

CONTROL DE MOTOR SIN ESCOBILLAS

REALIZADO POR:

Oscar F Becerra Angarita

000084021

**Trabajo de grado para optar al título de
Ingeniero Electrónico**

DIRECTOR DEL PROYECTO:

Ing. Fabio Guzmán

**UNIVERSIDAD PONTIFICIA BOLIVARIANA
ESCUELA DE INGENIERÍA
FACULTAD DE INGENIERÍA ELECTRÓNICA
BUCARAMANGA**

2011

A Dios por ser mi amparo y mi fortaleza.

A mis padres, a mis abuelos y a mi tía Ana Gloria Becerra por ser los motores de mi vida.

A ellos ya sus oraciones.

Gracias.

TABLA DE CONTENIDO

	Glosario	iv
	Introducción	v
	Objetivos	vi
	Tabla de contenido	vii
	Tabla de figuras	ix
1.	Marco teórico	1
1.1.	<i>Fundamentos del motor de corriente continua sin escobillas</i>	1
1.1.1	Partes del motor BLDC y principio de funcionamiento	1
1.1.1.1.	<i>Estator</i>	1
1.1.1.2.	<i>Rotor</i>	2
1.1.1.3.	<i>Sensores de efecto Hall</i>	2
1.1.1.4	<i>Lógica de funcionamiento</i>	3
1.1.2.	<i>Comparación de los motores sin escobillas con otros motores</i>	3
1.2.	<i>Especificaciones Motorola Freescale Efm-JM60</i>	5
2.	<i>Desarrollo</i>	7
2.1.	<i>Conmutación</i>	7
2.1.1.	Etapa de potencia, Puente H	7
2.1.2.	Secuencia	9
2.2.	Control	10
2.2.1.	Modelo eléctrico	10
2.2.2.	Sistema de control	12
2.2.2.1.	PC.	12
2.2.2.2.	Microcontrolador JM60 comunicación	12
2.2.2.3.	Etapa de potencia.	12
2.2.2.4.	Motor BLDC.	13
2.2.2.5.	Micronrolador JM60 Control	13

2.2.3.	Control de velocidad	14
2.2.3.1.	Sintonización control de velocidad.	15
2.2.3.2.	Diagrama de bloques del control.	15
2.2.3.3.	Anti-Windup	15
2.2.3.4.	Calculo de velocidad Setpoint	16
2.2.3.5.	Calculo velocidad real.	17
2.2.3.6.	Diagrama de flujo de programación.	18
3.	Análisis de resultados	22
3.1.	Adquisición de las señales de los sensores de efecto Hall.	22
3.2.	Fuerza contra electromotriz BEMF	25
3.3.	Control de velocidad PI	29
3.4.	Circuito control	29
3.5.	Motor BLDC	30
4.	Conclusiones	31
5.	Aspectos por mejorar	32
6.	Bibliografía	33

TABLA DE FIGURAS

Figura 1 BEMF trapezoidal	2
Figura 2 BEMF sinusoidal	2
Figura 3 Señales de efecto Hall Vs BEMF	3
Figura 4 Puente H trifásico	7
Figura 5 Diagrama de conexión IRAM 136-3023	8
Figura 6 Movimiento del vector de flujo	10
Figura 7 Modelo eléctrico motor BLDC	11
Figura 8 Diagrama de bloques sistema de control	12
Figura 9. Diagrama de control	15
Figura 10. Diagrama de control PI con anti-windup	16
Figura 11 Cálculo de tiempo en señal de sensor Hall.	17
Figura 12 Señales de efecto hall con ruido.	21
Figura 13 Señales de efecto hall sin pulsos	22
Figura 14 Desfase entre la señal del sensor Hall real y la señal vista por el control	23
Figura 15 Señales del sensor Hall real y la señal vista por el control en fase por modo captura	23
Figura 16 Señales del sensor Hall real y la señal vista por el control en fase por interrupciones externas IRQ y KBI.	24
Figura 17 BEMF con duty de aproximadamente 30%	24
Figura 18 BEMF con duty cercano al 90%	25
Figura 19 BEMF con duty de aproximadamente 100%	26
Figura 20 Respuesta al paso	26
Figura 21 Respuesta a diferentes escalones de velocidad setpoint	27
Figura 22 Respuesta a rampa	28
Figura 23 Prueba con carga.	28
Figura 24 Circuito control	29
Figura 25 Motor BLDC acoplado a llanta de bicicleta	29

AGRADECIMIENTOS

Quiero expresar mi más sincero agradecimiento a todas las personas que de una u otra manera formaron en mí un ingeniero electrónico y una persona. A mi director Fabio Guzmán quien con sus conocimientos y pasión por lo que hace, dedico incluso en sus momentos de descanso tiempo para la obtención de los objetivos. De igual manera agradezco a los profesores Omar Pinzón, Juan Carlos Villamizar, Alonso Retamoso por su buena disposición hacia mí y sus productivas asesorías las cuales encaminaron de la mejor forma este proyecto. A Diana quien con su apoyo y comprensión demostró ser la mejor compañía para toda la vida.

GLOSARIO

ADC: Conversor Análogo Digital.

BEFM: Back Electromotive Force (fuerza contra electromotriz) cuando una corriente pasa por el devanado de un motor en movimiento cerca a un imán permanente, se induce una tensión que se opone a la causa que la genera.

Capacitor Boots-strap: Capacitor que permite realizar una mejor saturación al transistor que está conectada a V+ en el puente H.

Escobillas: pieza metálica que establece la conexión entre la fuente de alimentación y las bobinas del motor.

Efecto Hall: cuando un campo magnético atraviesa dos placas se induce una tensión entre ellas.

Motor de inducción: Tipo de motores de corriente alterna

Motor DC: Tipo de motor de corriente continua.

Motor trifásico: Tipo de motor que funciona con tres fases en su interior.

MOSFET: Transistor de mediana potencia y rápida conmutación.

Overflow: Desborde del registro de una variable del microcontrolador.

Prescaler: Divisor de registro dentro del microcontrolador.

Puente H Trifásico: Etapa de potencia construida usualmente por seis transistores los cuales permiten la conmutación de los embobinados del motor.

PWM: Técnica de modulación de ancho de pulso.

Torque: fuerza de rotación medida en Newton-metros.

Timer: Contador que aumenta progresivamente de acuerdo a la señal reloj.

Modo captura: Sistema sensible a los flancos de la señal de entrada del microcontrolador MC9S08JM60.

Voltaje rms: Valor eficaz de voltaje.

JUSTIFICACIÓN

Este trabajo, surge con propósito de aumentar la investigación en motores sin escobillas, posibilitando la apropiación de conceptos del mismo y aportando el primer control para este tipo de motor en la Universidad Pontificia Bolivariana, Seccional Bucaramanga. Adicional a esto, se aplicó el control de velocidad a un motor sin escobillas en una bicicleta.

La aplicación de este control demuestra las ventajas de este tipo de motores a la hora de ponerlo a prueba para impulsar y ejecutar como medio de transporte. La inmunidad al ruido y la fácil programación en C del microcontrolador JM60 innovaron como mecanismos tecnológicos para la óptima realización de este proyecto y se instauraron como nuevas opciones para futuros trabajos relacionados con el control.

La utilidad del proyecto se verá reflejada en la construcción del circuito que se diseñó para que consiga manejar cargas de 4 KW de motores sin escobillas.

RESUMEN GENERAL DE TRABAJO DE GRADO

TITULO: CONTROL DE MOTOR SIN ESCOBILLAS
AUTOR: OSCAR F BECERRA ANGARITA
FACULTAD: INGENIERIA ELECTRÓNICA
DIRECTOR: ING. FABIO GUZMÁN

RESUMEN

En este documento se encuentra el desarrollo del proyecto control de motor sin escobillas. Los motores sin escobillas o BLDC están ganando terreno en las diferentes aplicaciones donde se necesita una maquina con linealidad en torque – velocidad y de menor exigencia de mantenimiento. Los motores BLDC como su nombre lo indica no poseen escobillas que le permitan detectar y energizar las bobinas de su interior para ello se utilizan sensores de efecto Hall que detectan la posición del rotor y un control electrónico que determina la conmutación de los devanados del motor.

El control de velocidad se construyó en el microcontrolador JM60 de freescale, la etapa de potencia es e modulo iram136-3023b de la marca IR, este modulo maneja cargas de motores trifásicos de hasta 4 kw, el motor BLDC del proyecto fue un motor con sensores de efecto Hall y de 36v a 10 A. este motor se encuentra montado en el rin de la llanta trasera de una bicicleta.

Palabras Clave: Motor sin escobillas, Control de velocidad, Proporcional integral, JM60

GENERAL SUMMARY OF WORK OF DEGREE

TITLE: BRUSHLESS CONTROL MOTOR
AUTHOR: OSCAR F BECERRA ANGARITA
FACULTY: ELECTRONIC ENGINEERING
DIRECTOR: ING. FABIO GUZMÁN

ABSTRACT

In this document, is described the development of the Brushless Direct Current (BLDC) Motor Control. This kind of motor are winning some space in the different applications where needs a machine with a strongly linearity speed-torque and less requirement of maintenance. The BLDC motors, don't have brush, that allow detect and energize the coils inside it, therefore used Hall sensors that detect the position of the rotor and electronic control which makes the commutation.

The speed control was made in the microcontroller JM60 of freescale, the power stage is the module iram 136-3023b of IR, this module handling charges of 3-phases until 4 KW, the BLDC motor of the project was a motor with Hall sensors and 36 V to 10 A. This motor is at the wheel of the bike.

Key Words: Brushless Motor, Speed Control, Proportional Integral, JM60

INTRODUCCIÓN

Los motores eléctricos sin escobillas con sensores de efecto Hall le han ganado terreno a los tradicionales motores eléctricos con escobillas, gracias a su reducida necesidad de mantenimiento y alto rendimiento debido a la eliminación de sus escobillas carecen de pérdidas por fricción.

En el mercado se encuentran aplicaciones en el aeromodelismo, en la industria energética, en la robótica y en el transporte. Las bicicletas impulsadas por motores eléctricos son la aplicación más común, en 1895 un estadounidense registro la primera patente donde se utilizo un motor eléctrico para impulsar una bicicleta[18]. En el año 1997 en Japón se registro la primera patente que incluía baterías de Nickel-cadmium, sensores de torque y control electrónico, a partir de este momento se manejaron las bicicletas impulsadas por motores eléctricos de manera comercial en el mercado[19]. Para el año 2001 se manejo por primera vez el concepto de E-bike (bicicleta impulsada por motor eléctrico) y su producción se disparo principalmente en el continente asiático.

En el presente documento tiene como objetivos la búsqueda de información para posteriormente construir un control de velocidad para un motor sin escobillas con sensores de efecto Hall, en el primer capítulo se muestra una idea general sobre las partes del motor sin escobillas, su lógica de funcionamiento y finalmente una comparación con otros tipos de motor que se utilizan en la industria. El desarrollo se presenta en el capítulo dos, en el se dan las pautas de cómo se realiza la conmutación de este tipo de motores, que instrumentos fueron utilizados para su control y como se consiguió, adicionalmente se destaca la implementación del modulo de la marca IR como etapa de potencia y la técnica de control empleada para su realización. En el capítulo tres se muestran las evidencias de los resultados obtenidos durante el proyecto tales como fotografías del circuito de control, el motor BLDC del proyecto y las graficas del comportamiento del control. Finalmente en los capítulos 4 y 5 se encuentran las conclusiones y los aspectos por mejorar del proyecto.

OBJETIVOS

Objetivo general

Diseñar y construir un sistema de control para un motor sin escobillas aplicado a un medio de transporte.

Objetivos específicos

- Realizar búsqueda de información sobre las características, funcionamiento y conceptos básicos de un motor sin escobillas.
- Diseñar un circuito controlador de un motor eléctrico sin escobillas, empleando el microcontrolador Efm-JM60 de Motorola Freescale.

1. MARCO TEÓRICO

1.1 *Fundamentos del motor de corriente continúa sin escobillas.*

Los motores de corriente continua sin escobillas, *BrushlessDirectCurrent* (BLDC), han alcanzado un nivel de utilidad de gran importancia en aplicaciones industriales, dado que como su nombre lo indica, no emplean escobillas para la energización de las bobinas en su interior, evitando pérdidas por rozamiento y desgaste de las mismas, adicional a esto, su relación torque versus velocidad y su alta eficiencia, implican un mejor desempeño y mayores ventajas que las del motor de corriente continua con escobillas[1].

1.1.1 *Partes del motor BLDC y principio de funcionamiento.*

Yedamale plantea que “los motores BDLC, son un tipo de motores síncronos, ya que el campo magnético generado por el estator y el campo magnético generado por el rotor se encuentran en fase.” [1] Estos motores se encuentran en diferentes configuraciones, monofásicos, bifásicos y los más comunes los trifásicos en los que este documento se enfoca.

1.1.1.1 *Estator.*

El estator de los motores BLDC posee en su interior comúnmente tres embobinados los cuales pueden estar interconectados en forma de delta o estrella. En su mayoría se les encuentra conectado en forma de estrella y cada devanado puede tener uno o más núcleos, formando un número par de polos.

Existen dos variaciones de devanados en los estatores, los trapezoidales y los sinusoidales. Su diferencia se basa en la interconexión interna de los embobinados de los núcleos dando así dos diferentes formas de fuerza contra-electromotriz (BEMF Back Electromotriz Force), como su nombre lo indica trapezoidal (figura 1) y sinusoidal(figura 2) respectivamente. La corriente de fase también tiene formas de onda trapezoidal y sinusoidal, lo cual hace la respuesta de torque del sinusoidal sea más suave que la del trapezoidal pero implicando un costo extra ya que se deben realizar más interconexiones entre los núcleos de los devanados incrementando así el consumo de cobre para construir un motor de estas características.

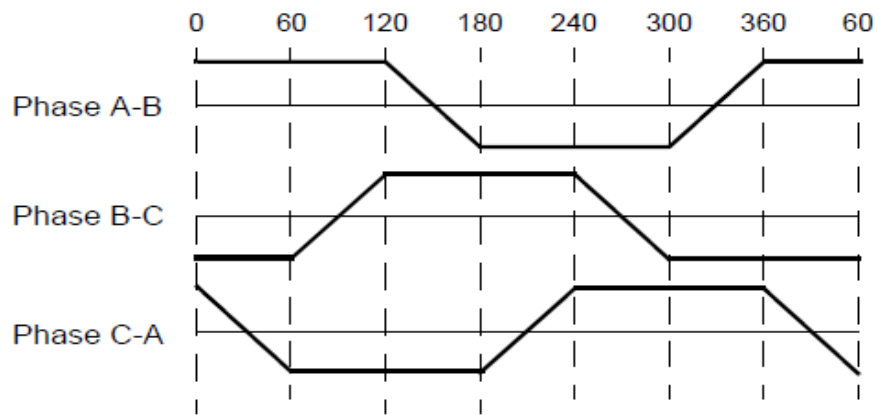


Figura 1 BEMF trapezoidal (ref. [1])

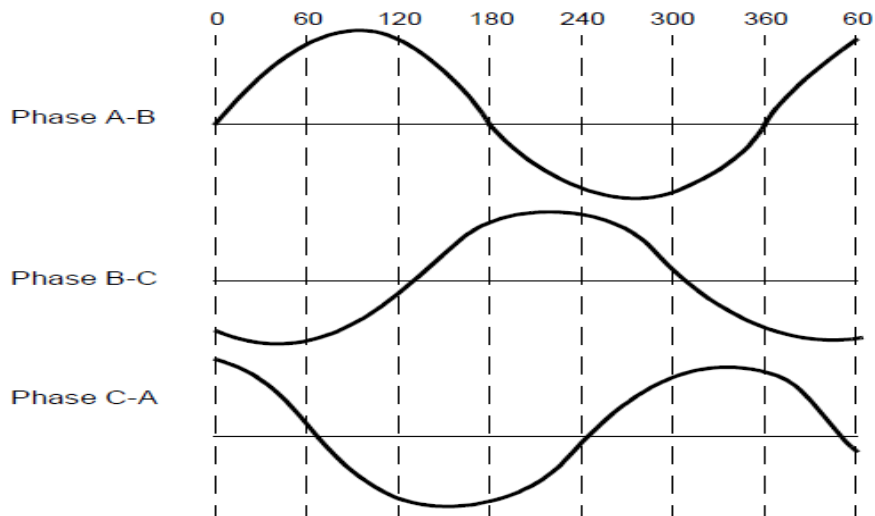


Figura 2 BEMF sinusoidal (ref. [1])

1.1.1.2 Rotor.

El rotor está construido por un imán permanente el cual posee sus respectivos polos norte y sur. Usualmente este imán tiene núcleo de ferrita de densidad de flujo magnético aceptable.

1.1.1.3 Sensores de efecto Hall.

Los motores BLDC al no poseer escobillas para energizar las bobinas en su interior requieren de sensores que le permitan a un circuito electrónico identificar la posición del rotor para así realizar la conmutación electrónica de los devanados. Los sensores más comunes para desarrollar este trabajo son los de efecto Hall, ellos se encuentran posicionados usualmente en una parte fija del estator. La

mayoría de motores sin escobillas posee tres de estos sensores, uno por cada fase y emiten una señal de voltaje en alto o bajo según corresponda la posición del rotor.

1.1.1.4 Lógica de funcionamiento.

La clave para el funcionamiento de los motores sin escobillas es ubicar la posición del rotor, de esto se encargan los tres sensores de efecto Hall que se encuentran en su interior los cuales nos brindan una secuencia de seis pasos para completar una revolución eléctrica que va de 1 hasta 6 es decir que cada 60 grados uno de los tres sensores cambia de estado y consigo la conmutación también debe ser actualizada. El número de ciclos eléctricos para completar una revolución mecánica están determinados por el número de polos magnéticos en el rotor.

En la figura 3 podemos observar la secuencia de los sensores de efecto Hall acorde con la BEMF y que cada fase se encuentra 120 grados desfasada una de otra.

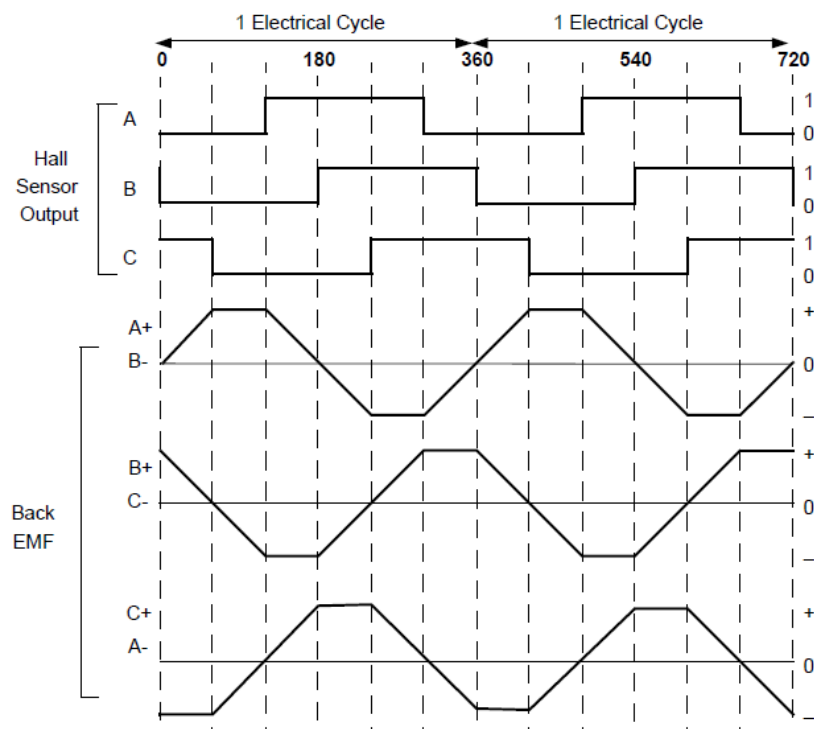


Figura 3 señales de efecto Hall Vs BEMF (ref. [1])

1.1.2 Comparación de los motores sin escobillas con otros motores.

Los motores BLDC en comparación con otros motores tales como los motores de corriente continua con escobillas o los motores de inducción posee varias ventajas. Tales como el reducido mantenimiento lo cual se ve reflejado en su larga vida, la

linealidad que tienen en su respuesta de velocidad/torque llevan a otro nivel las posibles aplicaciones en la industria. En cuanto a sus desventajas se destacan su alto costo de construcción y la necesidad de un controlador para su funcionamiento. A continuación se ilustraran algunas tablas de comparación entre el motor BLDC y los motores de corriente continua con escobillas y los motores de inducción.

Tabla 1 BLDC vs Motor de corriente continua con escobillas (ref. [1])

Característica	BLDC	Motor de corriente continua con escobillas
Conmutación	Basada en la información brindada por los sensores de efecto Hall sobre la posición del rotor	Detectada automáticamente por las escobillas del motor
Mantenimiento	Bajo, debido a no poseer escobillas	Es requerido un mantenimiento periódico
Longevidad	Grande.	Pequeña.
Velocidad/torque	Lineal, permite un buen funcionamiento en cualquier velocidad con carga nominal	Moderadamente lineal, a altas velocidades se pierde torque por el incremento del rozamiento en sus escobillas.
Eficiencia	Alta, no hay caída de voltaje en sus escobillas	Media
Inercia del rotor	Baja, los imanes permanentes se encuentran en el rotor mejorando así la respuesta dinámica	Superior, dificultando la dinámica del motor.
Rango de velocidad	Alto, Debido a que no hay escobillas que produzcan fricción	Bajo, debido a las limitaciones mecánicas producidas por la escobillas
Ruido eléctrico	bajo	Arcos eléctricos en las escobillas generan ruido e interfieren con los equipos de los alrededores
Costo de construcción	Alto	Bajo
Control	Complejo y costoso	Sencillo y barato.
Requisitos de control	Es necesario emplear un control para hacer funcionar el motor.	No es necesario un control para hacer funcionar el motor.

Tabla 2 BLDC vs motor de inducción (ref. [1])

Característica	BLDC	motor de inducción
Velocidad/torque	Lineal, permite un buen funcionamiento en cualquier velocidad con carga nominal	No lineal, bajo torque a bajas velocidades
Inercia del rotor	Baja, los imanes permanentes se encuentran en el rotor mejorando así la respuesta dinámica	Alta, características dinámicas del motor muy bajas.
Corriente de arranque	Nominal, no se hace necesario un circuito de arranque.	Aproximadamente mayor a siete veces la nominal, se hace necesario seleccionar un circuito de arranque
Requisitos de control	Es necesario emplear un control para hacer funcionar el motor.	No es necesario un control para hacer funcionar el motor.

1.2 Especificaciones Motorola Freescale Efm-JM60.

Los microcontroladores de la marca Freescale poseen una gran inmunidad al ruido lo cual los hace mucho más aptos para el desarrollo de aplicaciones en entornos rústicos, además su bajo costo al no requerir de un programador para grabar el código en el microcontrolador hacen que esta familia llame la atención y empiece a ganar terreno en el mercado.

El microcontrolador JM60 en su versión de 64 pines satisface en su mayoría los requerimientos del proyecto ya que posee 8 canales de modulación de ancho de pulso (pwm), los cuales pueden ser utilizados como entradas en modo de captura o como salida pwm, canales de conversión análogo digital (ADC) y además la comunicación serial peripheralinterface(SPI) y serial son algunas de las fortalezas que permitieron construir este proyecto.

Tabla 3 Lista de periféricos Efm-JM60 (ref. [12])

Feature	Device					
	MC9S08JM60			MC9S08JM32		
Package	64-pin	48-pin	44-pin	64-pin	48-pin	44-pin
Flash	60,912			32,768		
RAM	4096			2048		
USB RAM	256			256		
ACMP	yes			yes		
ADC	12-ch	8-ch	8-ch	12-ch	8-ch	8-ch
IIC	yes			yes		
IRQ	yes			yes		
KBI	8	7	7	8	7	7
SCI1	yes			yes		
SCI2	yes			yes		
SPI1	yes			yes		
SPI2	yes			yes		
TPM1	6-ch	4-ch	4-ch	6-ch	4-ch	4-ch
TPM2	2-ch			2-ch		
USB	yes			yes		
I/O pins	51	37	33	51	37	33
Package types	64 QFP 64 LQFP	48 QFN	44 LQFP	64 QFP 64 LQFP	48 QFN	44 LQFP

2. DESARROLLO

2.1 CONMUTACIÓN.

2.1.1 Etapa de potencia, Puente H.

La conmutación de la secuencia en un motor BLDC se guía a partir de la lectura de los estados lógicos dados por los sensores de efecto Hall, de acuerdo a esta medida se controlan los diferentes estados de las fases del motor mediante un puente H trifásico. Los cuales pueden ser +VDC, -VDC o alta impedancia (desconectada).[2]

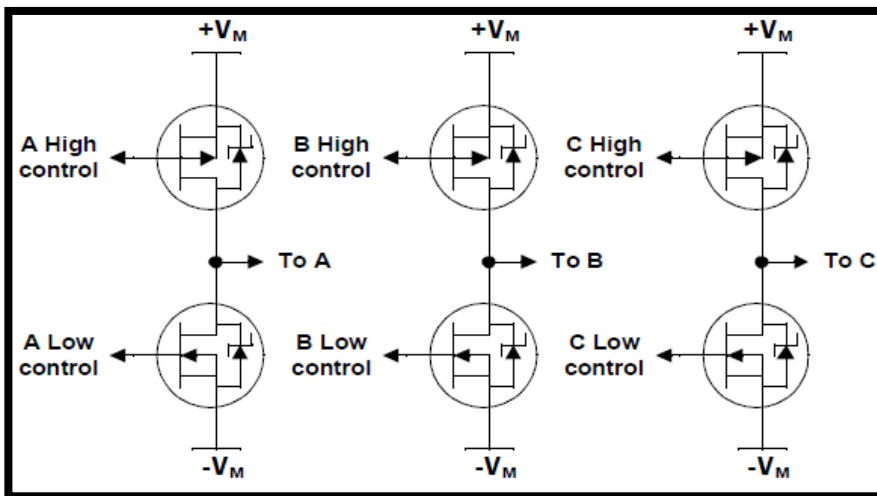


Figura 4 puente H trifásico (ref.[2])

Un puente H trifásico (figura 4) recibe en las compuertas de sus transistores los niveles lógicos alto para hacer que conduzca o bajo para que se apague. Por cada fase se encuentran dos transistores, uno conectado a +VDC y otro a -VDC.

En este proyecto se empleó un módulo llamado IRAM 136-3023 de la marca IR el cual está diseñado para manejar la carga de un motor trifásico de hasta 4 Kw (150V a 30A), posee una protección contra corto circuito, drivers controladores de las compuertas de los MOSFET todo embebido. En la figura 5 podemos ver el diagrama de pines y la fácil conexión, proporcionando diseños más pequeños y compactos.

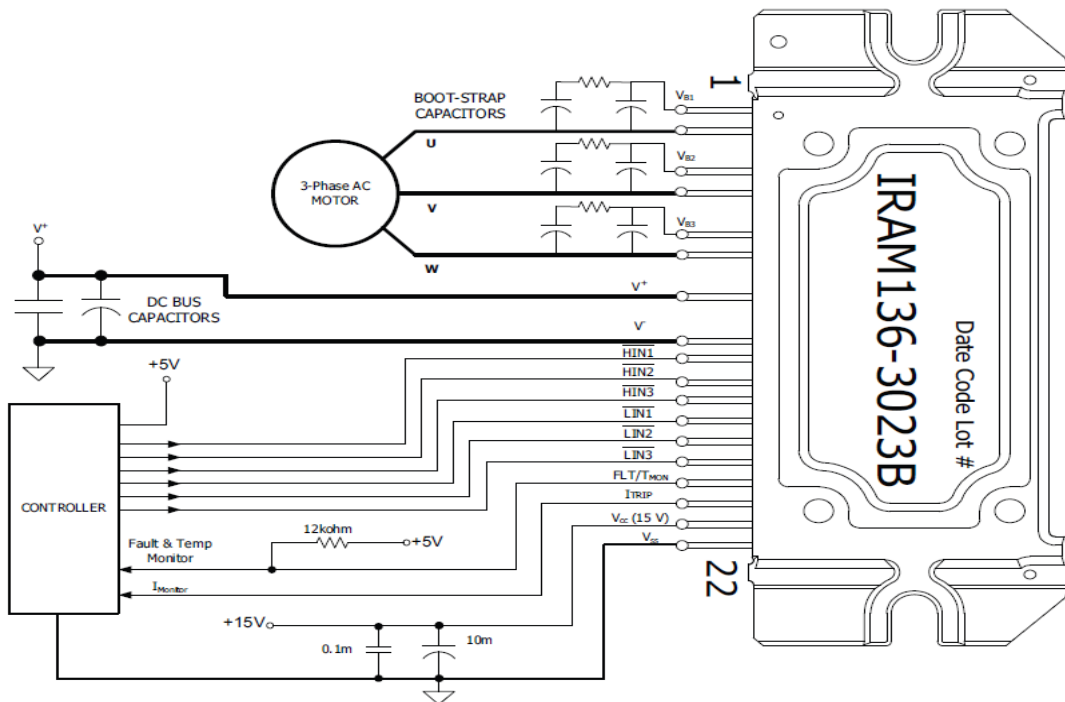


Figura 5 diagrama de conexión IRAM 136-3023 (ref.[15])

Los únicos requerimientos para un buen funcionamiento del módulo son la conexión de una fuente de +15V para la alimentación de los drivers y la conexión de los capacitores Boot-strap, los cuales se escogen de acuerdo a la frecuencia del PWM en la que se va a trabajar; el fabricante provee una tabla (tabla 4) en la cual se muestra que capacitor se debe utilizar según la frecuencia de trabajo.

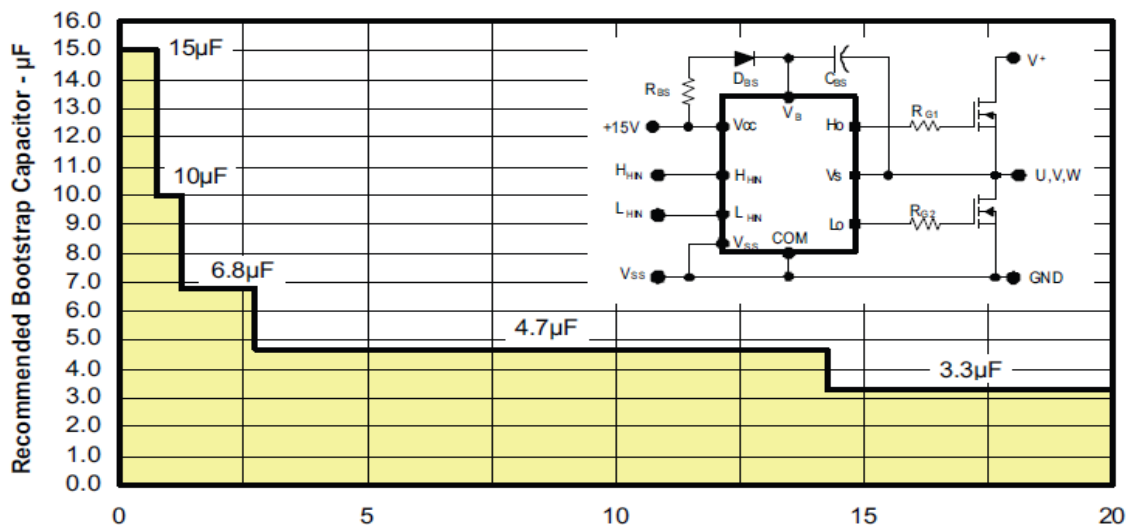


Tabla 4 Recomendación de condensador Boot-strap (ref.[15])

2.1.2 Secuencia.

El puente H controla el sentido de la corriente que pasa a través de las fases del motor, esto crea cambios en los flujos magnéticos dentro del motor debido a la interacción de los campos magnéticos del rotor y estator dando lugar a la creación de vectores de flujo magnético.[3] Si se coordina la creación de estos vectores el motor podrá rotar, gracias a la información de los sensores de efecto Hall podemos establecer una secuencia llamada “sixsteps” o en español seis pasos. Esta secuencia indica el orden en que se deben conmutar los devanados del motor.[4]

En la tabla 5 se indican los estados lógicos que se deben aplicar según la combinación dada por los sensores de efecto Hall.

Paso	Sensores Hall			Transistores del puente H trifásico						Fases		
	C	B	A	CHigh	CLow	BHigh	BLow	AHigh	ALow	C	B	A
5	1	0	1	0	0	0	1	1	0	NC	-VDC	+VDC
4	1	0	0	1	0	0	1	0	0	+VDC	-VDC	NC
6	1	1	0	1	0	0	0	0	1	+VDC	NC	-VDC
2	0	1	0	0	0	1	0	0	1	NC	+VDC	-VDC
3	0	1	1	0	1	1	0	0	0	-VDC	+VDC	NC
1	0	0	1	0	1	0	0	1	0	-VDC	NC	+VDC

Tabla 5 control sentido giro horario (ref.[3])

Como se puede observar en la conmutación del puente H solo se activa al mismo tiempo un transistor por fase ya sea el alto o el bajo (1 para activar o 0 para desactivar) o se desactiva la fase de ese puente colocando un cero en cada compuerta de transistor para así evitar el paso de corriente por esa fase, en cada paso siempre hay una fase conectada a +VDC otra a -VDC y la restante desconectada. La figura 6 nos ilustra en dos pasos como es la dinámica de la conmutación.[3]

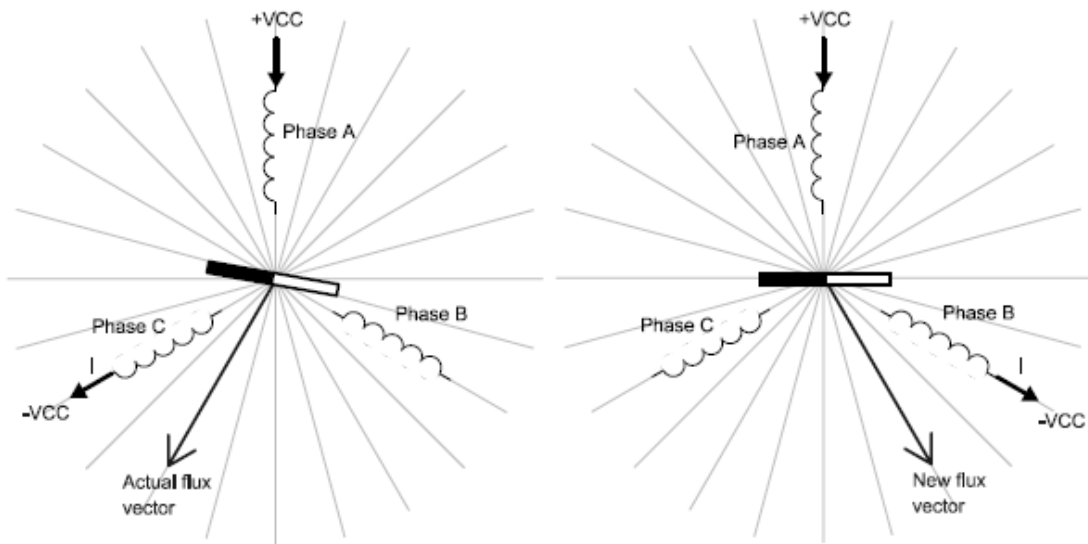


Figura 6 Movimiento del vector de flujo (ref.[3])

Es importante evitar el corto circuito que ocasionan los transistores alto y bajo cuando conducen al mismo tiempo, este problema se soluciona empleando un tiempo muerto, lo cual es una precaución ya que según la tabla 5 esto no es posible que suceda por lo tanto no es indispensable el uso de un sistema de tiempo muerto complejo, pero usualmente los transistores se toman más tiempo para apagarse que para encenderse, teniendo en cuenta las características del IRAM 136-3023 el tiempo que tarda para apagar el transistor es de aproximadamente $1.08\mu\text{s}$ lo cual fue puesto en mente a la hora de programar los tiempos de encendido y apagado de los canales de PWM.[2]

2.2 CONTROL

2.2.1 Modelo eléctrico.

Un sencillo modelo eléctrico de los motores BLDC es el mismo de un motor eléctrico de corriente continua. En la figura 7 encontramos el modelo eléctrico constituido por una impedancia la cual por diseño debe ser pequeña y es la que limita el flujo de corriente, dicha impedancia se forma a partir de la resistencia que poseen los alambres de cobre y la inductancia de los devanados que tiene el motor en su interior. Cuando el motor se encuentra girando, los embobinados del estator se mueven alrededor del imán permanente del rotor induciendo un potencial eléctrico llamado fuerza contra-electromotriz (BEMF).[2]

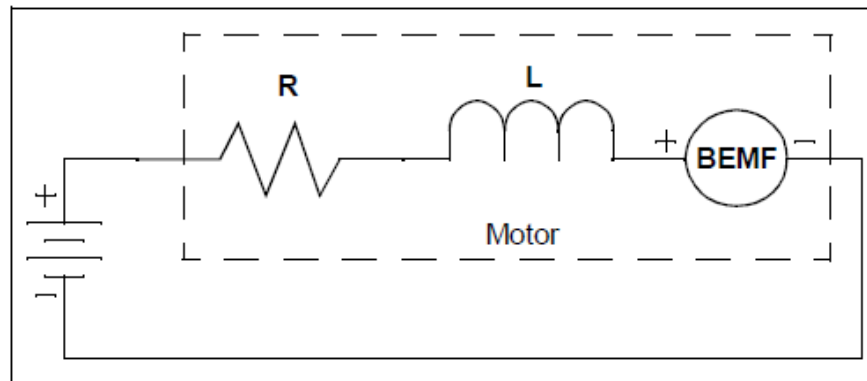


Figura 7 modelo eléctrico motor BLDC (ref.[2])

La BEMF es directamente proporcional a la velocidad del motor y está determinada por la constante del motor K_v [2]. Idealmente en un motor el valor de la resistencia y la inductancia son cero y esto permitiría que el motor girara a una velocidad tal que la BEMF fuera igual al voltaje aplicado.[2]

$$RPM = K_v * Voltios$$

Ecuación 1 (ref.[2])

$$BEMF = RPM / K_v$$

Ecuación 2 (ref.[2])

La corriente que el motor consume es directamente proporcional a la carga de torque en el eje del motor, está determinada por la constante de torque del motor K_T . [2]

$$Torque = K_T * Amperios$$

Ecuación 3 (ref.[2])

Con lo anterior podemos concluir que a mayor voltaje aplicado mayor velocidad y torque vamos a obtener del motor gracias a su linealidad en estos dos últimos aspectos, una forma sencilla de controlar este voltaje es el empleo de la técnica modulación de ancho de pulso (PWM), con esta técnica se controla el voltaje rms en las fases del motor aumentando o disminuyendo el tiempo de ciclo de trabajo (duty) en la onda de PWM. Un factor para tener en cuenta es la frecuencia del PWM ya que estas señales de PWM serán las que controlaran el encendido y apagado de los MOSFETS del puente H, estos transistores poseen pérdidas en la conmutación y a altas frecuencias estas se incrementan. El modulo IRAM136-3023 soporta hasta 20khz lo cual hace conveniente para este proyecto el empleo de una frecuencia de 10khz con el propósito de evitar las altas perdidas de conmutación.[2][14]

2.2.2 Sistema de control.

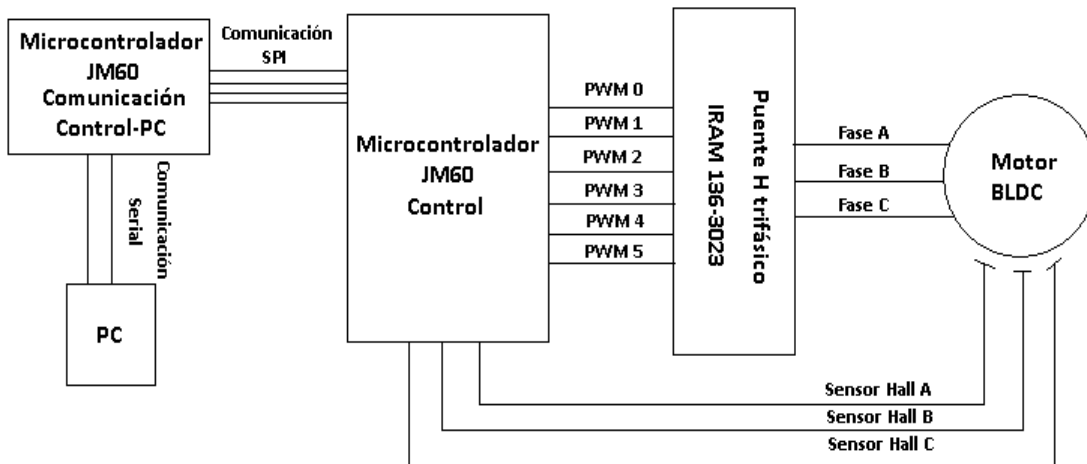


Figura 8 Diagrama de bloques sistema de control

2.2.2.1 PC.

El computador facilita la visualización de la información proveniente del microcontrolador JM60 control, un puerto COM permite la recepción de datos para que en Labview por medio de la librería VISA se adquieran dichos datos y se puedan visualizar. Los datos que se pretenden mostrar son la velocidad setpoint y real del motor, además la acción de control que para el caso es el cambio del ancho de pulso del PWM.

2.2.2.2 Microcontrolador JM60 comunicación.

Este microcontrolador se encarga de la comunicación entre el microcontrolador JM60 control y el PC, el recibe por medio de la comunicación Serial Peripheral Interface (SPI) en modo esclavo los datos ya antes mencionados del puerto SPI maestro del microcontrolador JM60 control, estos datos son luego enviados por medio de comunicación serial a un puerto COM del PC. Esta etapa no se incluye dentro de la tarjeta de control, será montada en una baquelita aparte y su conexión será de forma alámbrica desconectable.

2.2.2.3 Etapa de potencia.

En esta etapa se encuentra el módulo IRAM136-3023 este dispositivo es un puente H trifásico, el recibe las señales de PWM provenientes del Microcontrolador JM60 control y maneja la carga del motor BLDC.

2.2.2.4 Motor BLDC.

En primera instancia se intentó controlar un motor BLDC sin sensores de un disco duro de computador, con este motor no se obtuvo resultados satisfactorios ya que al no contar con sensores, el sistema era lazo abierto y solo se logró que girara con dificultad a muy bajas revoluciones esto hizo detener el proceso con este tipo motor y buscar un motor BLDC con sensores.

El motor destinado en la etapa de investigación y pruebas fue un motor sin escobillas con sensores de efecto Hall, al parecer prominente de una impresora laser, este motor es de 22V a 2.5A de la marca Nidec. Con él se realizaron actividades diferentes a baja potencia de forma segura tales como: experimentos de aprendizaje, pruebas de funcionamiento, pruebas de identificación y pruebas de conmutación.

En el diseño final se logró recuperar un motor sin escobillas con sensores de efecto Hall de una bicicleta impulsada por motor eléctrico comercial (E-bike). Este motor posee unas características eléctricas de 36V a 12A, por dentro posee una reducción mecánica de 5:1 y se encuentra acoplado al rin de la llanta trasera de una bicicleta. De este motor se sabe poco ya que la referencia y marca no se encuentran escritas en su carcasa, pero por medio de la búsqueda en internet de catálogos de venta de estos motores, se logró obtener algo de información. Sus máximas y mínimas RPMs se establecieron posteriormente mediante una pequeña caracterización haciendo funcionar el motor en lazo abierto.

2.2.2.5 Microcontrolador JM60 Control.

Al inicio del proyecto no se conocía más allá de las características del microcontrolador, por lo tanto fue de gran importancia dedicar en un principio tiempo al estudio de las configuraciones de los diferentes módulos del microprocesador.

Este microprocesador es el encargado de diversas tareas tales como:

- Leer los sensores de efecto Hall por medio de tres pines de un puerto.
- Detección de los cambios de flanco en las señales de efecto Hall por medio de dos pines de modo captura, un pin de teclado KBI y la irq.
- Calcular la velocidad real del motor gracias al contador disponible en el pin de modo captura.
- Calcular la velocidad de setpoint a partir de la lectura de un puerto ADC.
- Calcular el control PI.

- Conmutar los transistores del módulo por medio de los canales de PWM.
- Enviar información a través del puerto SPI.

2.2.3 Control de velocidad

El control de velocidad se construyó a partir de la ecuación del control proporcional integral (PI) en el dominio de Laplace, luego mediante el método de integración numérica se transforma a modo discreto para poder montarla en el microcontrolador JM-60 control.[7]

$$h(s) = k_p + \frac{k_i}{s} = \frac{k_p s + k_i}{s}, k_p = k_c, k_i = \frac{k_c}{t_i}$$

Aplicando diferencia hacia atrás $s = \frac{z-1}{T}$

$$\frac{M(z)}{E(z)} = \frac{k_p * \left(\frac{z-1}{T}\right) + k_i}{(z-1)T} = \frac{k_p * (z-1) + Tk_i}{z-1}$$

$$\frac{M(z)}{E(z)} = \frac{zk_p - k_p + Tk_i}{z-1} = \frac{k_p - k_p z^{-1} + Tk_i z^{-1}}{1 - z^{-1}}$$

$$M(z)(1 - z^{-1}) = E(z)(k_p - k_p z^{-1} + Tk_i z^{-1})$$

$$m(k) - m(k-1) = k_p e(k) - k_p e(k-1) + Tk_i e(k-1)$$

$$m(k) = m(k-1) + k_p e(k) - k_p e(k-1) + Tk_i e(k-1)$$

$$duty = duty_{anterior} + k_p vel_{diferencia} - k_p vel_{diferencia anterior} + Tk_i vel_{diferencia anterior}$$

$$vel_{diferencia} = velocidad_{setpoint} - velocidad_{real}$$

Ecuación control (ref.[7])

Dónde:

duty = ancho de pulso

duty_{anterior} = el valor del ancho de pulso en (k - 1)

vel_{diferencia} = diferencia entre la velocidad real y la velocidad setpoint.

vel_{diferencia anterior} = diferencia de velocidad en (k - 1).

2.2.3.1 sintonización control de velocidad.

En la sintonización del control de velocidad PI se busca en primera instancia que la respuesta del control siga de cerca las diferentes entradas de setpoint, y la acción de control se establezca de manera rápida. Las constantes del control se establecieron empleando el método de tanteo y sus valores son:

$$k_c = 12$$
$$t_i = 0.08$$
$$T = 0.008 \text{ s}$$

Estos valores se programaron en la ecuación del control PI microcontrolador JM-60 control.

2.2.3.2 Diagrama de bloques del control.

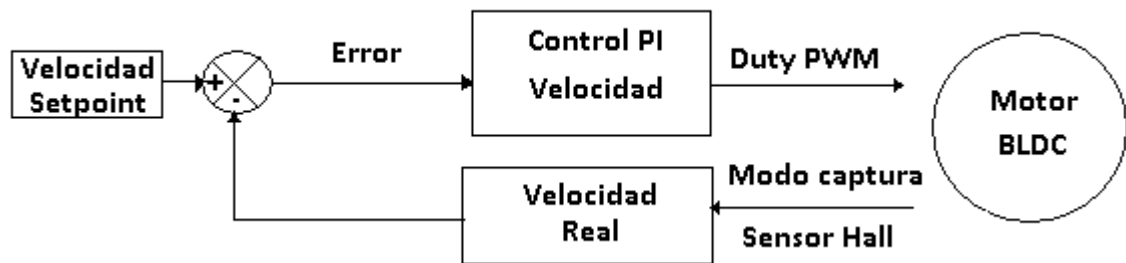


Figura 9. Diagrama de control

La conmutación permite una adecuada rotación del motor. La velocidad depende de la tensión que se le aplica y este voltaje se controla por medio de la técnica de PWM.

La acción de control es la variación del ancho de pulso de las señales de PWM según lo determine los cambios en la velocidad real y la de setpoint. El control PI se encarga de procesar estos cambios calculando la tensión necesaria para lograr la velocidad deseada, en otras palabras modificando el duty del PWM.

2.2.3.3 Anti-Windup.

Los actuadores tienen limitaciones, por ejemplo una llave de paso no puede abrirse o cerrarse más de lo que físicamente le es posible, los motores tampoco pueden ir más rápido de lo mecánicamente le es permitido, etc. En un sistema de control con

rangos de operación en ocasiones sucede que la acción de control supera estos límites. Cuando esto sucede el lazo de control se rompe y el sistema entra a funcionar en lazo abierto. En un control con parte integral este error va a ser indefinidamente integrado haciendo este término extremadamente grande y sucede lo que popularmente se le llama “windup”. Para evitar este problema se requiere implementar un anti-windup el cual contrarresta esta acción integral cuando el actuador se encuentra en saturación.[9]

El sistema implementado se llama Back-calculation en la figura 10 se encuentra aplicado a un control PI. Este sistema funciona cuando la salida del control se satura, el valor de la integral es recalculado teniendo en cuenta el valor límite de saturación, una constante de tiempo (T_t) desactivará de manera gradual la parte integral del control dependiendo de la retroalimentación de la señal de error (e_s). Esta señal es la diferencia entre la salida del control (v) y el límite de la señal de saturación (u_{lim}) la cual se encarga de retroalimentar la parte integral del control a través de la ganancia $1/T_t$, el valor de la constante T_t se ajusta a bajo el criterio de $T_t < T_i$. La señal e_s es cero cuando el sistema no se encuentra en saturación.[9]

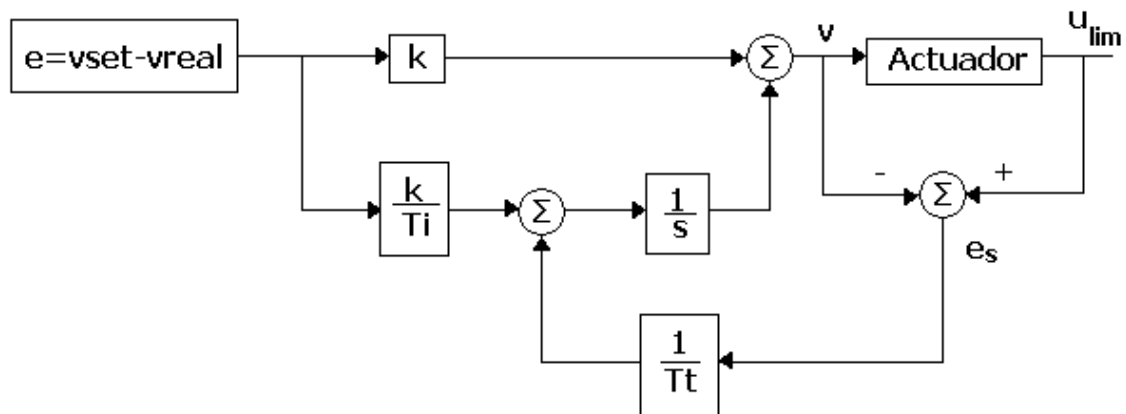


Figura 10. Diagrama de control PI con anti-windup (ref . [9])

2.2.3.4 Cálculo de velocidad Setpoint.

La velocidad de setpoint se calcula a partir de la conversión análogo-digital de un potenciómetro conectado a un puerto del microcontrolador JM60 control. Esta conversión tiene un tamaño de 8 bits por lo tanto tendrá 255 valores diferentes de velocidad.

2.2.3.5 Cálculo velocidad real.

La velocidad real se calcula a partir de las señales de efecto hall, estas señales ingresan a uno de los pines que posee el microcontrolador llamado modo captura este puerto está configurado para interrumpir el proceso en cada cambio de flanco, ascendente o descendente, además posee embebido un sistema de conteo el cual da el valor de tiempo de máquina que tarda entre cada interrupción.

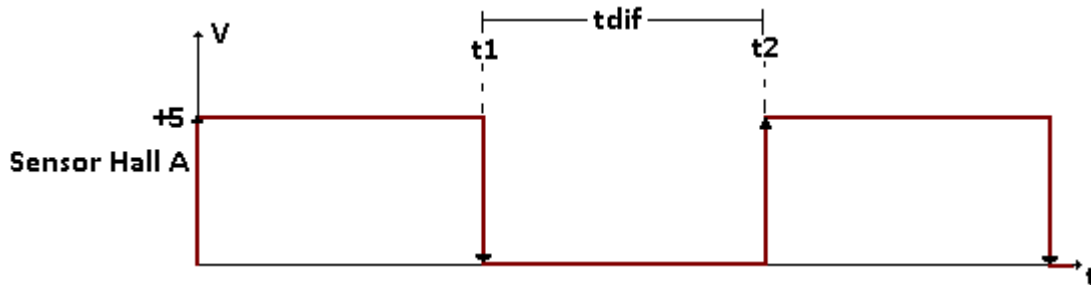


Figura 11 Cálculo de tiempo en señal de sensor Hall.

En la figura 11 se ilustra la medición de medio periodo de la señal de efecto Hall, para tal propósito se destina una variable t1 que guarda el valor de tiempo de máquina cuando ocurre un flanco descendente y en t2 cuando sucede un flanco ascendente. Más tarde cuando ocurre la interrupción de tiempo del PI se realiza la diferencia entre estas dos variables para así poder disponer de este valor de tiempo.

El cálculo de velocidad del motor se determina a partir de la siguiente ecuación el resultado está expresado en RPS lo cual nos permite manejar números más pequeños dentro del microprocesador:

$$RPS = \frac{1}{\left(\frac{tdif * prescaler}{frecuencia\ de\ bus}\right) * n}$$

Donde:

tdif = conteo equivalente a un semiciclo de la señal del sensor de efecto Hall

prescaler = divisor de la frecuencia del contador(128).

frecuencia de bus = frecuencia de trabajo del microcontrolador (24MHz).

n = numero de semiciclos por vuelta mecánica del motor.

El valor máximo del tiempo para que ocurra overflow en el contador está determinado por la siguiente ecuación. El tiempo para que el contador TPMOD

pase de 65536 a 0 con prescaler de 128 y frecuencia de bus de 24MHz es de 0.349s. Teniendo en cuenta que de manera experimental se encontró que los valores de tiempo de los semiciclos oscilan entre los 100ms y 5ms se puede decir que es un rango seguro donde no se perderán datos por overflow [14]:

$$t = \frac{TPMOD * prescaler}{frecuencia\ de\ bus}$$

Donde:

t = Valor de tiempo en segundos.

TPMOD = registro que contiene el valor del conteo del modulo (0 – 65536).

frecuencia de bus = frecuencia de trabajo del microcontrolador (24MHz).

prescaler = divisor de la frecuencia del contador (128).

2.2.3.6 Diagrama de flujo de programación.

El software de programación fue escrito en lenguaje c para el microcontrolador Motorola Freescale Efm-JM60.

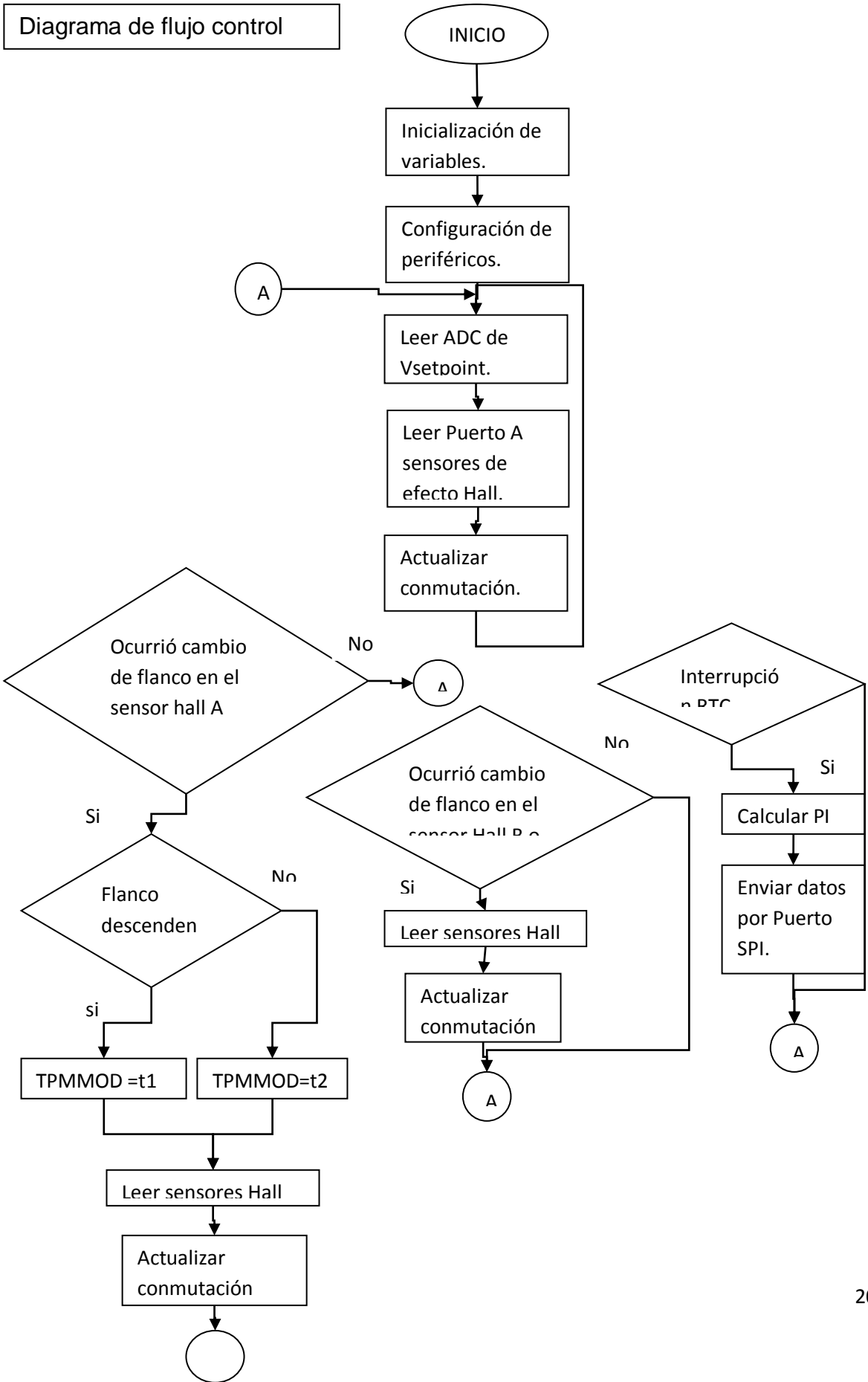
El microprocesador destinado al control tiene en funcionamiento las siguientes interrupciones.

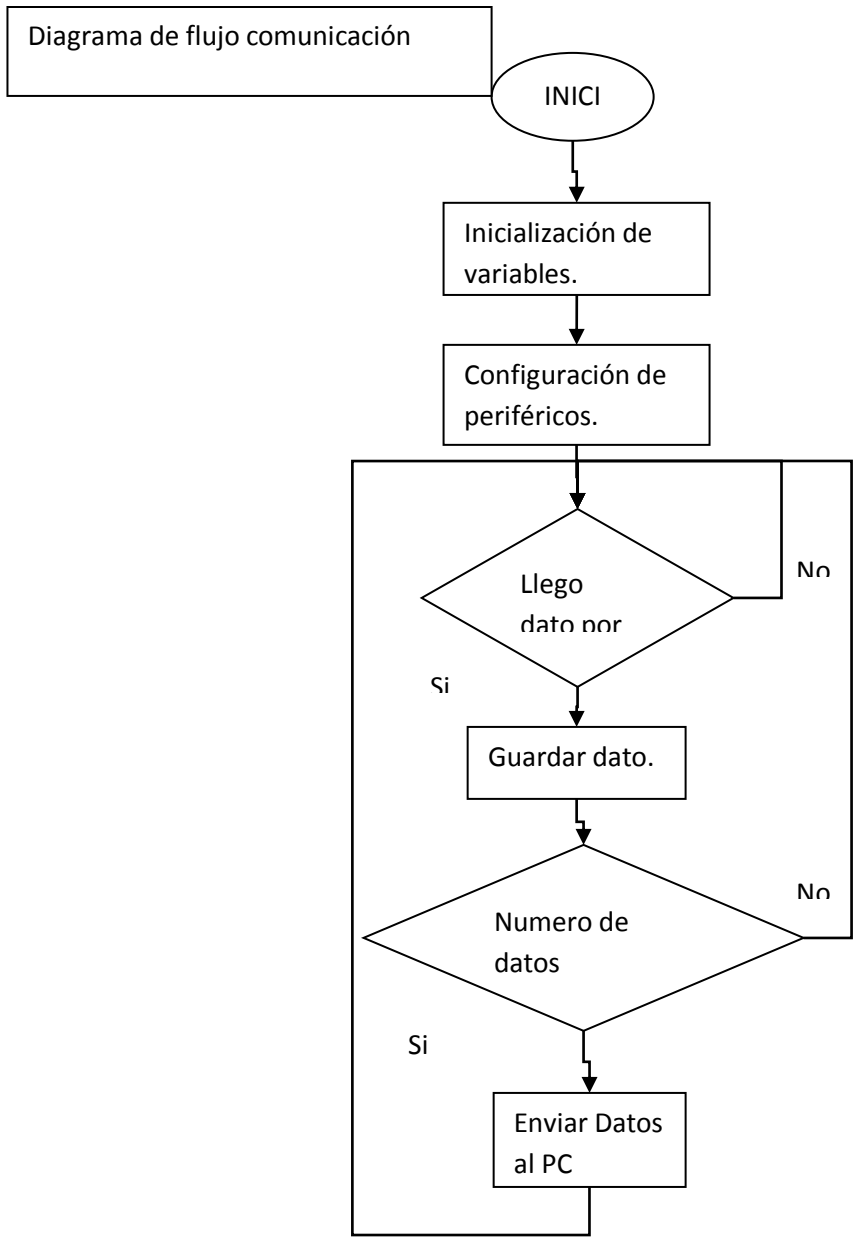
- a. TPM1: Esta es la interrupción por desbordamiento de timer que controla los anchos de pulso de los seis canales de PWM.
- b. TPM2: Este módulo contiene un timer contador que permite obtener el número de pulsos que hay por cada semiciclo de la señal cuadrada de los sensores de efecto Hall. Además posee dos interrupciones externas llamadas modo captura las cuales se activan con cualquier flanco y se encargan de obtener los cambios de dos sensores del motor y realizar la actualización correspondiente a la conmutación.
- c. RTC: Real Time Counter, interrupción por desbordamiento de timer en la cual está montado el control PI y el envío de datos por SPI hacia el microcontrolador JM-60 de comunicación.

- d. KBI: Interrupción externa la cual se activa con flancos descendentes del sensor de efecto Hall restante, se implementó para interrumpir el proceso si ocurre un cambio en este sensor específico del motor y poder modificar la conmutación al instante.
- e. IRQ: Interrupción externa la cual se encarga de los flancos ascendentes del sensor de efecto Hall donde está la interrupción KBI vigilando los flancos descendentes, se implementó para interrumpir el proceso si ocurre un cambio en este sensor específico del motor y poder modificar la conmutación al instante.

Para el microcontrolador de comunicación se emplearon los periféricos de comunicación serial y SPI.

Diagrama de flujo control





3. ANALISIS DE RESULTADOS

3.1 Adquisición de las señales de los sensores de efecto Hall.

La adquisición de las señales de efecto Hall permitirá el funcionamiento adecuado del motor ya que con ellas se sabe la posición del rotor, se calcula la velocidad real del motor y se cierra el lazo de control. Es importante para realizar un control de este tipo de motor, conocer de manera instantánea los cambios que ocurren en las señales de efecto Hall. Para realizar esta labor se implementaron sistemas de interrupciones externas las cuales son sensibles a los cambios de flanco para realizar la actualización de la conmutación en el momento requerido, evitando pérdidas en el motor.

Las señales de efecto hall del motor BLDC poseen ruido, estos pulsos pueden ser captados por las interrupciones externas del microcontrolador produciendo una mala medición de la velocidad del motor. La figura 12 muestra este problema.

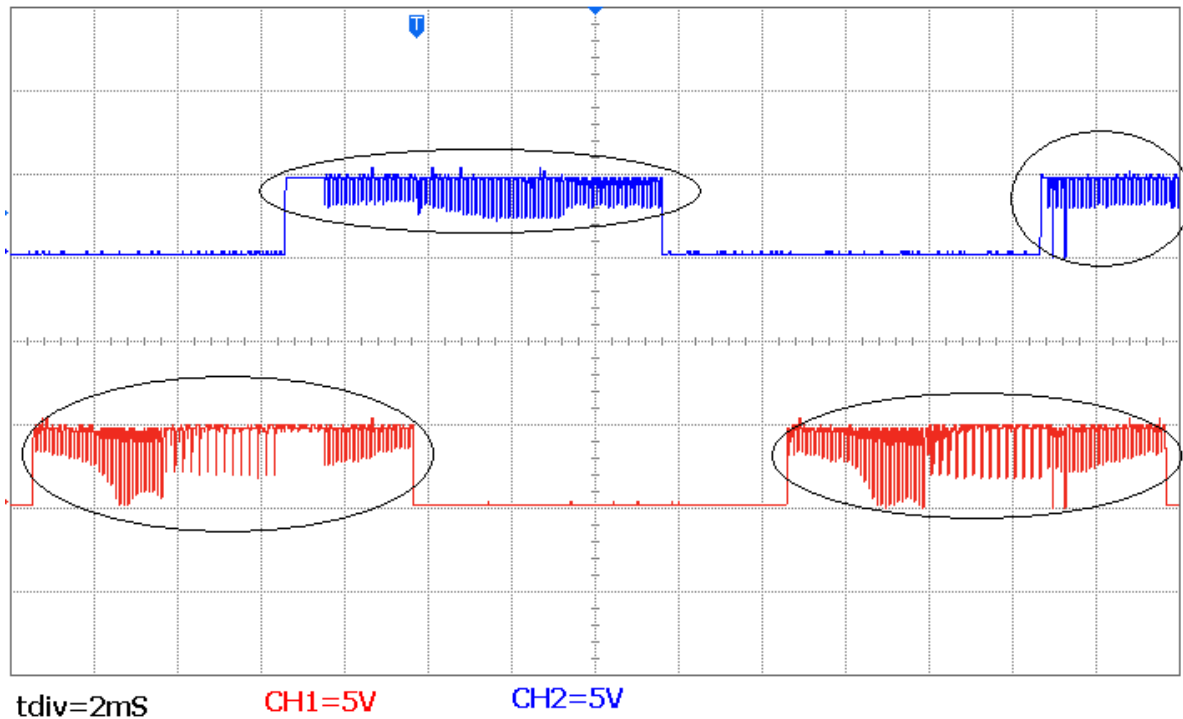


Figura 12 señales de efecto hall con ruido.

Para evitar estos pulsos de alta frecuencia se filtró la señal empleando un capacitor el cual evita que este ruido afecte la medición, la figura 13 muestra las señales con el problema corregido.

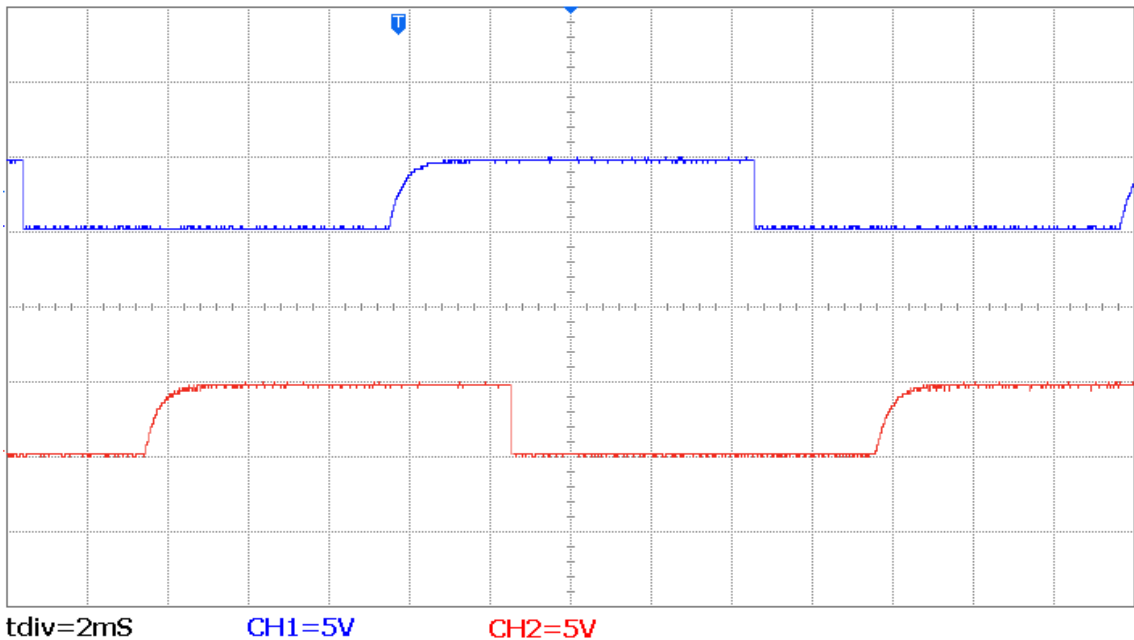


Figura 13 señales de efecto hall sin pulsos

En la figura 14 se muestran dos señales cuadradas una es la señal del sensor de efecto Hall real (azul) y la otra es la señal de efecto Hall que ve el microcontrolador (roja) solo leyendo el puerto. Como se puede observar estas dos señales se encuentran desfasadas esto genera retrasos en la conmutación y por lo tanto también problemas en el funcionamiento del motor.

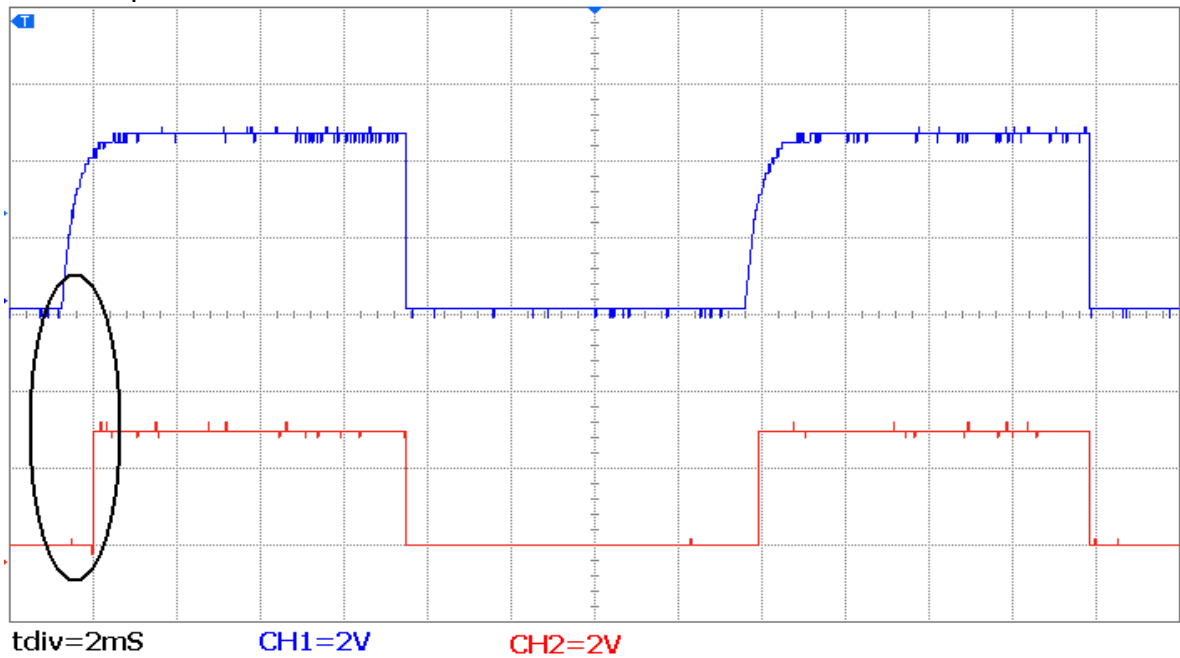


Figura 14 Desfase entre la señal del sensor Hall real y la señal vista por el control

Para evitar este problema se emplearon las interrupciones externas, dos sensores por medio del modo captura y el restante por medio de las interrupciones IRQ y KBI. En la figura 15 se puede corroborar como gracias al modo captura se encuentran en fase la señal real(azul) del sensor de efecto Hall con la señal que utiliza el control(roja) para realizar la conmutación del motor.

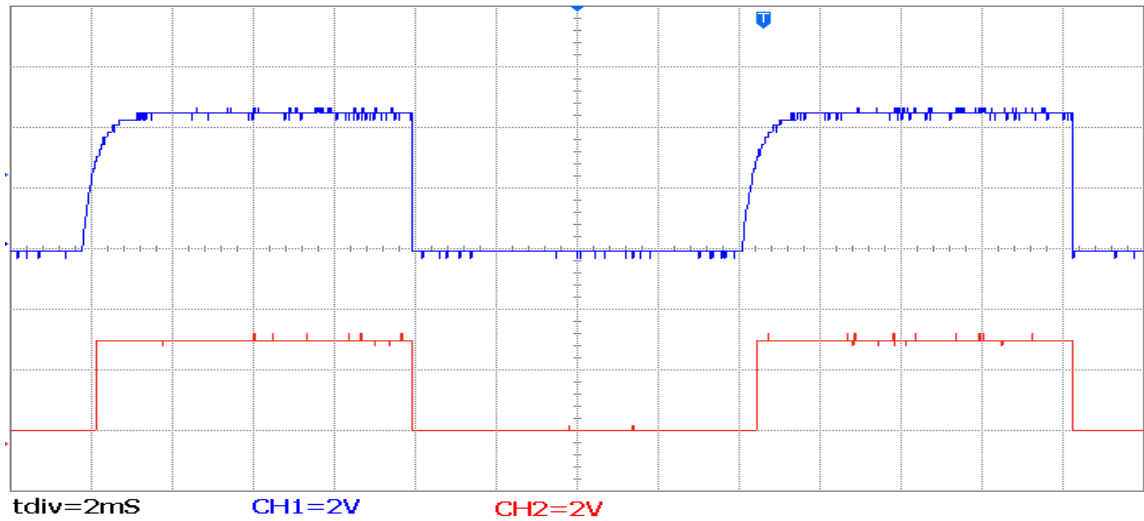


Figura 15 Señales del sensor Hall real y la señal vista por el control en fase por modo captura

La figura 16 enseña los resultados dados por las interrupciones IRQ y KBI(azul), la señal cuadrada roja es la señal proveniente del sensor de efecto Hall.

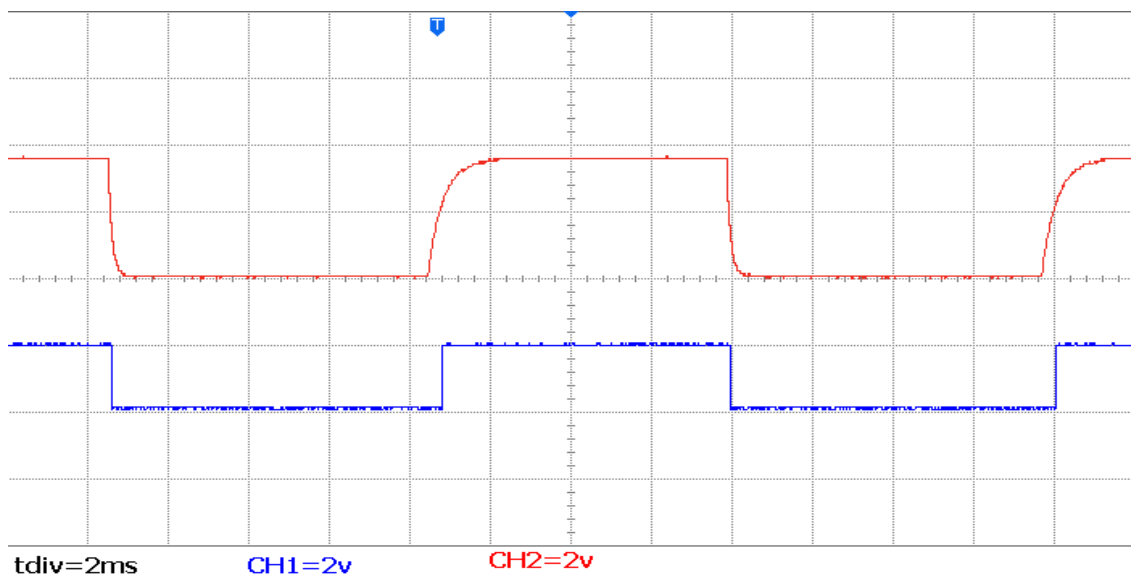


Figura 16 Señales del sensor Hall real y la señal vista por el control en fase por interrupciones externas IRQ y KBI.

3.2 Fuerza contra electromotriz BEMF.

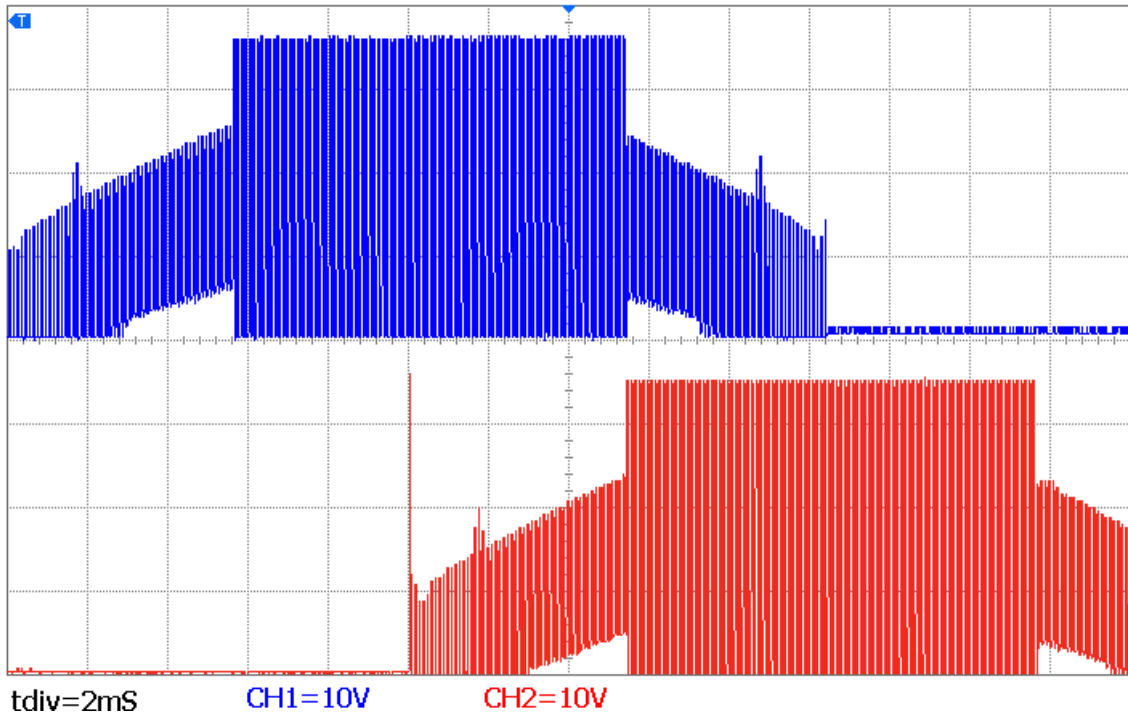


Figura 17 BEMF con duty de aproximadamente 30%

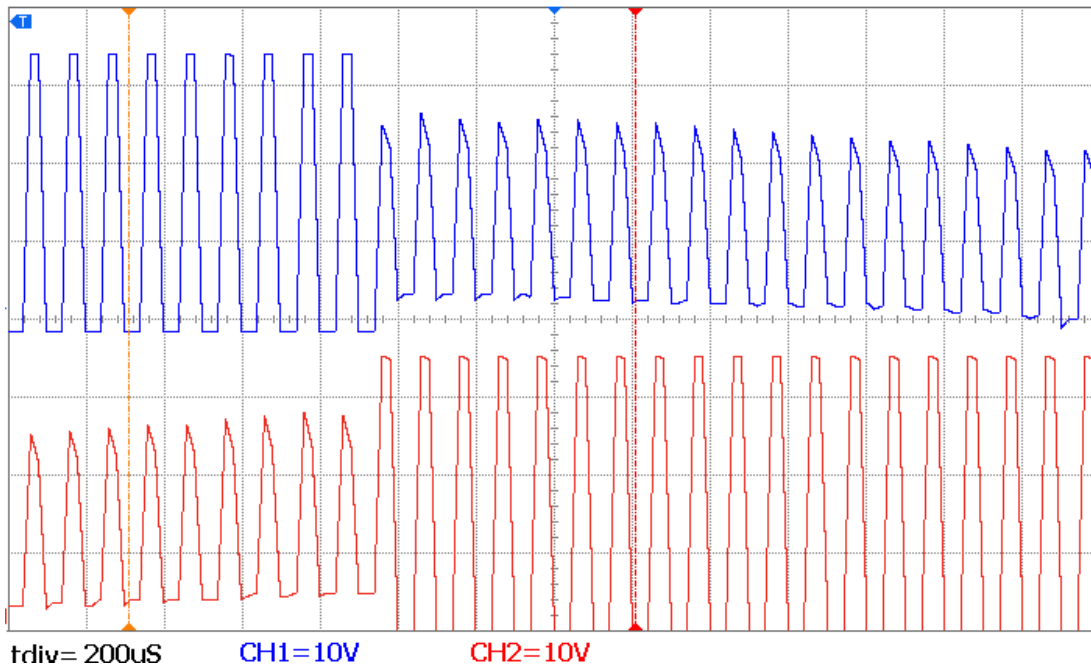


Figura 17.1 Zoom BEMF con duty de aproximadamente 30%

La figura 17.1 muestra un zoom de la figura 17 donde están las BEMF de dos fases del motor, en ella se observa que el ancho de pulso del PWM no se encuentra en su máximo valor lo cual hace que se vean pequeños pulsos de la conmutación de los MOSFET dando la forma de trapecio característica de los motores BLDC, adicionalmente se corrobora el desfase que existe entre sus fases en.

La figura 18 ilustra una BEMF con el duty del PWM cercano al 80%, esto hace que su forma de onda sea más definida y los pulsos vayan desapareciendo. Comparando el periodo de las formas de onda de la figura 17 con la 18 se aprecia que el de la figura 18 es más corto que el de la figura 17 ya que el motor va a una velocidad mayor.

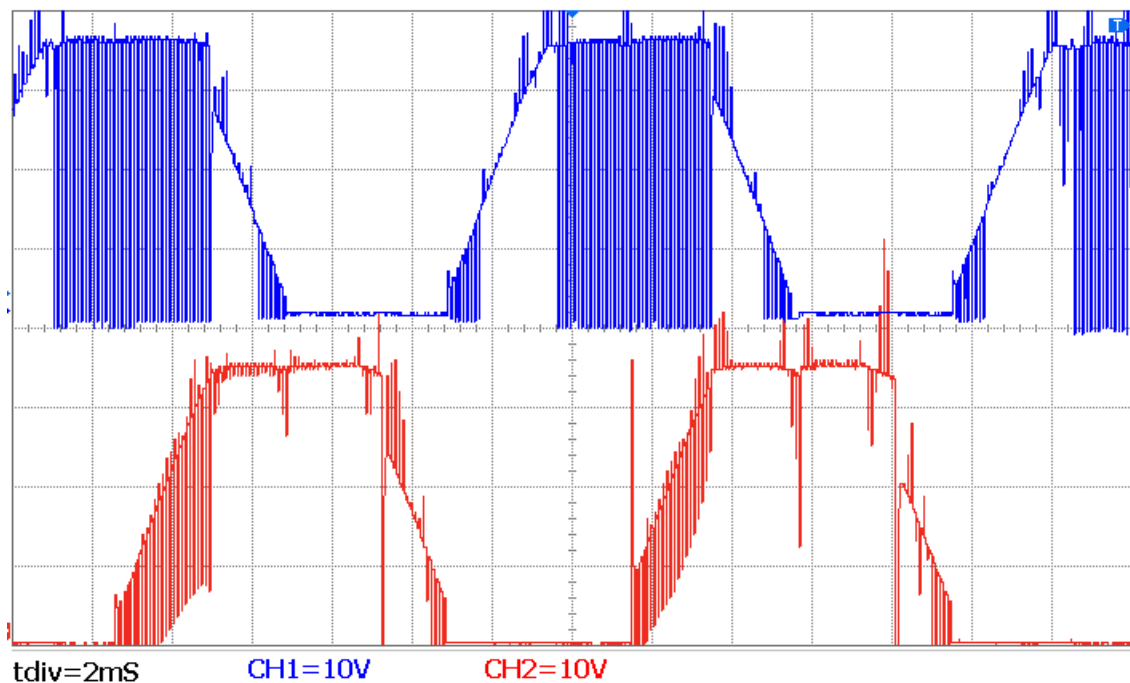


Figura 18 BEMF con duty cercano al 90%

La figura 19 da a conocer las BEMF con un duty de prácticamente del 100%. Los picos negativos que se observan al final de la meseta en la onda de color azul hacen referencia a cuando esta fase se desactiva y la siguiente fase se activa, los picos positivos surgen por motivo inverso al anterior mencionado. Este suceso es causado por la misma naturaleza de los embobinados al descargarse o cargarse.

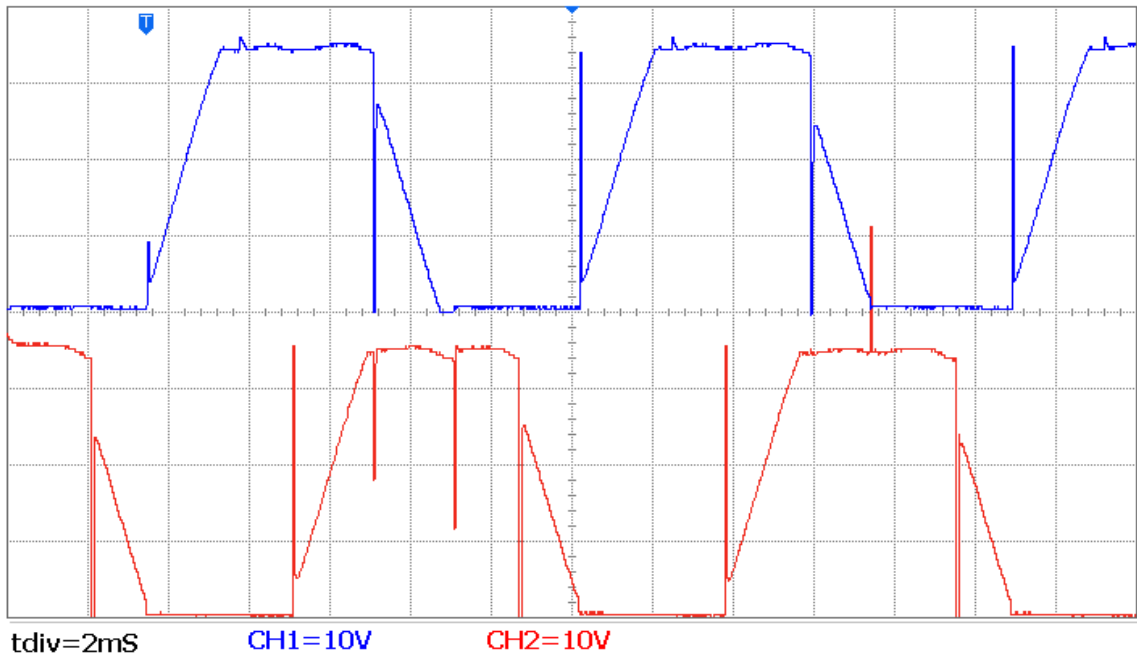


Figura 19 BEMF con duty de aproximadamente 100%

3.3 Control de velocidad PI.

Con el objeto de observar el comportamiento del control de velocidad del prototipo se le realizaron diferentes pruebas, las variables de estas pruebas se visualizan en Labview: la velocidad real, la velocidad de setpoint y la acción de control que es el cambio del ancho de pulso del PWM.

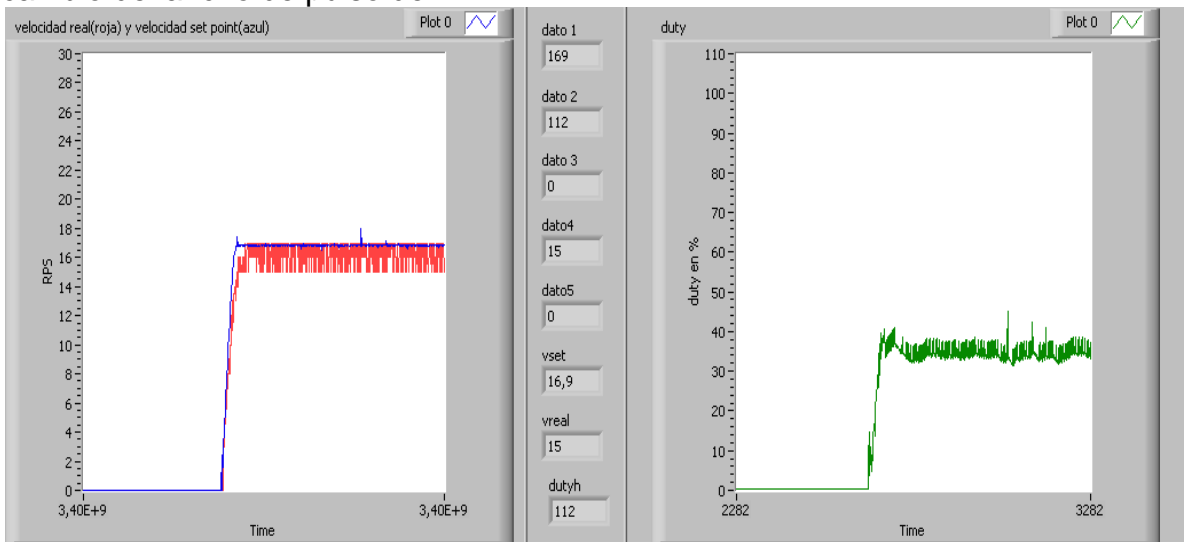


Figura 20 Respuesta al paso

En la figura 20 se muestra la respuesta al paso del prototipo, en el cuadro de la parte izquierda se encuentran dibujadas la velocidad de setpoint (azul) y la velocidad real (roja) en revoluciones por segundo (RPS). En el cuadro de la derecha esta graficado el cambio del ancho de pulso (duty) en porcentaje.

La respuesta al paso fue muy buena como se ve la línea de velocidad real sigue de manera rápida la velocidad de setpoint, se estabiliza en una variación de 17 a 15 RPS, estas variaciones pueden ser causadas por las aproximaciones de las variables en el microcontrolador al convertirla de punto flotante(float) a entero sin signo para poder ser enviadas por puerto serial, también por la cantidad irregular de conteos entre una y otra muestra realizada por el contador TPM2 la cual se magnifica ya que se está midiendo estas velocidades con el preescaler más grande, esto permite tener una buena resolución en la medida de bajas velocidades pero una irregular en las altas. El duty cambia de tal manera como el control le indique, en este caso el motor necesitaba aumentar su velocidad y por consiguiente la reacción del controlador fue aumentar el ancho de pulso para poder dar la velocidad deseada.

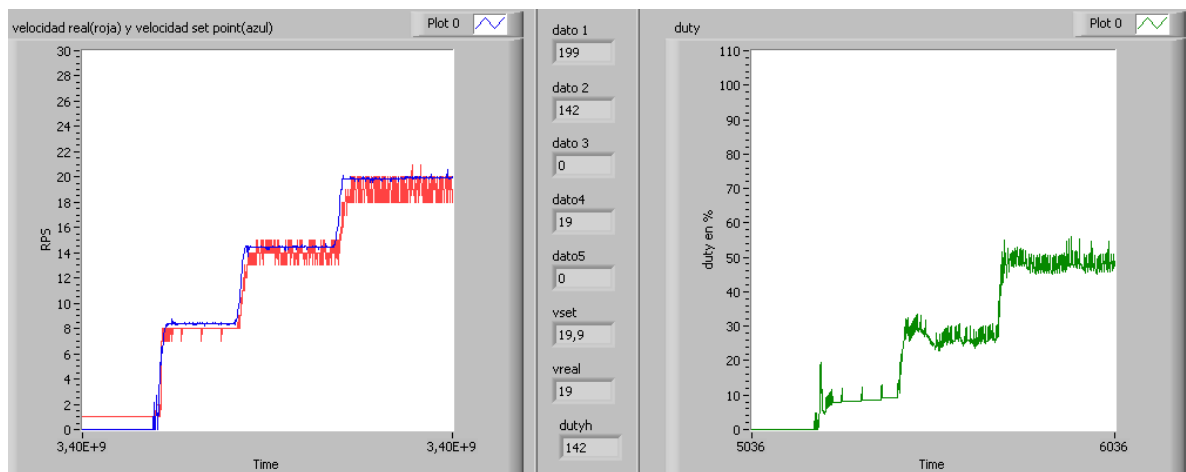


Figura 21 Respuesta a diferentes escalones de velocidad setpoint

En la figura 21 se encuentran diferentes cambios en la velocidad de setpoint, esto con el objetivo de mostrar la respuesta del controlador a cambios consecutivos, la respuesta en la acción de control es proporcional a la necesidad de disminuir o aumentar la velocidad del motor. Adicionalmente se corrobora lo dicho acerca de la resolución en la medida de la velocidad real, ya que se puede apreciar como aumentan las oscilaciones en la medida conforme aumenta la velocidad.

En la figura 22 se muestra el resultado de una entrada en forma de rampa, el control sigue de cerca la velocidad setpoint y al final mantiene su velocidad estable, el duty también se incrementa de acuerdo como el motor necesite ir más rápido.

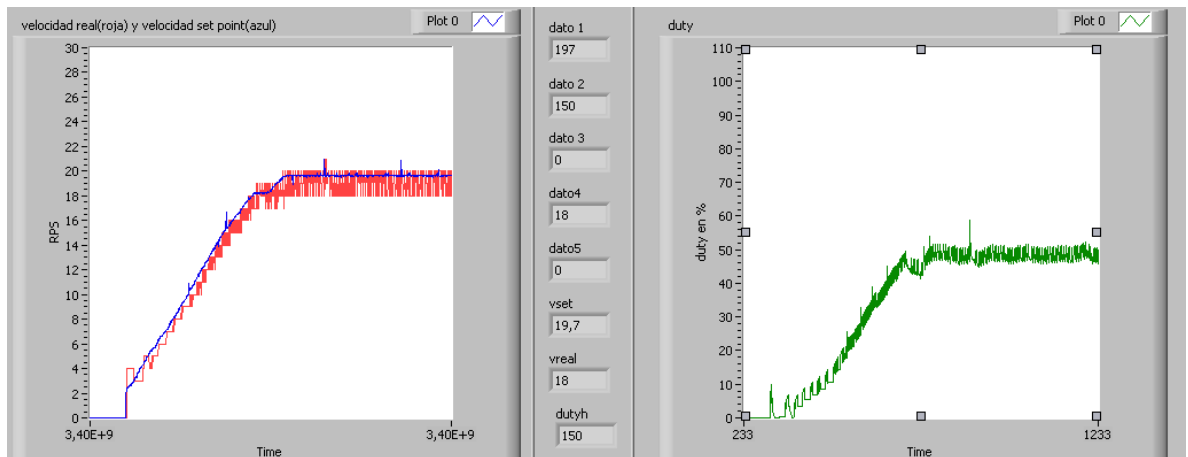


Figura 22 Respuesta a rampa

En la figura 23 se muestra una prueba de carga, primero se colocó una velocidad fija para el motor y luego se aplicó el freno de campana como carga mecánica. En la ventana derecha donde se encuentra graficado el duty, se ve estable en un principio, en el “punto a” empieza a incrementarse el duty porque en ese momento se aplicó el freno y el control debe mantener la velocidad por ello aumenta el ancho de pulso de los PWMs, en el “punto b” se suelta el freno entonces el control disminuye el porcentaje de ancho de pulso para no exceder en velocidad y vuelve a mantener el duty que tenía antes del “punto a”. En la ventana izquierda solo vemos un pequeño pico (punto c) que es provocado por la inercia que lleva el motor al soltar el freno.

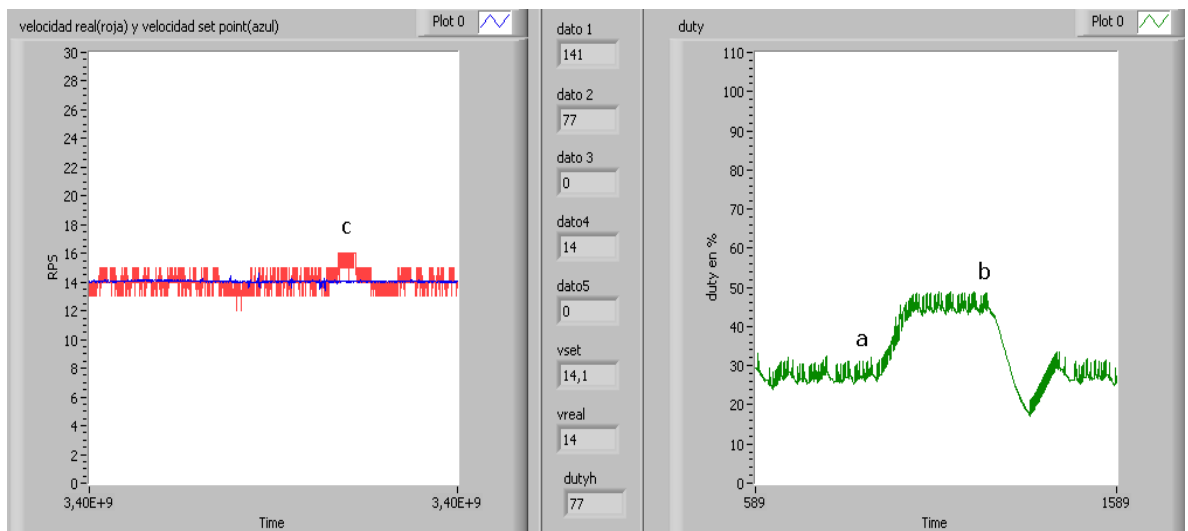


Figura 23 Prueba con carga.

En la figura 23.1 se aprecia una prueba de carga con el freno de tambor que posee la bicicleta, pero a diferencia de la prueba vista en la figura 23 en esta ocasión el freno no se aplicó de forma abrupta sino de forma creciente, para así poder

observar la acción de control de una manera gradual. En el “punto a” se empezó a aplicar el freno poco a poco, como respuesta a ello el control incremento el duty acorde como la carga subiera y la velocidad real (línea roja) no se afectó en nada, en el punto b se soltó el freno y por lo tanto el control bajo el porcentaje en duty para no excederse en velocidad.

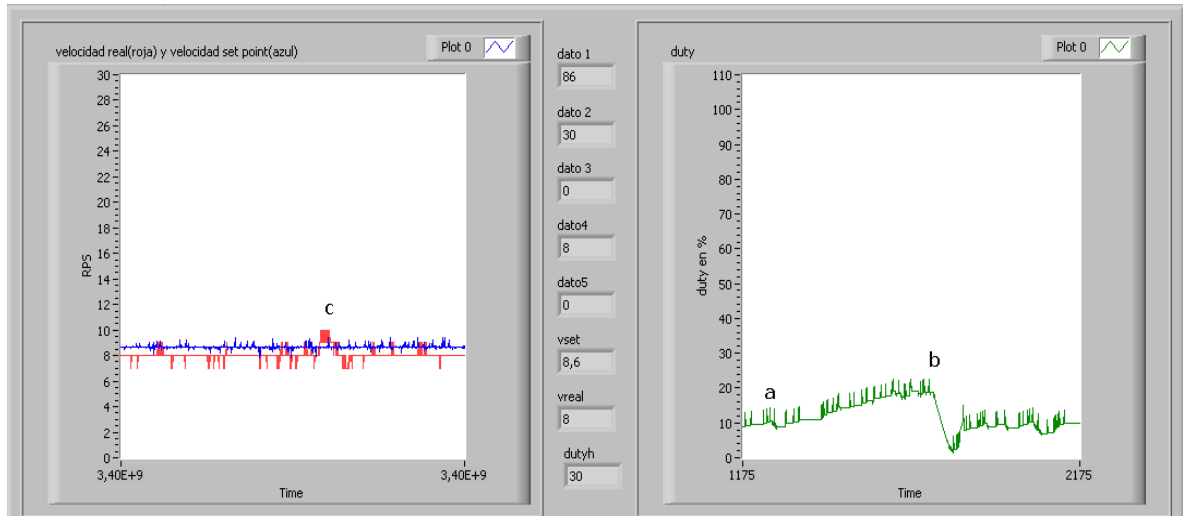


Figura 23.1 segunda prueba con carga

3.4 Circuito control

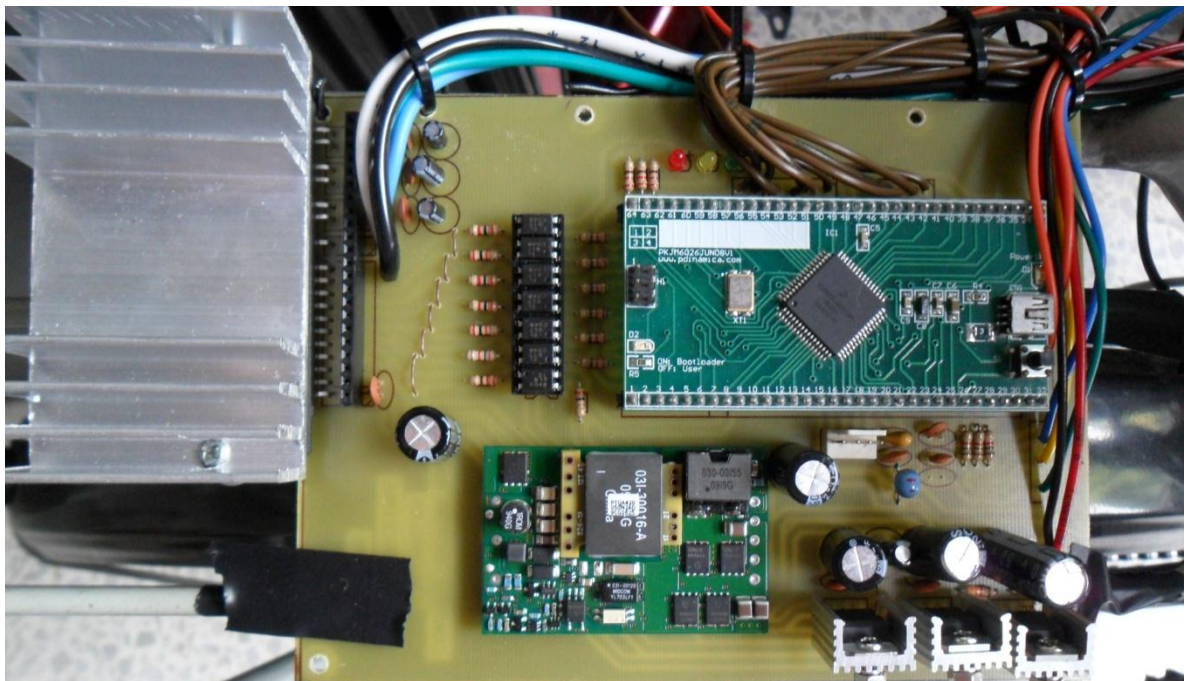


Figura 24 Circuito control.

3.5 Motor BLDC



Figura 25 Motor BLDC acoplado a llanta de bicicleta.

4. CONCLUSIONES.

Este documento demostró el desarrollo de un control de velocidad para los motores BLDC, su control en base a los sensores de efecto Hall permitieron obtener tanto la posición del rotor como el cálculo de la velocidad real del motor, esto redujo notablemente los requerimientos de hardware y software. El dispositivo final puede ser utilizado para controlar motores de las mismas características de diferentes potencias, gracias al IRAM135-3023, empleado como etapa de potencia.

La respuesta del control de velocidad fue satisfactoria ya que consiguió seguir de manera estable y de cerca a la velocidad de setpoint. La aplicación demostró capacidad para manejar carga.

El microprocesador MC9S08JM60 de la marca Motorola Freescale logro satisfacer en su mayoría las necesidades del proyecto, gracias a sus periféricos SPI, interrupciones externas, interrupciones por desbordamiento de timer, ADC y módulo de PWM además la aplicación no sobrepaso los límites de capacidad de procesamiento ni memoria.

5. ASPECTOS POR MEJORAR

Entre los aspectos para mejorar se encuentran el desarrollo de sistemas tales como un freno regenerativo que permita el aprovechamiento de la energía cinética transformada en energía eléctrica cuando el motor funciona como generador, la implementación de otro tipo de tecnología de baterías de mejor capacidad y de menor impacto al medio ambiente. Esto incrementaría la autonomía de la aplicación.

6. BIBLIOGRAFIA

- [1] PadmarajaYedamale, AN885 Brushless DC (BLDC) Motor Fundamentals, Microchip Technology Inc. 2003
- [2] Ward Brown, AN857 Brushless DC Motor Control Made Easy, Microchip Technology Inc. 2002
- [3] Leonard N. Elevich, AN1916 3-Phase BLDC Motor Control with Hall Sensors Using 56800/E Digital Signal Controllers, Freescale Semiconductor. 2005
- [4] Eduardo Viramontes, AN4058 BLDC Motor Control with Hall Effect Sensors Using the 9S08MP, Freescale Semiconductor. 2010
- [5] AN1958 3-Phase AC Motor Control with V/Hz Speed Closed Loop Using the 56F800/E, Freescale Semiconductor. 2005
- [6] PadmarajaYedamale, AN970 using the PIC18f2431 for sensorlessBLDC motor control, Microchip Technology Inc, 2005
- [7] Luis Angel Silva, Apuntes clase curso control II, UPB. 2009
- [8] KatsuhikoOgata, sistemas de control en tiempo discreto, Prentice Hall, segunda edición. 1996.
- [9] k. Astrom& T. Hagglund, PID Controllers: Theory, desing, and Tuning, ISA, segundaedición. 1995.
- [10] T. Kenjo, Permanent magnet and brushless dc motors, oxford, 1985
- [11] Mazurkiewicz, John. AC and DC Drive Schemes for Brushless Motors.Design News; Mar2010, Vol. 65 Issue 3, p48-50, 3p.
- [12] Chun-Lung Chiu, You-Len Liang, Ruey-Hsun Liang. Optimal Driving Efficiency Design for the Single-Phase Brushless DC Fan Motor.IEEE Transactions on Magnetics; Apr2010, Vol. 46 Issue 4, p1123-1130, 8p
- [13] Wang, Liu. A novel sensorless control method for brushless DC motor.IET Electric Power Applications; May2009, Vol. 3 Issue 3, p240-246, 7p
- [14] MC9S08JM60 Datasheet, Freescale Semiconductor. 2009
- [15] IRAM136-3023B Datasheet, International Rectifier. 2008
- [16] A. Merello, A. Rugginenti and M. Grasso, DT04-4 Using monolithic high voltage gate drivers, International Rectifier. 2008

[17] P. Wood, M. Battello, N. Keskar, A. Guerra, AN-1044 Integrated Power Module for Appliance Motor Drives, International Rectifier. 2002

[18] Bolton, Ogden, Electrical Bicycle, U.S patent 552.271. 1895.

[19] Electric bikes, zike bikes spares & sales. 2009