el uso de un Conversor Análogo – Digital (*ADC*). Este conversor es de 10 bits y se hace una lectura sobre la fuente de 24V, multiplicada por una ganancia de 1/10 (a través del amplificador MCP6041SL), por lo tanto el nivel a controlar es de 2,4V (0x1FF).

Como se trabaja con señales discretas de voltaje, se aplicó el “*backward difference method*” implementando las siguientes ecuaciones:

$$diferencia = volt_set - voltaje_real$$

Esta diferencia es la señal de error y se calcula cada vez que hay una actualización del ciclo útil.

$$ciclo_util = ciclo_util + K_c(diferencia - diferencia_ant) + \frac{K_c T_i}{T_s} diferencia$$

4.3.5.1 Sintonización

Partiendo de la ecuación anterior se hizo la sintonización necesaria para lograr una respuesta rápida y con un sobre-pico menor al 5%, ya que es necesario encender la fuente cada vez que el circuito conmuta entre aceleración y frenado. Por esta razón, un sobre-pico alto, generaría grandes picos de corriente en la batería, lo cual disminuye notablemente la vida útil de ésta.

4.3.5.2 Protección

Para la protección de corriente de la fuente se usó un circuito análogo encargado de interrumpir al *dsPIC30F6010* cuando la corriente de la fuente de 24V supera los 2 Amperios.

La salida de este circuito tiene por defecto un uno lógico (5V), el cual entra al pin de *INT0* del procesador (pin de interrupción externa), y cuando la corriente supera los 2 Amperios, este nivel de voltaje baja a 0V, produciendo así una interrupción que se encarga de bajar el ciclo útil del *PWM* de la fuente y así dejar al motor sin alimentación. Una vez activada esta interrupción, es necesario re-iniciar el sistema. Esto se hace con el fin de evitar múltiples interrupciones con picos de corriente que terminarían por quemar los componentes y, finalmente, la tarjeta de control y potencia.

4.3.6 Control *switch* frenado regenerativo

4.3.6.1 Carga de batería a corriente constante (Método de prueba)

Una vez desarrollada la fuente de 24 Voltios, se procedió al diseño de la misma de forma inversa. Esto se realizó manejando el ciclo útil del MOSFET *IRF9540* para obtener una carga de corriente constante en la batería de -12V.

Para simular la BEMF se cambió el motor DC de salida por una fuente variable de 0 a 24 Voltios, sensando la corriente de entrada a la batería por medio de una resistencia de $0,05 \Omega$ y un circuito de amplificación del voltaje generado en esta resistencia, el cual entra a un conversor análogo-digital del microprocesador *dsPIC30F6010*.

El diagrama de control usado para esta desarrollo fue el siguiente:

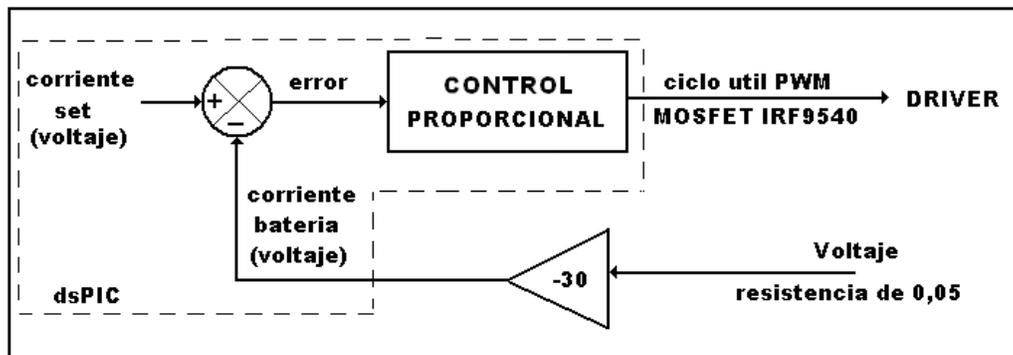


Figura 4.15 Esquema de control para carga de batería a corriente constante

Una vez diseñado, se cargó la batería a una corriente constante, variando el voltaje de entrada. De esta manera se observó un aumento en la corriente de salida de la fuente de prueba cuando ésta disminuía y viceversa. Tomando medidas de corriente sobre la batería se observó el control de rechazo a fuente que es la manera de explicar el cambio de la *BEMF* proporcional a la velocidad le motor.

4.3.6.2 Modelo frenado regenerativo

El modelo que se usó para el control de frenado regenerativo fue similar al usado para carga de la batería con una corriente constante, con la diferencia de la señal de error entre los dos modelos. Como la variable a controlar es la velocidad del prototipo la señal de error se calcula con la velocidad deseada por el usuario y la velocidad real del sistema. El diagrama de bloques para obtener este control es el siguiente:

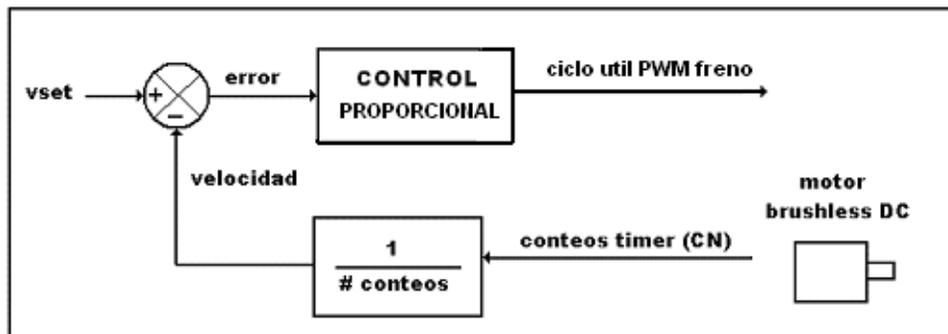


Figura 4.16 Esquema control de velocidad por frenado

De aquí se observa que la señal de error con la que trabaja el control proporcional es:

$$diferencia = vset - velocidad$$

y el control para el ciclo útil del PWM de frenado está calculado por la siguiente ecuación:

$$ciclo_util = ciclo_util + Kc * diferencia$$

Para la sintonización de este control se desarrollaron pruebas de comportamiento del prototipo y por medio de iteración se llegó a una constante proporcional de:

$$K_c = 21$$

Con esta constante se obtuvo un control de freno, no muy brusco pero al mismo tiempo rápido para controlar de forma eficiente la velocidad.

A continuación se explica el diagrama de flujo en la programación del microprocesador *dsPIC30F6010*.

4.4 Diagrama de flujo programación

El software de programación del *dsPIC30F6010* es el encargado de los módulos de control para aceleración, freno y fuente de 24V.

El programa consta de 4 interrupciones las cuales son:

- **Interrupción del *timer* #3:** se encuentra el control de aceleración del prototipo. Este control se encarga de la fuente de 24V y cuando ésta llega a un voltaje de 17V, controla el ciclo útil de los PWMs para que el carro pueda llegar a la velocidad deseada por el usuario.
- **Interrupción del *timer* #2:** es donde se realiza el control de freno, manejando el ciclo útil del MOSFET IRF9540, según la velocidad deseada por el usuario.
- **Interrupción por *Change Notification* (CN):** cada vez que existe cambio en los sensores de *efecto Hall* el procesador se encarga de calcular la velocidad del prototipo, mediante el número de conteos del *timer* #1 entre dos interrupciones.
- **Interrupción externa:** encargada de la protección por corriente mediante un circuito analógico externo al procesador.

En el programa principal se encuentra la rutina encargada de la elección entre frenado o acelerado, esta depende de un tiempo muerto y de un valor mayor o

menor del 20% de la velocidad deseada por el usuario. A continuación se muestra el diagrama de flujo de esta programación (Figura 4.17).

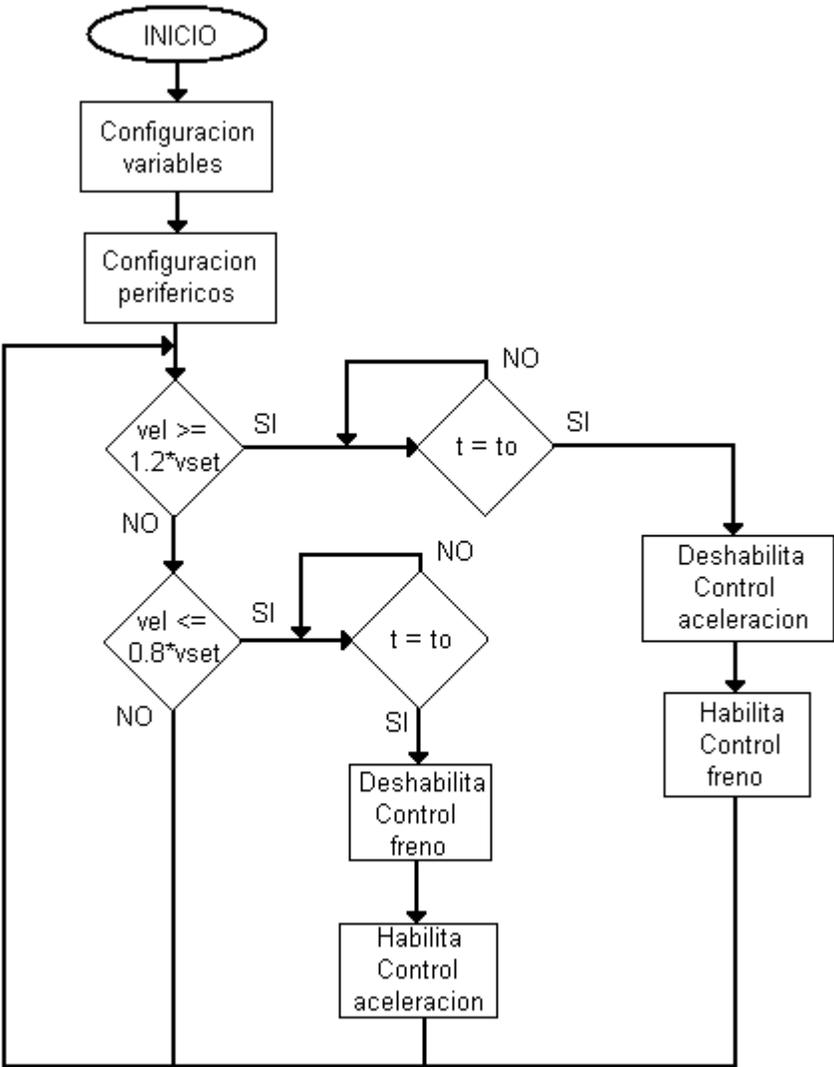
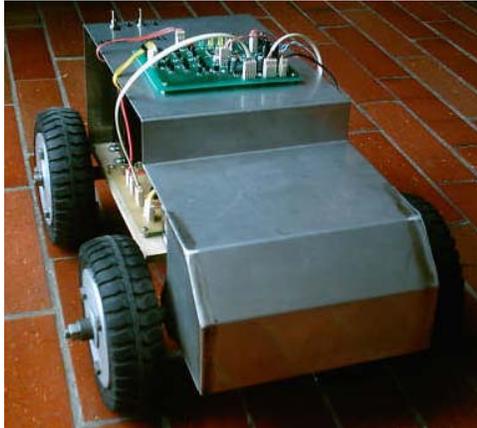


Figura 4.17 Diagrama de flujo programa principal

Una vez diseñados y sintonizados los bloques del sistema, se prosiguió con el análisis de los resultados obtenidos en el prototipo.

5 ANÁLISIS DE RESULTADOS



Partiendo de los objetivos del proyecto se realizaron pruebas que demuestran el comportamiento del control de velocidad a diferentes pendientes y velocidades. Adicionalmente, se analizó la capacidad de seguir una velocidad determinada en pendientes de bajada usando el concepto de frenado regenerativo y así cargar las baterías.

5.1 Control de velocidad por PWM

5.1.1 Entrada Paso

Para estas pruebas se generaron diferentes entradas con el fin de ver la respuesta del prototipo. A continuación se muestran las gráficas de diferentes valores de entrada (Velocidad), la respuesta del prototipo en velocidad y la respuesta de los PWM de control.

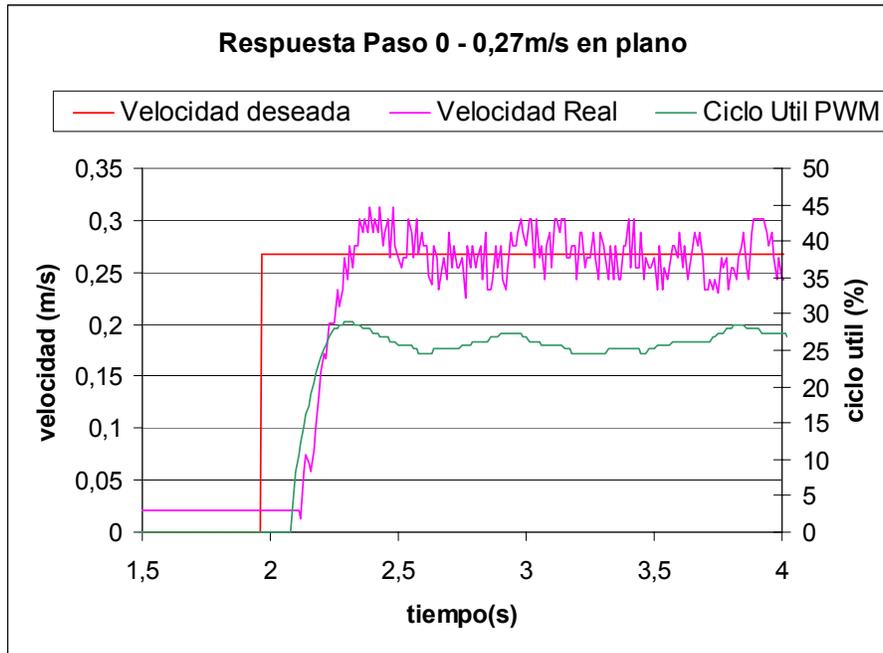


Figura 5.1 Respuesta Paso 0 – 0,27 m/s en plano

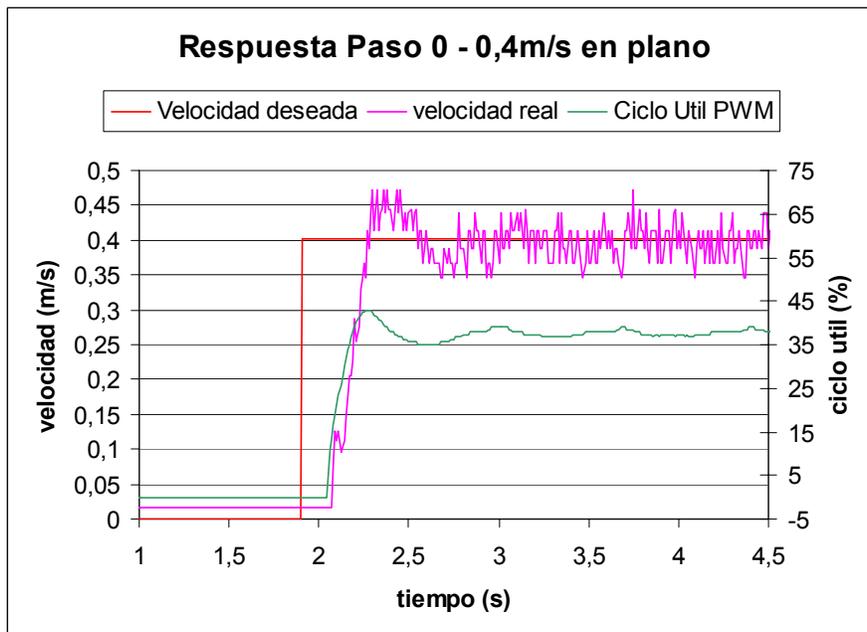


Figura 5.2 Respuesta Paso 0 – 0,4 m/s en plano

En las Figura 5.1 y Figura 5.2 se puede apreciar la respuesta de velocidad del prototipo a una entrada paso de 0 – 0,27 m/s y 0 – 4 m/s respectivamente (estos valores son el equivalente de velocidad del prototipo. Tabla 4.1). Adicionalmente, se observa la variación del ciclo útil, el cual aumenta dependiendo de la velocidad deseada. En las gráficas se encuentra una oscilación en la velocidad real debida al control, pero, sobretodo, por la diferencia de conteos de *timer*, el cual varía debido al control trapezoidal que se le hace, ya que las imperfecciones mecánicas no pueden ser resueltas con el control que se realizó. El tiempo muerto en el ciclo útil de los PWM cuando se inicia de una velocidad 0 es debido a la iniciación de estos en el programa del microcontrolador.

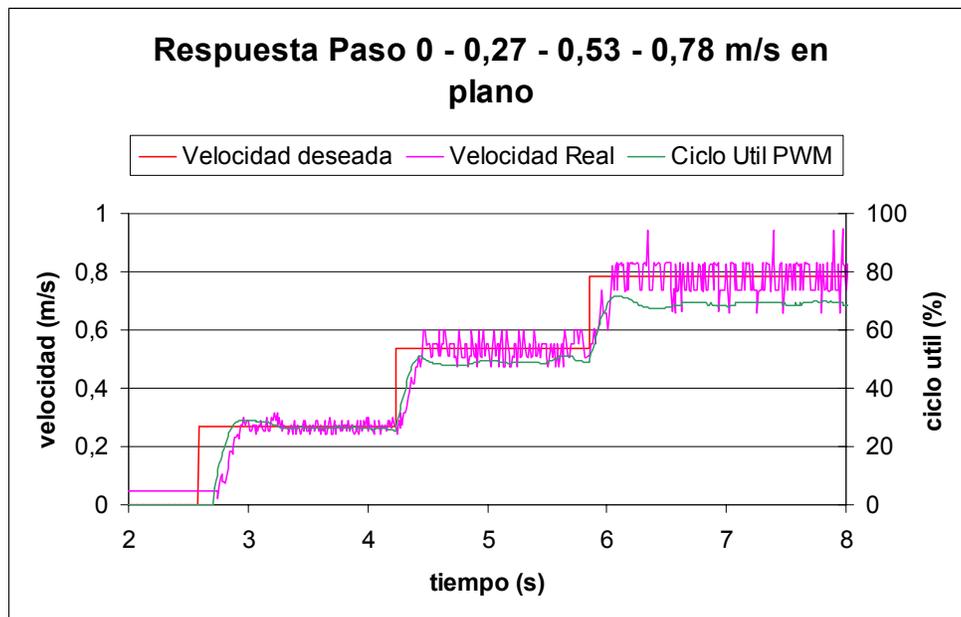


Figura 5.3 Resposta Paso 0 – 0,27 – 0,53 – 0,78 m/s en plano

La Figura 5.3 muestra una serie de entradas paso a diferentes velocidades. Esto con el fin de mostrar la estabilización de la velocidad real y el cambio de PWM y su oscilación al ir aumentado la velocidad. Por ejemplo, en la velocidad mínima, el cambio del PWM y de los conteos del *timer* tienen un valor y oscilación menor que los que se pueden apreciar en el último paso (0,78 m/s) en el que éstos y el tiempo de estabilización se hacen mayores.

La Figura 5.4 se realizó con una variación mecánica que se realizó del *Set Point* por medio de un potenciómetro que entra al ADC del microcontrolador. Por tal razón se ve una señal con demasiadas variaciones. Lo importante de la gráfica es mostrar cómo el control sigue el valor deseado (línea roja), dando cambios de

PWM rizados a causa del tiempo muerto que se le agregó en el programa, lo cual refleja una pequeña variación entre el *Set Point* y la velocidad real del prototipo, puesto que no se alcanza a estabilizar en la velocidad deseada.

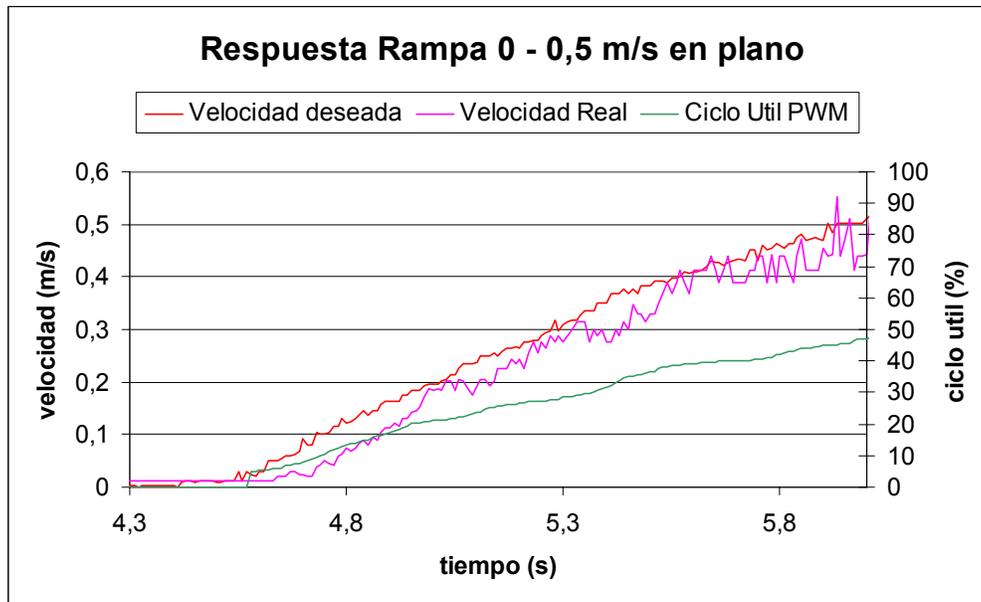


Figura 5.4 Respuesta Rampa 0 – 0,5 m/s en plano

5.1.1.1 Control de velocidad para diferentes grados de inclinación

Las Figura 5.5 y Figura 5.6 muestran el control de velocidad del prototipo para ángulos de 7 y 13 grados respectivamente, con el fin de ilustrar la diferencia de tiempo de estabilización con respecto a las pruebas que se enumeraron en la sección anterior.

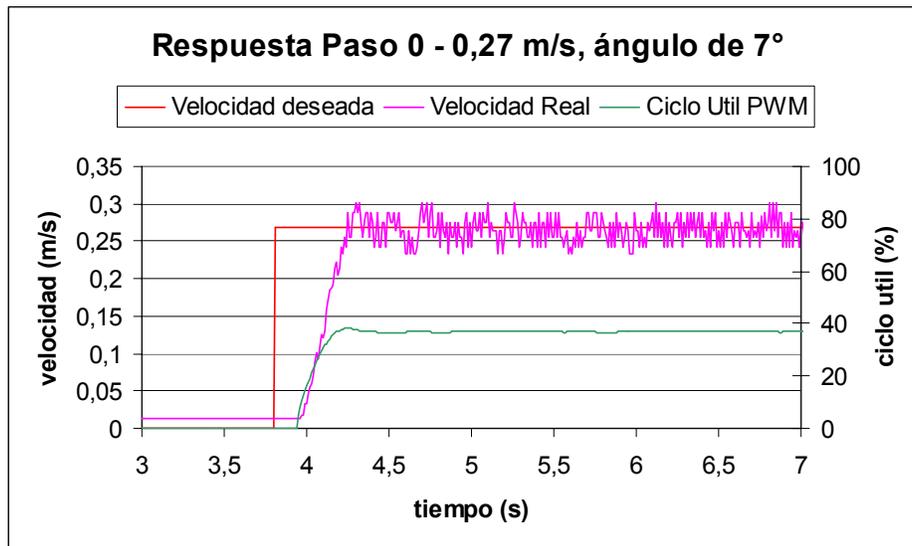


Figura 5.5 Respuesta Paso 0 – 0,27 m/s, ángulo de 7°

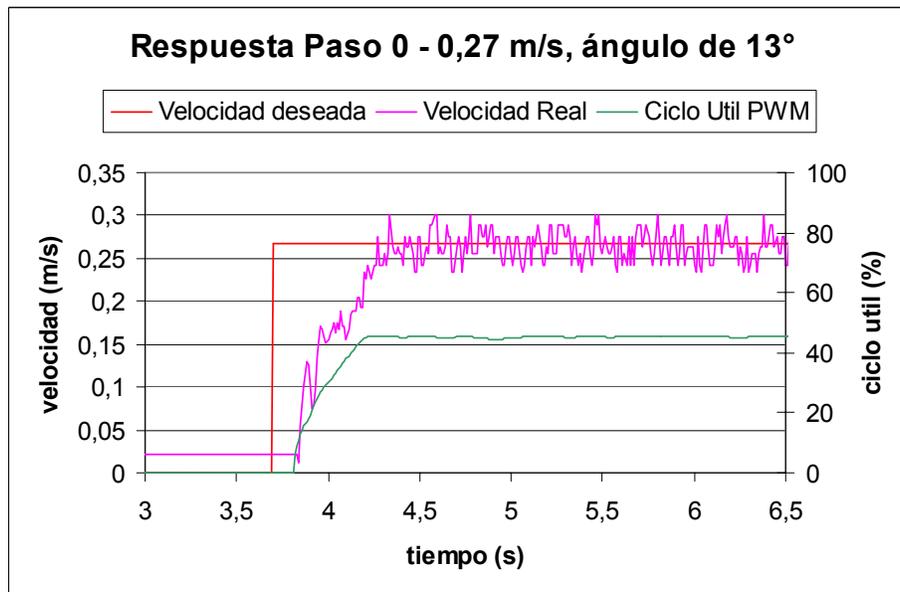


Figura 5.6 Respuesta Paso 0 – 0,27 m/s, ángulo de 13°

Comparando la Figura 5.1 con las dos anteriores se puede apreciar la diferencia de PWM (Plano \rightarrow 27%; 7° \rightarrow 35%; 13° \rightarrow 43%) y el tiempo de estabilización que es de 0,3s, 0,33s y 0,55s respectivamente. Sin embargo, la variación del

PWM, una vez estabilizado el prototipo, es similar en las tres pruebas lo que da como resultado variaciones bajas en la velocidad real del automóvil sin depender de la pendiente a la que éste se encuentre (partiendo de la limitación de corriente realizada por programa).

Adicionalmente, se ilustran las pruebas realizadas para respuesta paso 0 – 0,53 m/s en las mismas pendientes con el fin de reafirmar el análisis hecho para 0 – 0,27 m/s. Cabe anotar, que uno de los objetivos del proyecto fue controlar la velocidad del carro para diferentes pendientes. (Figura 5.7 y Figura 5.8)

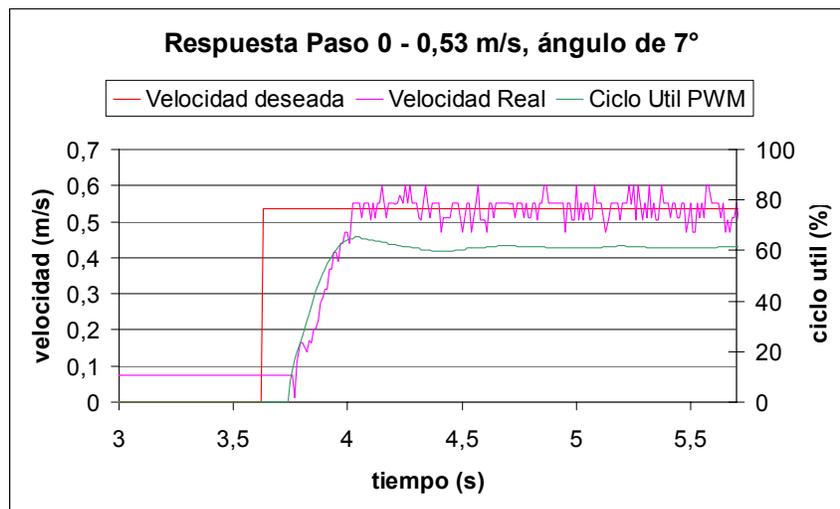


Figura 5.7 Respuesta Paso 0 - 0,53m/s, ángulo de 7°

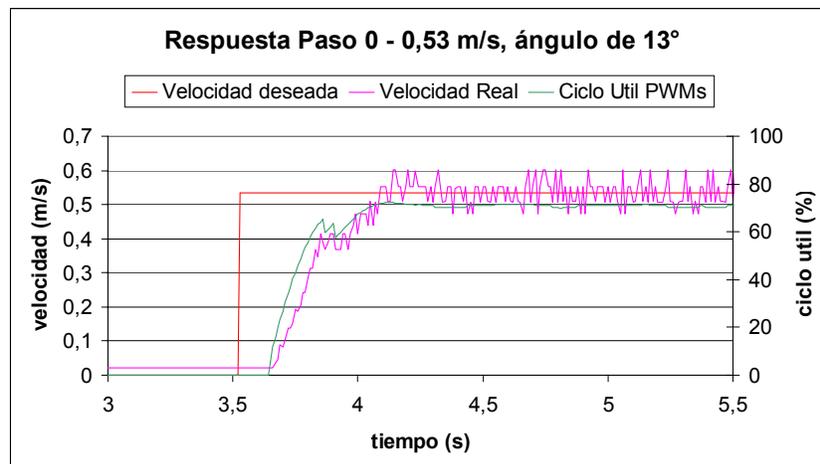


Figura 5.8 Respuesta Paso 0 - 0,53 m/s, ángulo de 13°

5.1.1.2 Frenado a velocidad cero

Cuando el prototipo se encuentra en un terreno plano y su velocidad es reducida hasta el mínimo (velocidad cero), el control de velocidad del motor comienza a reducir el ciclo útil de sus PWM, pero debido a su lenta respuesta, se enciende la condición de frenado regenerativo y realiza un frenado más brusco al aumentar el ciclo útil del PWM de frenado regenerativo, el cual será explicado en los siguientes numerales. Entre el accionamiento de los dos controles existe un tiempo muerto para evitar conmutaciones rápidas y seguidas que afecten el funcionamiento del circuito bi-direccional.

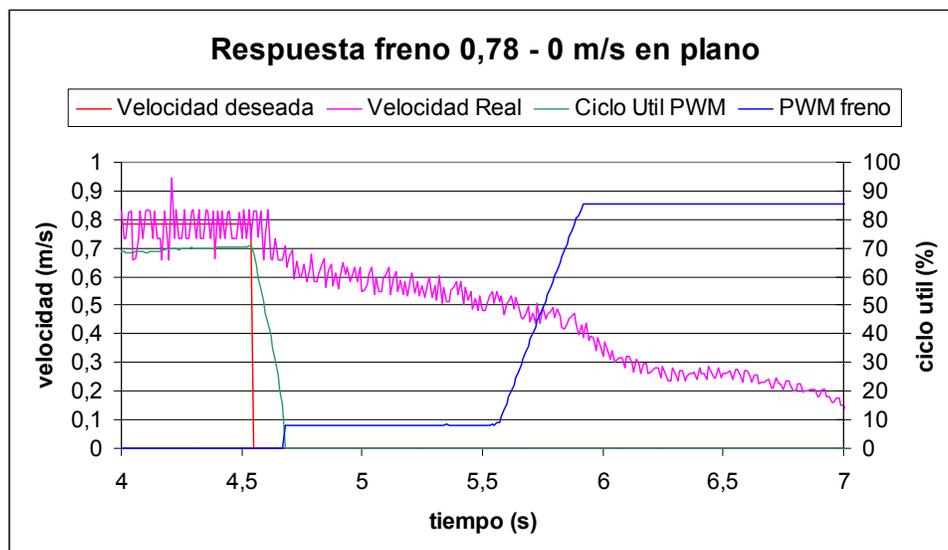


Figura 5.9 Respuesta freno 0,78 – 0 m/s en plano

El ciclo útil de frenado regenerativo se hace máximo hasta que la velocidad real se iguala con la deseada.

5.2 Circuito Bidireccional

5.2.1 Fuente de Voltaje de 24V

5.2.1.1 Respuesta Paso

En la Figura 5.10 se puede observar, tanto el tiempo de subida, como el sobrepico y tiempo de estabilización de la fuente al encenderse.

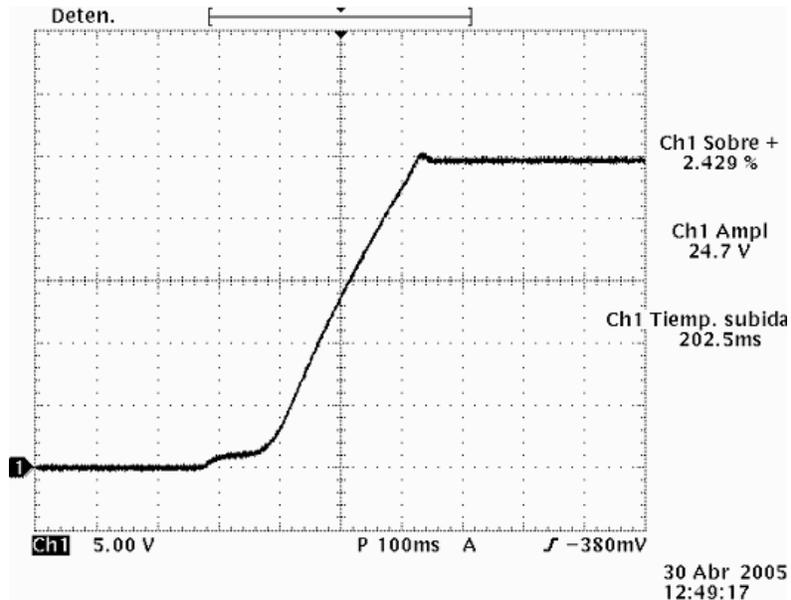


Figura 5.10 Respuesta Paso fuente de 24V

$$t_0 = 50ms$$

$$t_r = 200ms$$

$$OS \leq 2\%$$

$$t_s = 40ms$$

El tiempo muerto (t_0), fue incorporado por programa con el fin de evitar altas conmutaciones en la fuente mientras cambia de un estado a otro. Los tiempos de subida y estabilización (t_r y t_s respectivamente) cumplen con los requerimientos del prototipo para generar cambios rápidos sin afectar los límites de corriente en la batería.

5.2.1.2 Estado estable

Se determinó una carga de 20Ω para mostrar la gráfica de voltaje a la salida de la fuente *bidireccional* y corriente en la bobina.

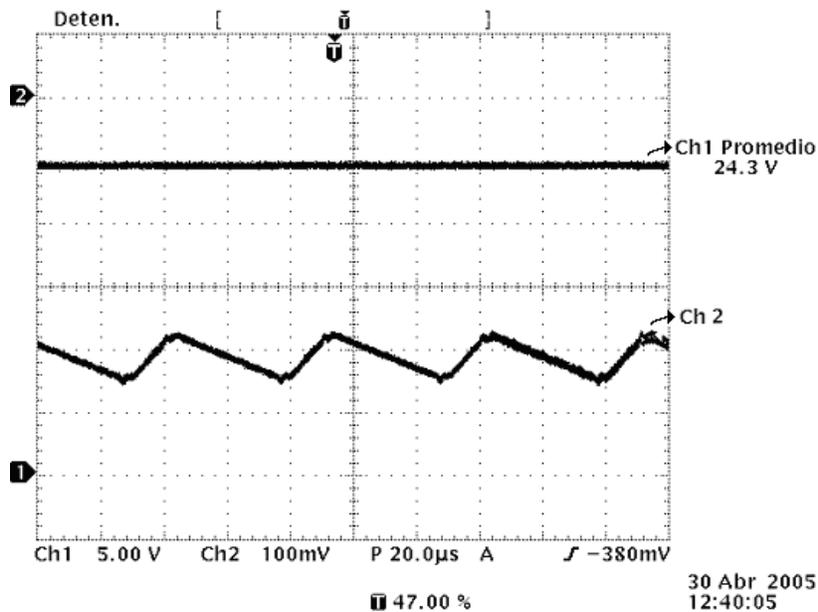


Figura 5.11 Estado estable de la fuente de 24V y corriente de la bobina

La punta de corriente se encuentra a 100mV/A y su respuesta se observa en la Figura 5.11 en el canal 2. (los valores 1 y 2 en negrita determinan las tierras de cada canal. Adicionalmente se observa el nivel DC y el ΔI_L de la gráfica de corriente).

$$\overline{I_L} = 4.2 A$$

$$\Delta I_L = 0.8 A$$

$$V_{MOTOR} = 24.3 V$$

Las variaciones de corriente de la bobina cumplen con los cálculos teóricos de ΔI_L . Aunque estas variaciones de voltaje son menores al 1% (el condensador se sobredimensionó debido a su bajo costo y facilidad de implementación), el control de velocidad del prototipo, evita alteraciones debidas a cambios en la fuente de voltaje.

A continuación se muestra la tabla de eficiencia (η) para diferentes valores de corriente en la fuente de V_{MOTOR} . Estas pruebas se realizaron con diferentes cargas para exigir una corriente en la batería.

$V_{MOTOR} 24 V$	$V_{BATT} 12 V$	η
------------------	-----------------	--------

I(A)	P(W)	I(A)	P(W)	(%)
0.5	12	1.3	15.6	76.9
1	24	2.9	34.8	68.9
1.5	36	4.5	54	66
2	48	6.8	81.6	58.8

Tabla 5.1 Eficiencia de la fuente

5.3 Control de Velocidad por Frenado Regenerativo

Se realizaron varias pruebas usando diferentes velocidades y diferentes pendientes. Una de estas pruebas se realizó en una rampa de inclinación de -7° (carro descendiendo) a una velocidad de 0,27 m/s donde se observó la respuesta de la velocidad deseada, velocidad real y ciclo útil del PWM para realizar frenado.

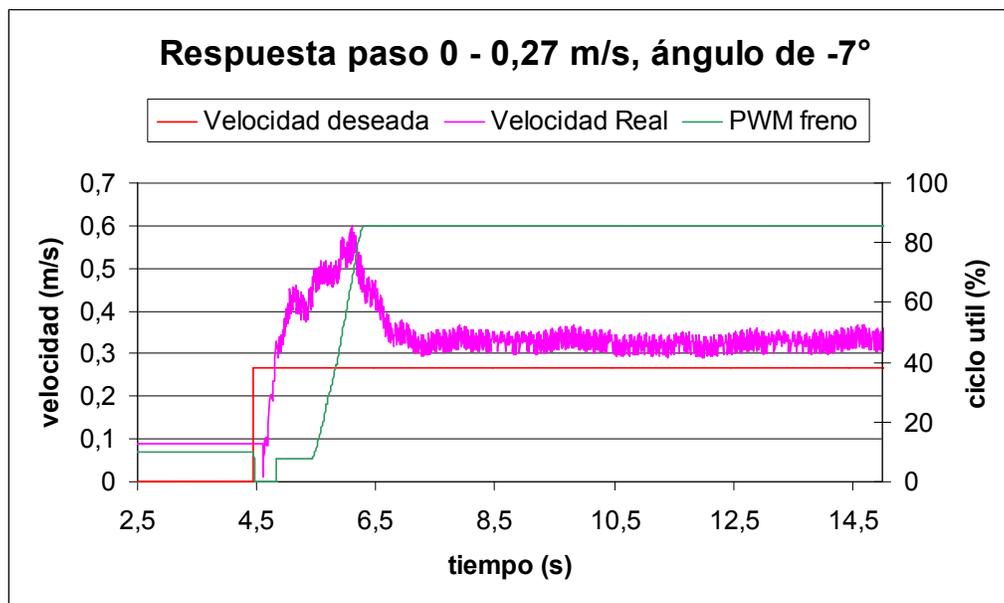


Figura 5.12 Respuesta paso 0 – 0,27 m/s, ángulo de -7°

De la anterior gráfica se observó que la velocidad real no sigue la velocidad deseada, mientras el ciclo útil del PWM de frenado se hace máximo todo el tiempo frenándolo al máximo.

Por esto se obtiene una limitación de velocidad para una pendiente determinada.

Como la velocidad mínima en una rampa de bajada con ángulo de -7° es de 0,32 m/s como se observa en la anterior gráfica se realizó otra prueba a una velocidad de 0,53 m/s obteniendo los siguientes resultados:

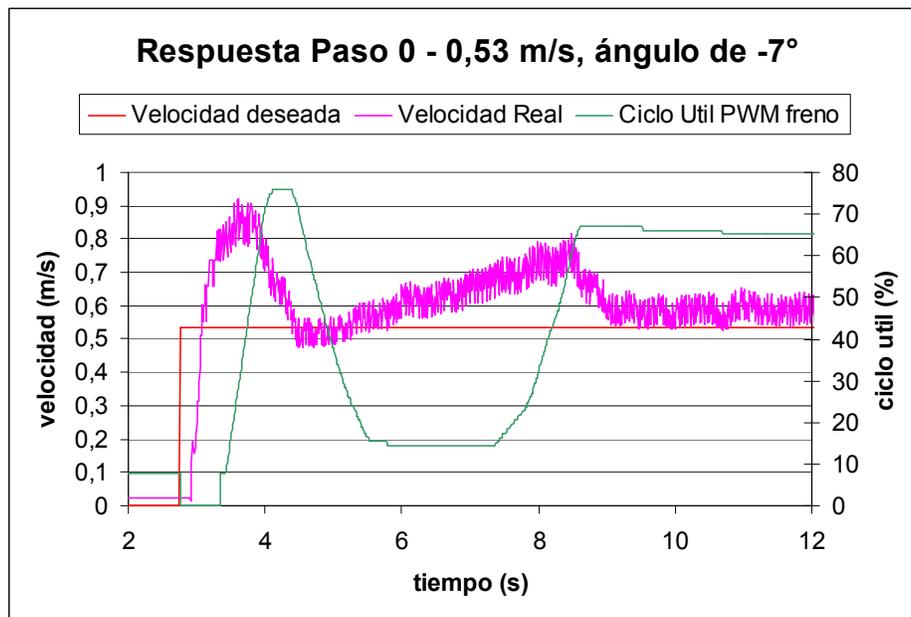


Figura 5.13 Respuesta Paso 0 – 0,53 m/s en pendiente de -7°

Cuando la velocidad real sobrepasa por un 120% a la velocidad deseada se activa el control de freno, apagando el control de velocidad por fuente de 24V, lo cual se traduce en un sobre-pico visto en la Figura 5.13. Este sobre-pico es controlado por el ciclo útil del PWM de frenado, llegando en el tiempo de estabilización a un ciclo útil fijo, frenándolo de manera constante todo el tiempo.

De esta forma se recarga la batería con el voltaje generado por el motor (BEMF) y con el ciclo útil generado por el PWM de control.

5.4 Prueba de carga y descarga de la batería

Se realizó una prueba para mostrar la descarga y posterior carga de la batería en una rampa con ángulo de inclinación de 8.17° (ver Figura 5.15). Primero se observó la respuesta del prototipo, ajustando la velocidad a 0,6 m/s y dejando que el carro inicie a velocidad cero, para que active el control de los PWM hasta llegar al *Set Point* y así contrarrestar la inercia del prototipo mediante el control de frenado. En

la Figura 5.14 se puede observar el comportamiento de la velocidad en el tiempo y se puede concluir que luego de una respuesta transitoria, la velocidad real del prototipo sigue la velocidad deseada con un pequeño offset debido a la inercia presente en todo momento de la pendiente negativa.

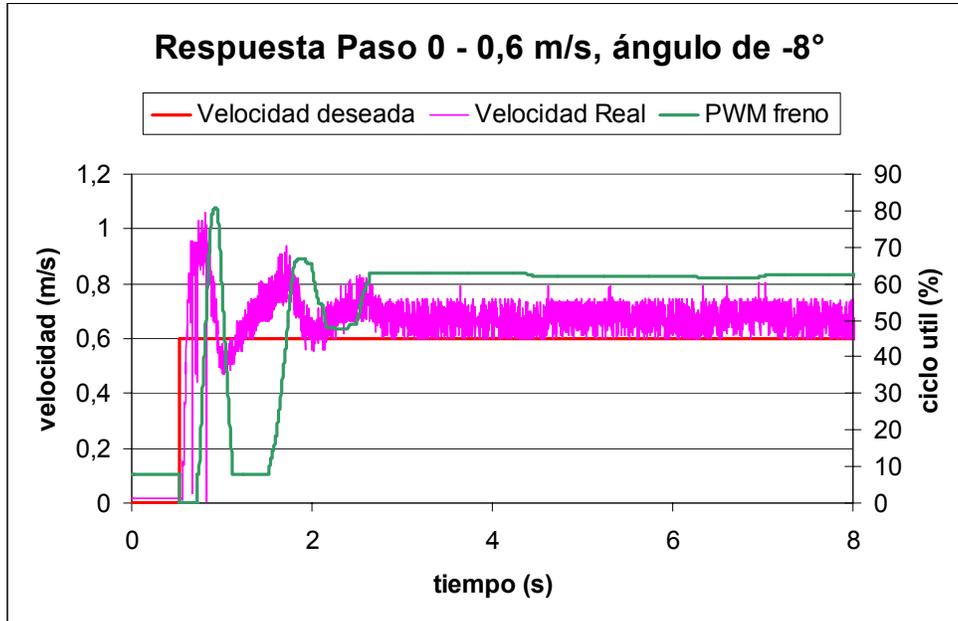


Figura 5.14 Respuesta Paso 0 – 128, ángulo de -8°

Ya teniendo esta respuesta se hizo la prueba de carga y descarga a una velocidad de 0,4 m/s subiendo primero, ocho rampas con distancia de 10.2 m cada una con planos de 2.10 m lo cual da un total de 81.6m se subida y 16.8m de plano. Al iniciar la prueba, se tomó el valor de voltaje en la batería el cual fue de 12.35V. Al final del recorrido este voltaje descendió a 12.23V teniendo una descarga de 120mV. Después se invirtió el trayecto para observar la carga de la batería al final del recorrido, dando como resultado un voltaje de 12.29V que implica una recarga de 60mV, teniendo en cuenta que hay trayectos planos en los que el carro no hace frenado regenerativo.

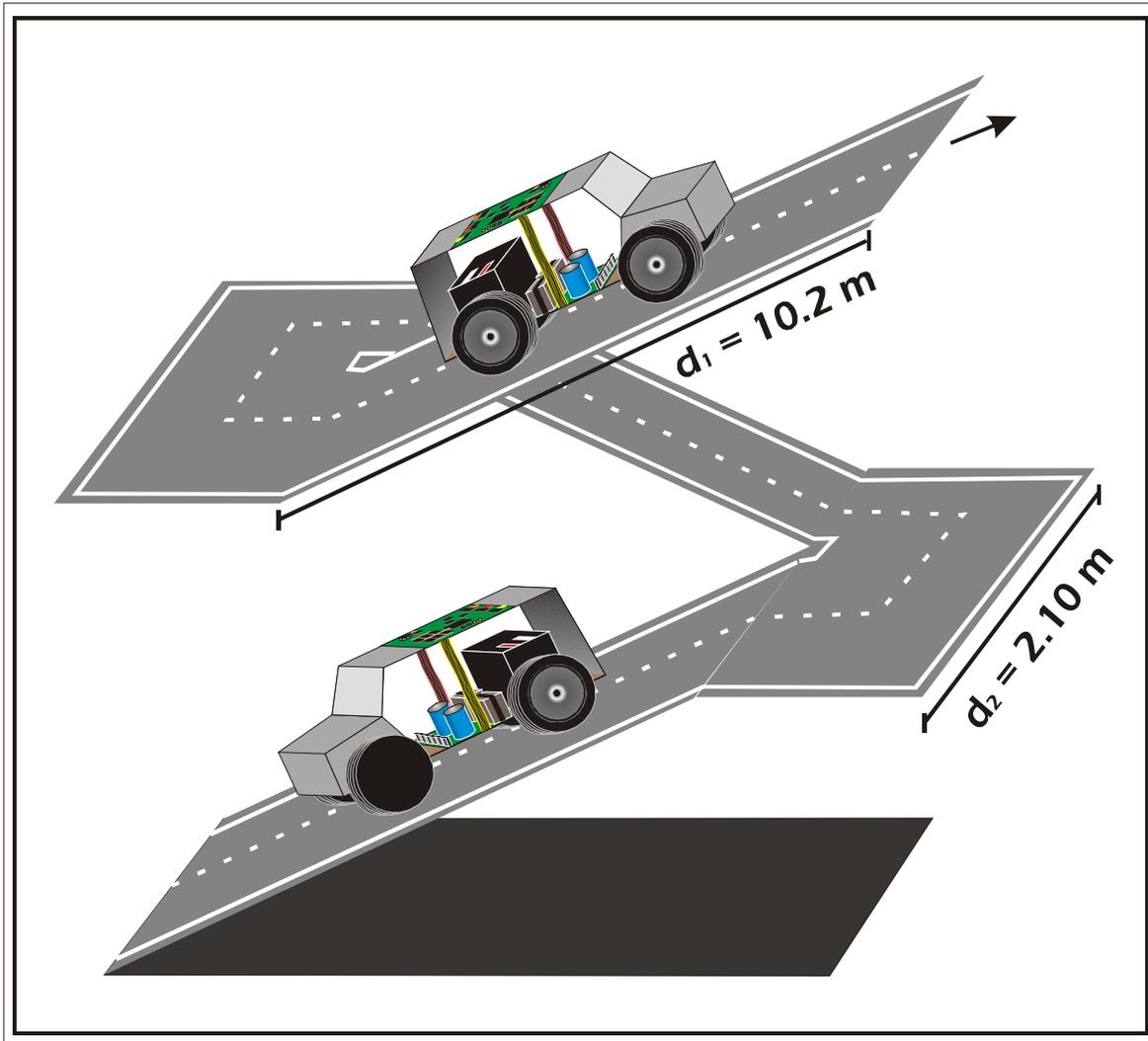


Figura 5.15 Prueba de carga y descarga por frenado regenerativo

6 CONCLUSIONES

La aplicación de un modelo de control trapezoidal para los embobinados del motor es suficiente para no notar cambios bruscos de velocidad del sistema cuando éste alcanza la velocidad deseada. Aunque el torque no es constante, el sistema mecánico filtra las pequeñas variaciones de velocidad y el sistema se comporta de forma estable.

La eficiencia alcanzada por el circuito *bidireccional* funcionando como fuente de alimentación para una carga que consumía 500mA está dentro del rango de funcionalidad que se alcanza con fuentes de conmutación típicas como las configuraciones Boost y Buck, las cuales tienen una función de transferencia lineal. Al aumentar la carga se hacen notorias las pérdidas intrínsecas a las fuentes de conmutación con funciones de transferencia no lineales como la usada en este proyecto.

Como la velocidad de respuesta de sistemas mecánicos es más lenta que la de sistemas eléctricos, la sintonización del control para movimiento y freno del motor se encuentran basadas en tiempos de respuesta del sistema acoplado, además de tener en cuenta el comportamiento normal de un automóvil. Debido a esto, los tiempos son del orden de segundos.

Basados en las medidas obtenidas en las pruebas de frenado se pudo comprobar la recarga de la batería usando el concepto de frenado regenerativo, en pendientes prolongadas donde la inclinación generara una inercia en el prototipo capaz de aumentar la BEMF generada por el motor.

El uso del microcontrolador *Microchip dsPIC30F6010* fue suficiente para las características del proyecto ya que se pudieron aprovechar periféricos como el “*Motor Control PWM*”, “*ADC*”, “*UART*” y “*Timer*”. Además de esto, las características de programación del proyecto no excedieron la capacidad de procesamiento, la velocidad y la memoria del mismo.

La velocidad mínima seguida por el prototipo cuando se encuentra en condición de frenado, depende de las pendientes del trayecto por las que circule éste, debido al límite de torque que existe cuando se unen las tres fases del motor y la fuerza que ejerce el peso del prototipo sobre éste.

6.1 Mejoras al proyecto

El acople mecánico del prototipo es un aspecto que se debe tener en cuenta para las posibles mejoras, ya que al buscar un control óptimo para el movimiento del motor, éste se ve afectado por la eficiencia del acople con el reductor y por la misma eficiencia inherente a éste. Por lo tanto, se hace necesario buscar mejores órdenes de eficiencia en el acople mecánico.

El sistema cuenta con un módulo de transmisión de datos hacia el puerto serial del computador, dificultando la manipulación del mismo. La adecuación de un sistema de comunicación inalámbrico, aunque aumenta los costos del proyecto, mejoraría la maniobrabilidad del prototipo.

Adecuar un sistema de giro en las llantas libres (traseras) para hacer el prototipo mucho más independiente del terreno por el cual se va a transitar y realizar un control de dirección para el vehículo.

Para mejorar la autonomía del sistema, se puede adherir al proyecto un bloque funcional que incluya una celda solar para aprovechar este tipo de fuente de energía, incrementando así la eficiencia del sistema final.

7 COSTOS DEL PROYECTO

Concepto	Específico	Medida	Valor Unit.	Cantidad	Valor Total	Financiación
Honorarios	Ing. director del proyecto	Horas/Hombre (2 sem. X 4 sem. X 5 meses)	50.000,00	40	2.000.000,00	IE PUJ *
	Ing. proyecto	Mes/Hombre (5 meses X 3 Ing.)	800.000,00	15	12.000.000,00	Personal
	Ing. asesores	Horas/Hombre (1 semanal X 4 semanas X 5 meses X 1 ing.)	17.000,00	20	340.000,00	IE PUJ
	Subtotal honorarios				14.340.000,00	
Internet	Acceso a Internet	Por mes	50.000,00	5	250.000,00	IE PUJ
	Subtotal Internet				250.000,00	
Componentes	Componentes				500.000,00	Personal
	Subtotal Mat. Varios				500.000,00	
Papelería	Fotocopias	Unidad	40	500	20.000,00	Personal
	Papel	Resma	20.000,00	1	20.000,00	Personal
	Cartucho impresora HP	Unidad	55.000,00	1	55.000,00	Personal
	CD	Unidad	3000	6	18.000,00	Personal
	Subtotal papelería				113.000,00	
Equipos	Uso de PC **	Por mes	100.000,00	5	500.000,00	IE PUJ
	Subtotal Equipos				500.000,00	
Programas	MPLAB IDE ***	Licencia/año	704.700,00	1	704.700,00	IE PUJ

	Lab View	Licencia	294.300,00	1	294.300,00	IE PUJ
	Subtotal programas				999.000,00	
Otros	Otros (+10%)				1.670.200,00	
Proyecto	Total del proyecto				18.837.200,00	

* IEPUJ: Carrera Ingeniería Electrónica Pontificia Universidad Javeriana

** Precio de alquiler, Tiempo de uso: 5 meses.

*** Valor de la licencia por un año en la PUJ.

8 BIBLIOGRAFÍA Y FUENTES DE INFORMACIÓN

- [1] Illustrates Guide to Great inventions, EL TIEMPO, 2002
- [2] JERIE G. D., HEEPKE W., "La escuela del técnico mecánico". Barcelona, Editorial: LABOR, 1951.
- [3] Dixon J., Universidad Católica de Chile,
<http://www2.ing.puc.cl/power/research/dixonprojects.htm>, noviembre 2000.
- [4] T. Kenjo, "Permanent magnet and brushless dc motors", Oxford, 1985
- [5] Reghenzani A., "A Motor Controller For the Solar Car Project". The university of Queensland, Octubre 1998.
- [6] PittmanExpress N2311A011 Brushless DC motor Datasheet. 2001.
- [7] Automodelismo, Baterías para el uso de modelos miniatura de autos
<http://automodelismo.com/nicd.htm>, noviembre 2004.
- [8] Electric Vehicle Community Market Launch Manual: A Guide to Prepare Your Community for electricvehicles.
<http://www.sercobe.es/espejo/Energia/EnergiasNoNucleares/UsorRacional/RUETransporte/VehicHibridElectric/Tutorial/baterias.htm>, diciembre 1995
- [9] Fuente: <http://platea.pntic.mec.es/~lmarti2/baterias.html>.
- [10] Fuente: Panasonic_VRLA_ChargingMethods.pdf
- [11] R. Erickson, *Fundamental of Power Electronics*, Kluwer Academic Publishing, 2001, ISBN 0-7923-7270-0.
- [12] Gui-Jia Su, Adams D., Peng F., Hui Li. "A Soft-Switched DC/DC Converter for Fuel Cell Vehicle Applications", Oak Ridge National Laboratory. 2001.
- [13] El híbrido hecho realidad,
<http://www.km77.com/tecnica/alternativas/hibridos/sumario1.asp>, Diciembre 2004.

[14] Comunicado de prensa, <http://www.dama.gov.co/prensa/presabr3.htm>, abril 2003.

9 ANEXOS