

CONTROL DE VELOCIDAD PARA MOTOR DC BRUSHLESS SIN SENSORES

José David Delgado M.

Camilo José Bolaños P.

Trabajo de grado para optar por el título de
Ingeniero Electrónico

Director

Ing. Camilo Otálora Sánchez M.Sc.

PONTIFICIA UNIVERSIDAD JAVERIANA

FACULTAD DE INGENIERÍA

DEPARTAMENTO DE INGENIERÍA ELECTRÓNICA

2013

PONTIFICIA UNIVERSIDAD JAVERIANA
FACULTAD DE INGENIERÍA
DEPARTAMENTO DE INGENIERÍA ELECTRÓNICA

RECTOR	P. JOAQUIN EMILIO SÁNCHEZ GARCÍA, S.J
DECANO ACADEMICO	ING. JORGE LUIS SÁNCHEZ TELLEZ, M.Sc
DECANO DEL MEDIO	P. SERGIO BERNAL RESTREPO, S.J
DIRECTOR DE CARRERA	ING. JAIRO ALBERTO HURTADO LONDOÑO, M.Sc
DIRECTOR DE PROYECTO	ING. CAMILO OTÁLORA SÁNCHEZ M.Sc

ARTÍCULO 23 DE LA RESOLUCION No. 13 DE JUNIO DE 1946

“La universidad no se hace responsable de los conceptos emitidos por sus alumnos en sus proyectos de grado. Solo velará porque no se publique nada contrario al dogma y la moral católica y porque los trabajos no contengan ataques o polémicas puramente personales. Antes bien, que se vea en ellos el anhelo de buscar la verdad y la justicia”.

*A DIOS GRACIAS POR FACILITARME LAS CIRCUNSTANCIAS Y
PROVEERME DE TODO LO NECESARIO PARA SACAR
ESTE PROYECTO ADELANTE,
A TODA MI FAMILIA POR ACOMPAÑARME INCONDICIONALMENTE
SIN IMPORTAR LA DISTANCIA,
A MIS AMIGOS POR EL APOYO E INTERES QUE MOSTRARON DURANTE
TODO ESTE TIEMPO.*

Camilo Bolaños

*DEDICADO A DIOS, MI FAMILIA Y AMIGOS QUIENES TODOS LOS DIAS
ME DAN SU APOYO INONDICIONAL PARA CRECER COMO PERSONA
Y COMO PROFESIONAL.*

Jose Delgado

AGRADECIMIENTOS

Nuestros más sinceros agradecimientos al Ing. Camilo Otálora Sánchez quien aportó con su valioso conocimiento a este proyecto, a Sergio Mesa que nos apoyó desde el principio y a todos los técnicos de la facultad de Ingeniería Electrónica junto con los capis quienes facilitaron en gran medida los servicios y recursos del laboratorio.

TABLA DE CONTENIDO

1	INTRODUCCIÓN	11
2	MARCO TEÓRICO.....	13
2.1	Antecedentes	13
2.2	Teoría de Funcionamiento	15
3	ESPECIFICACIONES	16
3.1	Parámetros del motor	16
3.2	Especificaciones del diseño	17
4	DESARROLLO	18
4.1	A/D	18
4.2	PID	19
4.2.1	Modelado Motor Brushless.....	19
4.2.2	Motor Pittman Express N2311a012	20
4.2.3	Modelo Matemático Motor Brushless Pittman	21
4.2.4	Diseño Del Controlador PID.....	22
4.2.5	Método Zielger-Nicholls	23
4.2.6	Control Digital.....	26
4.3	Ciclo Útil	27
4.4	Driver.....	28
4.5	PWM Generator	28
4.6	Detector Back-EMF.....	29
4.6.1	Filtraje de Altas Frecuencias.....	30
4.6.2	Reconstrucción de Neutro Virtual.....	30
4.6.3	Comparación de Cruce por Cero	30
4.7	Cálculo de Velocidad	31
4.8	Diseño de Hardware.....	31
4.8.1	Alimentación del Sistema.....	31
4.8.2	Unidad de Procesamiento de Datos.....	32
4.8.3	Etapa de Salida	34
4.8.4	Protección de Sobre-Corriente.....	37

4.8.5	Cruce por Cero.....	38
4.8.6	Puertos Adicionales.....	38
5	ANÁLISIS DE RESULTADOS	40
5.1	Ciclos de Conmutación.....	41
5.2	Detección de Cruce por Cero	43
5.2.1	Reconstrucción del Neutro.....	43
5.2.2	Comparación y Cruces por Cero.....	43
5.3	Fase y Corriente.....	47
5.4	Relación Voltaje de Entrada y Velocidad de Giro.....	50
5.5	Relación Corriente Promedio del Sistema y Velocidad de Giro	51
5.6	Costos y Fuentes de Financiación	51
6	CONCLUSIONES	52
7	BIBLIOGRAFÍA Y FUENTE DE INFORMACIÓN	54
8	ANEXOS	55

LISTA DE FIGURAS

Figura 1. Configuración interna motor DC con escobillas, tomado de [3]	11
Figura 2. Configuración interna motor DC sin escobillas, tomado de [3]	11
Figura 3. Mecanismo de conmutación para motores DC sin escobillas, tomado de. [11].....	12
Figura 4. Motor Brushless – Esquema General, tomada de [3]	13
Figura 5. Detección de cruce por cero Back EMF, tomada de [5].	15
Figura 6. Señales en los tres devanados durante 5 pasos de conmutación. Señal de detección de cruce por cero, tomada de [5].....	16
Figura 7. Diagrama General del Control de velocidad para motor brushless	17
Figura 8. Diagrama modelo Brushless DC, tomado de [4]	19
Figura 9. Respuesta Impulso del Sistema en Malla Abierta	22
Figura 10. Diagrama de Bode – Malla Abierta	22
Figura 11. Diagrama de un sistema de control	23
Figura 12. Esquemático general del controlador PID y el sistema, tomado de [9]	23
Figura 13. Sintonización de parámetros según Ziegler – Nicholls, tomado de [9].....	24
Figura 14. Parámetros de la respuesta del motor en malla abierta	24
Figura 15. Motor + Control PID en malla cerrada	25
Figura 16. Respuesta del sistema en Malla Cerrada	25
Figura 17. Diagrama de Bode – ganancia del error de seguimiento del sistema.....	26
Figura 18. Etapa de Potencia para la señal del PWM proveniente del microcontrolador.....	28
Figura 19. a) Conducción de Corriente b) Ciclo de Conmutación, tomado de [1]	29
Figura 20. Circuito de detección Back-EMF.....	30
Figura 21. Topología fuente Buck integrado LM2594.....	32
Figura 22. Tabla provista por TI para escogencia de componentes.....	32
Figura 23. Asignación de pines dsPIC30F6015	33
Figura 24. Esquema medio puente H	35
Figura 25. Topología interna del Vishay SI7126DN	35
Figura 26. Etapa de Salida del sistema	36
Figura 27. Topología Amplificador AMD4073 Ganancia fija=20.	37
Figura 28. Topología de comparación de señales de Back – EMF y cruces por cero, y protección de sobre corriente.....	38
Figura 29. Configuración Puerto UART.....	39
Figura 30. Puerto de LEDs	40
Figura 31. Ejemplo de Conmutación asistida para la conducción de corriente, tomado de [4]	40
Figura 32. Ciclo de conmutación sentido anti horario, tomado de [14]	41
Figura 33. Conmutación CH1: Fase a CH2: Fase b	42
Figura 34. Conmutación CH1: Fase b CH2: Fase c	42
Figura 35. Comparación de CH1: Fase c y CH2: Reconstrucción del Neutro.....	43
Figura 36. CH1: Fase a CH2: ZCPa Ciclo útil: 20%	44
Figura 37. CH1: Fase a CH2: ZCPa Ciclo útil: 50%.....	44

Figura 38. CH1: Fase a CH2: ZCPa Ciclo útil: 90%	44
Figura 39. CH1: Fase b CH2: ZCPb Ciclo útil: 20%.....	45
Figura 40. CH1: Fase b CH2: ZCPb Ciclo útil: 50%.....	45
Figura 41. CH1: Fase b CH2: ZCPb Ciclo útil: 90%.....	45
Figura 42. CH1: Fase c CH2: ZCPc Ciclo útil: 20%	46
Figura 43. CH1: Fase c CH2: ZCPc Ciclo útil: 50%	46
Figura 44. CH1: Fase c CH2: ZCPc Ciclo útil: 90%	46
Figura 45. CH1: Fase a CH2: Ia Ciclo útil: 10%	47
Figura 46. CH1: Fase a CH2: Ia Ciclo útil: 50%	47
Figura 47. CH1: Fase a CH2: Ia Ciclo útil: 90%	47
Figura 48. CH1: Fase b CH2: Ib Ciclo útil: 10%.....	48
Figura 49. CH1: Fase b CH2: Ib Ciclo útil: 50%.....	48
Figura 50. CH1: Fase b CH2: Ib Ciclo útil: 90%.....	48
Figura 51. CH1: Fase c CH2: Ic Ciclo útil: 10%.....	49
Figura 52. CH1: Fase c CH2: Ic Ciclo útil: 50%.....	49
Figura 53. CH1: Fase c CH2: Ic Ciclo útil: 90%.....	49
Figura 54. Corriente del sistema	50
Figura 55. Voltaje Vs. Velocidad.....	50
Figura 56. Velocidad Vs. Corriente Promedio	51

LISTA DE TABLAS

Tabla 1. Parámetros del Motor Brushless Pittman N2311A012	21
Tabla 2. Efecto de los parámetros del controlador.....	23
Tabla 3. Parámetros del controlador usando método Ziegler - Nicholls	24
Tabla 4. Parámetros hallados del controlador usando método Ziegler - Nicholls.....	25
Tabla 5. Dispositivos a utilizar para las pruebas técnicas.	41
Tabla 7. Elementos y costos que componen el trabajo de grado	52

1 INTRODUCCIÓN

En el desarrollo actual de la electrónica, se puede ver cómo cada vez más los procesos se automatizan y se reducen los tiempos de producción respecto a las modalidades utilizadas en épocas pasadas, haciéndose de vital importancia el mantenimiento de los componentes usados y la reducción de tiempo que esto conlleva. Para todos estos automatismos, la mayoría de procesos requieren del uso de motores controlados bajo electrónica digital o analógica, para poder determinar la posición y la velocidad del rotor llegando así a obtener los resultados deseados para el proceso en cuyo fin el motor se está involucrando.

Para estos fines normalmente se usaban motores tipo brushed o con escobillas, caracterizados por poseer imanes permanentes ubicados en el estator y el bobinado en el rotor haciendo contacto con unos trozos delgados de carbón para la alimentación proveniente de dos únicos cables de entrada, como se observa en la Figura 1, generando así una de sus más grandes desventajas, la fricción.

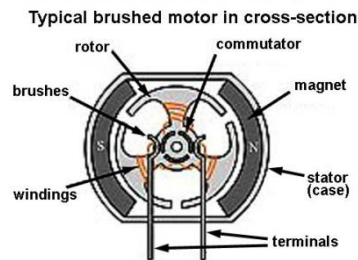


Figura 1. Configuración interna motor DC con escobillas, tomado de [3]

Usando este tipo de motores no se tiene un aprovechamiento total en cuanto a la transferencia de energía, perdiendo gran parte de ella en forma de calor y desgaste de las escobillas, sin contar con las pequeñas partículas de carboncillo liberadas con el tiempo y que caen en el interior del motor generando conducciones no deseadas que perjudican en gran medida su funcionamiento haciéndose indispensable un mantenimiento periódico del mismo. Como mecanismo de solución de muchos de los inconvenientes que se tenían con el motor descrito anteriormente, se comenzó la implementación de motores con una configuración distinta en la que ésta vez quien giraba en el rotor era el imán permanente en lugar de las propias bobinas, siendo éstos imanes mucho más ligeros gracias al material del cual están hechos aportando así una inercia más baja para finalmente contribuir a la mejora de su respuesta en el tiempo y en la eficiencia total del sistema.

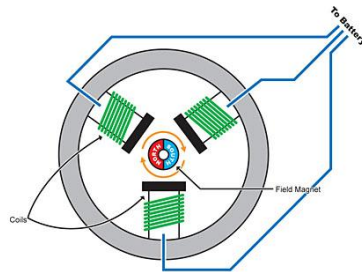


Figura 2. Configuración interna motor DC sin escobillas, tomado de [3]

Bajo esta configuración no se tienen escobillas que hagan el contacto entre las bobinas y la fuente, por esta razón no hay desperdicio de energía en forma calórica ni desgaste de materiales internos que hagan necesario un mantenimiento regular del equipo, siendo todo esto posible gracias a que esta vez lo que conmuta es la misma fuente de alimentación de cada bobinado, generando un campo magnético variable al que es sometido el rotor dando como resultado un giro controlado por los pasos de conmutación en los que se habilita la conducción de corriente. De ésta manera, al haber circulación de corriente por dos de los tres devanados, la interacción de campos magnéticos produce un giro en el rotor.

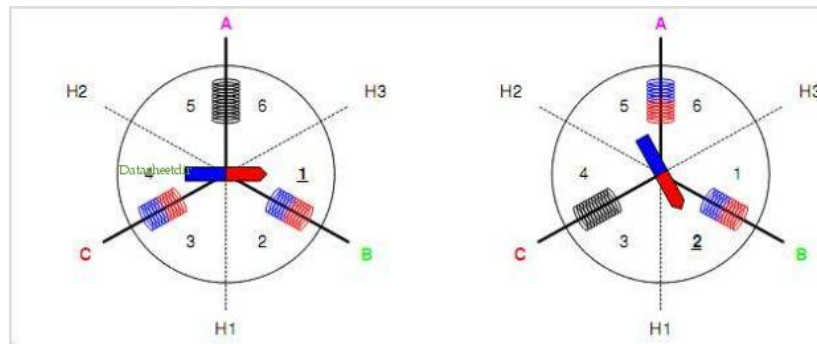


Figura 3. Mecanismo de conmutación para motores DC sin escobillas, tomado de. [11]

Para llevar a cabo lo anterior se requiere conocer la posición en la que se encuentra el giro del imán para saber en qué momento se debe desenergizar un camino de bobinas y encender otro, medición que se hace bajo la implementación de sensores de efecto hall que dan a conocer el momento en el que se debe generar esta conmutación bajo la detección de campos magnéticos perpendiculares o encoders de cuadratura de los que se extrae la misma información.

Esta solución trae consigo un aumento considerable del hardware requerido para llevar a cabo el control, sin contar con que se genera un incremento en los costos limitando así su uso y las aplicaciones que puedan llegar a tener. Es por esto que lo que se persigue en este trabajo de grado es realizar la implementación de un control de velocidad para motores sin escobillas o brushless, que no cuenten con estos sensores que encarecen el sistema, sino que la técnica sea basada en control digital con un hardware que requiera poco espacio para su montaje y que no incurra en gastos elevados para su producción particular o en masa, llegando así a obtener todos los beneficios del uso de motores sin escobillas evitando sus grandes desventajas económicas y técnicas.

Con el desarrollo de éste proyecto lo que se persigue es la implementación de un control de velocidad digital sin sensores externos para motores DC sin escobillas, mediante el efecto del voltaje contra inducido o Back EMF que aparece en la bobina que no está propiamente energizada para estimar la posición del eje, su punto de conmutación y el comportamiento de los demás bloques del sistema.

Conociendo el tiempo de cada conmutación se reconstruye la velocidad de giro actual para, de ser necesario, modificar el voltaje de alimentación y acercarse con más exactitud a la referencia pedida, proceso que se va a lograr a través de algoritmos, con un control tipo PID usando un Micro controlador para mejorar la respuesta del motor y reducir errores de salida del sistema.

Como las salidas del micro controlador no entregan la corriente requerida para alimentar un motor brushless, se debe implementar una etapa de potencia que adapte las señales de salida que controlan la velocidad angular del motor con la corriente requerida por los devanados.

2 MARCO TEÓRICO

2.1 Antecedentes

Los motores Brushless DC son muy utilizados hoy en día tanto para aplicaciones de consumo como para operaciones industriales debido a su tamaño compacto, controlabilidad y alta eficiencia. La continua reducción en los costes de materiales magnéticos y dispositivos electrónicos, ha contribuido para aumentar la popularidad de estos, incrementando así el número de aplicaciones de alto nivel y potencia.

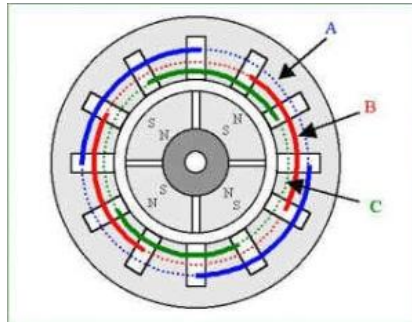


Figura 4. Motor Brushless – Esquema General, tomada de [3]

Normalmente, estos motores son construidos con uno o más sensores de posición ubicados en el eje del rotor, haciéndose estos síncronos al movimiento del motor para poder obtener una lectura indicada de la velocidad o posición. Por razones de costo, confiabilidad, empaque mecánico y especialmente si el rotor se encuentra inmerso en un fluido, es deseable que este sistema opere sin sensores de posición; llamándose esta técnica de operación: *Sensorless*.

Existen tres métodos para obtener el estimado de velocidad o posición en un motor sin sensores: el primero es por medio de conmutación sinusoidal, el cual se basa en controlar los niveles de corriente aplicados a cada uno de los devanados desfasados 120 grados eléctricos entre ellos, en el cual entre más alto sea el pico de corriente en las bobinas, mas torque tendrá el eje del motor. Esta arquitectura de control sinusoidal ha sufrido de limitaciones en su desarrollo debido a los costos adicionales que requieren componentes externos y periféricos, así como los complicados algoritmos de control y los filtros digitales usados en la toma de datos y el ajuste del parámetro deseado.

El segundo método es el control del campo vectorial, en el cual se tienen monitoreadas cada una de las variables magnéticas que afectan la relación de campo magnético en el eje del motor y la forma de inducción en cada uno de los devanados dependientes de la onda de corriente o voltaje aplicados. Este método resulta ser mucho más complejo que los demás debido a la cantidad de variables monitoreadas en cualquier instante de tiempo, y también porque se debe tener una sincronía mucho mayor entre los parámetros que controlan el movimiento del eje del motor, pues cualquier discrepancia debido a factores como la temperatura o el desgaste del motor en el tiempo, pueden provocar un desequilibrio y un error en el ajuste del lazo.

El último método y en el cual se va a basar el presente trabajo de grado, es la conmutación de 6 pasos de control, en la cual se va a medir el cruce por cero de la onda de voltaje contra inducido o Back EMF. Este proceso tiene las ventajas de ser lo bastante robusto para utilizarse en una amplia variedad de motores con configuraciones delta y “Y”, además de no requerir un conocimiento muy detallado de las características de fabricación propias del motor, por lo cual es tolerante a breves discrepancias que resulten de estos cambios. Por último tiene la ventaja de que el lazo de control puede sintonizarse dependiendo tanto del control de corriente como de voltaje, lo cual facilita el ajuste del lazo para estimar su velocidad.

En el contexto de motores Brushless DC, el diseño de controladores ha ido en aumento debido a la alta demanda de aplicaciones que requieren un motor rápido, que pueda generar alto torque, de alta eficiencia y costo moderado, por ello se ha propuesto proporcionar no sólo una herramienta didáctica que pueda ser modelo de futuros trabajos de grado sino también enfocado a futuros proyectos de la universidad. En el contexto de esta institución solo ha habido dos trabajos de grado alrededor del tema de motores Brushless DC, El primero de ellos fue un control con frenado regenerativo, con el fin de almacenar la energía cinética en el momento de detener el motor, proyecto utilizado para la locomoción de un carro de pruebas. En dicho proyecto se utilizó un control trapezoidal el cual proporcionaba las características adecuadas para su funcionamiento.

El segundo proyecto que ha sido realizado, consta de un control de velocidad y posición utilizando una técnica de conmutación sinusoidal y un dispositivo encoder que mide la rotación en el eje del motor; a diferencia de éste, nosotros no implementaremos dispositivos para medir velocidad o posición en el motor como forma básica de funcionamiento, sino que utilizaremos el fenómeno Back EMF para estimar los parámetros antes mencionados. Las ventajas de éste proyecto sobre los demás realizados son: en primera medida, los costos debido a la no implementación de periféricos o dispositivos extras para medir la posición en el eje del motor. En segundo lugar, el ahorro de espacio, debido a que el control será alojado en la parte posterior del motor y por lo tanto ocupará menor espacio; así mismo toda la parte del controlador debe ser lo bastante liviano para que no se repercuta en sobre esfuerzos.

No estamos sólo proponiendo una forma de realizar un control ya existente con ventajas como peso, optimización de componentes y calidad en el diseño, sino también abriendo las puertas para futuras innovaciones en el desarrollo de productos utilizando este tipo de motores Brushless DC.

2.2 Teoría de Funcionamiento

El motor se alimenta con una señal de PWM que regula el voltaje promedio de entrada cambiando así su velocidad de giro, de tal manera que cuando se quiera máxima velocidad, el ciclo útil del PWM será de 100%, generando una entrada de voltaje promedio igual al bus de alimentación del sistema, mientras que cuando se quiera una velocidad de aproximadamente la mitad de la máxima alcanzada por el motor, el ciclo útil del PWM será de 50%, generando un voltaje promedio igual a la mitad del bus de alimentación del sistema.

El voltaje contra inducido o Back EMF que se va a medir en el presente proyecto, es el resultado de energizar dos de los tres devanados de la configuración del motor, en el cual los campos magnéticos producidos por estos, afectarán al tercer devanado desconectado e inducirán en éste una forma de voltaje de acuerdo al movimiento del rotor (imán permanente). En la fase desconectada, aparece un voltaje contra inducido que varía respecto a la interacción de campos magnéticos entre las fases conectadas y el imán permanente del rotor. Mientras este voltaje crece o decrece, según sea el caso, existirá un punto en el que lo que se está midiendo será igual al voltaje en el Neutro del motor, punto conocido como cruce por cero que representa el valor nulo de la señal de voltaje contra inducida.

Al tener un valor nulo el Back EMF, el voltaje medido en la terminal desconectada corresponde al valor del voltaje de Neutro del motor, (Zero Crossing Detection, ZCD) lo que significa que no hay voltaje inducido en el devanado o en otras palabras, que la interacción proveniente de los campos magnéticos de las bobinas energizadas y el rotor es completamente nula, y esto sólo ocurre cuando el rotor se encuentra pasando exactamente por la mitad del giro que debe recorrer.

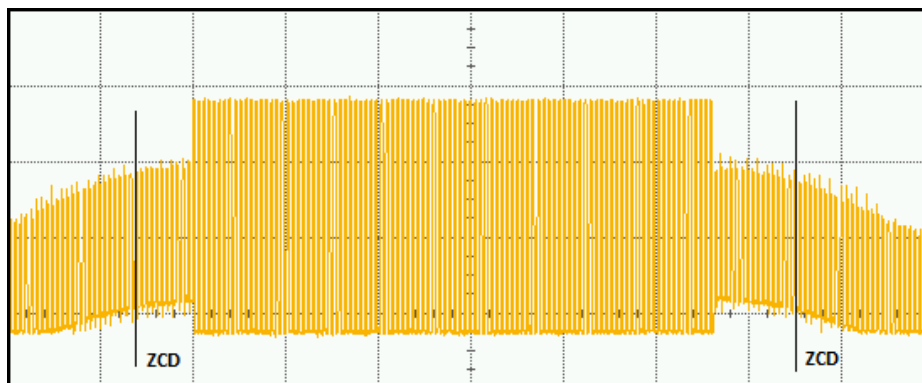


Figura 5. Detección de cruce por cero Back EMF, tomada de [5].

La propuesta es tener un contador que se habilite cuando se comienza a energizar una bobina y se detenga cuando detecte el cruce por cero (Zero Crossing Detection ZCD) de la señal de Back EMF para dejar encendido ese paso de conmutación el mismo tiempo que duró antes de cruzar por cero, ya que a bajos cambios de velocidad la detección debería suceder en medio del paso de conmutación en el que se encuentre.

Cuando el motor se encuentra estático, bien sea al momento de arrancar el sistema o luego de haber adquirido una velocidad para después pedirse una referencia nula, no se tienen voltajes contra inducidos apreciables en las terminales para poder realimentar el sistema y proceder con el esquema de control pertinente, por tanto la primera rotación debe hacerse en malla abierta con un ciclo útil y un tiempo pre definidos basándose en la aproximación lineal de la respuesta del motor, hasta que la señal de Back EMF se haga apreciable y genere los cruces por cero requeridos para cerrar el lazo de realimentación y lograr sincronía para continuar controlando el sistema y ajustado el set point según se requiera.

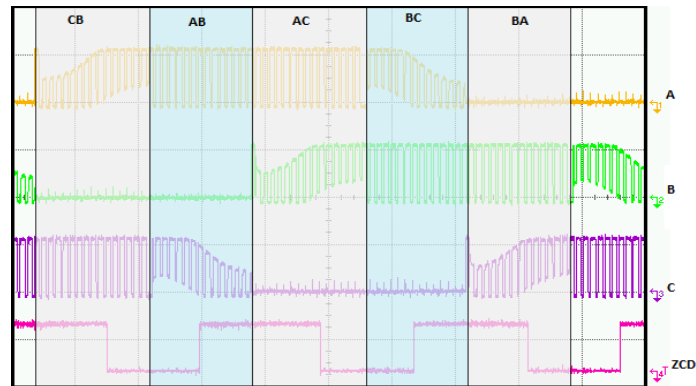


Figura 6. Señales en los tres devanados durante 5 pasos de conmutación. Señal de detección de cruce por cero, tomada de [5].

El anterior fenómeno de conmutación será producido mediante un generador de PWM interno al Micro Controlador digital de señales de la familia dsPIC30F del fabricante Microship, el cual se especializa en control de motores debido a la configuración interna del microprocesador que facilita la tarea del procesamiento, adquisición e interacción de los datos.

3 ESPECIFICACIONES

El diseño propuesto tiene las siguientes especificaciones para un motor que cumpla con los siguientes parámetros.

3.1 Parámetros del motor

Los parámetros del motor son:

- A. Motor de corriente directa Brushless (Sin escobillas)
- B. Tensión de alimentación equivalente a 24 VDC y referencia (Tierra)
- C. Configuración trifásica en conexión Y, con acceso a cada una de las 3 fases del motor a excepción del neutro respectivo.

3.2 Especificaciones del diseño

Las especificaciones generales del diseño son:

- A. Tensión de alimentación equivalente a 24 VDC y referencia (Tierra)
- B. Velocidad máxima de giro controlado, la permitida por el motor.
- C. Corriente pico o promedio máxima de hasta 800 mA.
- D. Realimentación dada por el censado del voltaje, debido a la inducción del voltaje Back EMF en cada uno de los devanados del motor.
- E. Control PID (Proporcional, derivativo e integrativo) para mejorar la respuesta del sistema con tiempo de establecimiento inferior a un segundo.
- F. Uso de un microprocesador digital de señales para la respectiva adquisición y tratamiento de los datos, con base en las familias dsPIC30F, del fabricante Microchip.
- G. Código desarrollado en lenguaje C para adecuarlo al microprocesador por medio del compilador correspondiente y el software MPLAB.
- H. El sistema correspondiente al circuito que ejecuta el control, debe ir plasmado en una placa de montaje superficial con medidas de máximo 5 cm de ancho y 5 cm de largo, el cual debe ir alojado en la parte posterior del motor

Como se pretende controlar la velocidad de giro del motor sincrónico sin escobillas mediante el control del voltaje promedio de alimentación en el sistema, se modifica el ciclo útil de la señal proveniente del PWM según se requiera, se realimenta el sistema y se implementa un control digital de tipo PID que mantenga la equivalencia entre el valor promedio de la señal y la velocidad angular deseada. Cabe añadir, que al mismo tiempo de modificar el voltaje promedio entregado al motor, también se están modificando los tiempos de conmutación, que a medida que la velocidad del rotor aumenta, estos disminuyen.

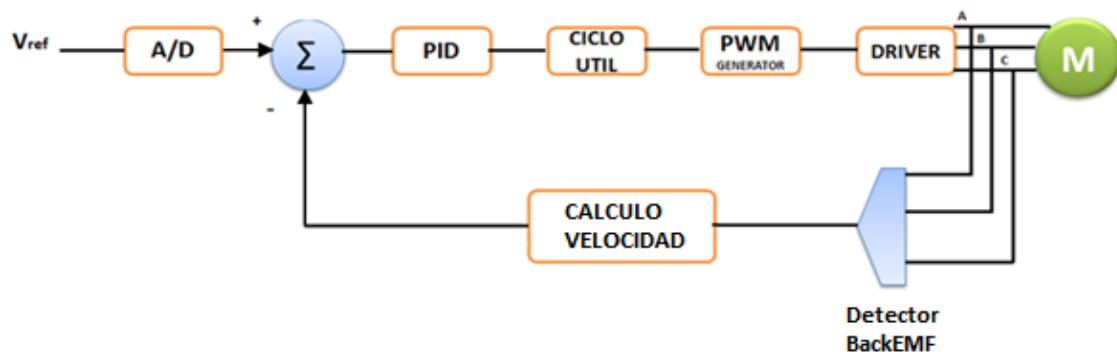


Figura 7. Diagrama General del Control de velocidad para motor brushless

Esquemáticamente el desarrollo del proyecto se llevará a cabo de la siguiente manera: se ajustará un voltaje de referencia que tendrá su equivalente en revoluciones por minuto del motor (rpm); siendo éste voltaje analógico, se empleará un convertidor A/D cuyos bits de salida pasarán por un controlador digital PID para modificar el ciclo útil en el generador de PWM según se requiera subir o bajar el voltaje promedio entrante al motor. Es necesario que las señales que van a alimentar el

motor, pasen por una etapa de potencia que provea de la corriente necesaria al sistema para llevar a cabo el giro deseado.

Debido al principio del voltaje reflejado (Back EMF) en las bobinas que no se encuentran propiamente energizadas, se puede estimar el momento en que el eje del motor se encuentre a medio camino del arco que debe recorrer al tener interacción electromagnética con las dos bobinas que sí están conectadas. Conociendo cuanto tiempo se gastó el rotor en realizar medio giro de un paso de conmutación, se puede determinar cuánto más falta para terminar ese paso y realizar una estimación de la velocidad angular de salida del sistema para así determinar si se tiene la velocidad requerida o se necesita aumentar o disminuir el ciclo útil del PWM para alcanzar lo pedido por el usuario.

Cabe añadir que durante ese mismo momento, el módulo de PWM estará a su vez habilitando las respectivas salidas para el control de la secuencia de cada uno de los pasos de conmutación, es decir, que el sistema realiza de manera independiente el control del ajuste de voltaje y el control de ajuste de tiempo para cada estado.

4 DESARROLLO

Cada bloque de la Figura 7 tiene una labor determinada a la hora de controlar la velocidad de giro del motor, subdividiendo esta tarea general en tareas específicas para el convertidor ADC, el algoritmo de control PID, el generador de PWM y la administración de su ciclo útil, la etapa de entrega de corriente, la detección de voltaje Back EMF y su respectiva aproximación para el cálculo de velocidad. Cada etapa demanda cierta tecnología para poder cumplir con sus objetivos específicos, convergiendo de este modo a definir un hardware propio para la solución principal del proyecto.

4.1 A/D

Convertidor análogo digital interno de 10bits del dsPIC el cual se codifica teniendo en cuenta las necesidades del diseño, bien sea para digitalizar varias muestras al mismo instante, o una tras otra secuencialmente. En este específico caso se necesita digitalizar una sola muestra de voltaje que dará correspondencia con la velocidad de giro deseada en el motor. La salida de este módulo es el valor binario correspondiente a los decimales del 0 al 1023 donde se hace la correspondencia entre giros horarios y anti horarios de la siguiente manera: giro horario para lecturas del ADC de entre 0 y 511 siendo 0 la máxima velocidad en este sentido de giro y 511 velocidad mínima o nula; y el giro anti horario para lecturas del ADC de entre 512 y 1023 siendo 512 la velocidad mínima o nula y 1023 la máxima velocidad en este sentido de giro.

4.2 PID

Controlador digital PID tipo Zielger Nichols que impone error de seguimiento nulo caracterizado para un tiempo de establecimiento que no afecte notoriamente al sistema. Es importante resaltar que para este bloque no es prescindible conocer el sentido de giro, ya que eso viene dado por el orden de los ciclos de conmutación y es información irrelevante en el sintonizador. Sólo se tiene una entrada digital que indica qué velocidad se desea alcanzar, otra entrada que indica qué velocidad se tiene actualmente y una salida que entra al siguiente bloque denominado Ciclo Útil.

Para poder determinar un algoritmo de control, se requiere saber el comportamiento de la planta a controlar, en este caso el motor sin escobillas, por lo que se hace imprescindible modelar matemáticamente su función de transferencia con base en los parámetros que facilita el fabricante en la hoja de especificaciones del motor.

4.2.1 Modelado Motor Brushless

Para el desarrollo del sistema de control, se ha de tener en cuenta que el modelo matemático de un motor Brushless, no es totalmente diferente del modelo convencional del motor DC; aquella diferencia radica en la adición de las fases del motor. Aquellas fases afectan particularmente la resistividad e inductividad del modelado sin escobillas, como lo muestra la Figura 8.

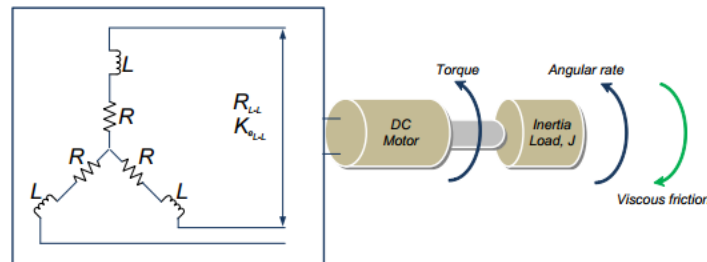


Figura 8. Diagrama modelo Brushless DC, tomado de [4]

Las diferencias afectan principalmente a las constantes eléctricas y mecánicas del sistema, las cuales son bastante importantes para el modelado del motor.

Para la constante de tiempo mecánica del sistema tenemos que:

$$\tau_m = \sum \frac{RJ}{K_e K_t} = \frac{J \sum R}{K_e K_t} \quad (6.1.1)$$

Donde J es el momento de inercia del rotor, R la resistencia de los devanados, K_e la constante de Back EMF y K_t la constante de torque.

Para la constante eléctrica,

$$\tau_e = \sum \frac{L}{R} = \frac{L}{\Sigma R} \quad (6.1.2)$$

Donde L es la inductancia de las fases y R su resistencia.

Pero al tener una configuración simétrica y trifásica, las constantes mecánicas y eléctricas quedan de la siguiente forma:

$$\tau_m = \frac{J(3R)}{K_e K_t} \quad \tau_e = \frac{L}{3R} \quad (6.1.3)$$

Considerando los efectos de fase, tenemos que:

$$\tau_m = \frac{3 R_o J}{(K_{e(L-L)}/\sqrt{3})K_t} \quad (6.1.4)$$

Por lo tanto,

$$\tau_m = \frac{3 R_o J}{K_e K_t} \quad (6.1.5)$$

Donde,

$$K_e = K_{e(L-L)}/\sqrt{3} \quad (6.1.6)$$

Existe también la respectiva relación entre ésta constante de voltaje Back EMF y la constante de torque K_t , la cual es:

$$K_e = K_t \times 0.0605 \quad (6.1.7)$$

Teniendo en cuenta todo lo anterior, se tiene que la función de transferencia que modela todos los parámetros, tanto eléctricos como mecánicos, del motor Brushless DC es:

$$G(s) = \frac{\frac{1}{K_e}}{\tau_m \tau_e s^2 + \tau_m s + 1} \quad (6.1.8)$$

4.2.2 Motor Pittman Express N2311a012

El motor Brushless DC propuesto para el desarrollo del presente trabajo de grado es el Motor N2311A012 de marca Pittman Express. Los parámetros usados para el modelamiento del sistema han sido extraídos de la Hoja de especificaciones respectiva, y son los que observamos a continuación en la Tabla 1

Parámetro	Símbolo	Unidades	Valor
Voltaje de Referencia	E	V	24
Velocidad Sin Carga	SNL	rpm (rad/s)	7,353 (770)
Torque Continuo Máximo	T _c	oz-in (N-m)	16 (1.1E-01)
Torque Pico	T _{pk}	oz-in (N-m)	32 (2.3E-01)
Peso	W _M	oz (g)	13 (354)
Torque Constante	K _T	oz-in/A (N-m/A)	4.32 (3.05E-02)
Constante Back – EMF	K _E	V/Krpm (V/rad/s)	3.20 (3.05E-02)
Resistencia	R _T	Ω	1.05
Inductancia	L	mH	1.95
Corriente sin Carga	I _{NL}	A	0.10
Corriente pico	I _P	A	7.5
Constante del Motor	K _M	oz-in/W (N-m/W)	3.50 (2.47E-02)
Fricción de Torque	T _F	oz-in (N-m)	0.80 (5.60E-03)
Inercia del Rotor	J _M	oz-in-s ² (Kg-m ²)	1.2E-03 (8.5E-06)
Constante de Tiempo eléctrica	t _e	ms	1.85
Constante de tiempo mecánica	t _m	ms	13.5
Temperatura máxima (devanado)	T _{máx}	°F (°C)	266 (130)
Impedancia Térmica	R _{TH}	°F/watt (°C/watt)	41 (49)
Constante de Tiempo Térmica	t _T	min	13.0

Tabla 1. Parámetros del Motor Brushless Pittman N2311A012

4.2.3 Modelo Matemático Motor Brushless Pittman

El modelo matemático del motor Brushless es expresado basándonos en los parámetros de la Tabla 1, obteniendo la siguiente función de transferencia que describe al sistema.

$$G(s) = \frac{1}{(1.85m)(13.5m)s^2 + (13.5m)s + 1}$$

$$G(s) = \frac{32.79}{25\mu s^2 + 0.0135s + 1} \quad (6.3.1)$$

El análisis en malla abierta se realiza por medio de MATLAB y Simulink, herramientas que modelan el comportamiento del sistema, obteniendo así los siguientes resultados

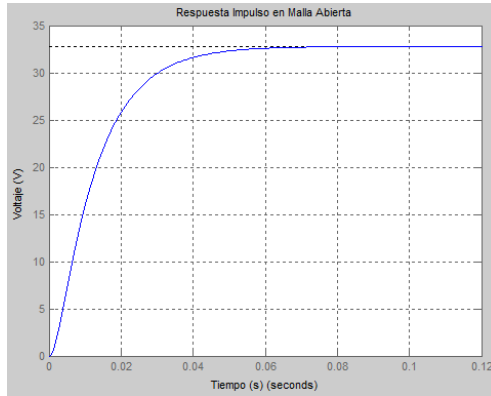


Figura 9. Respuesta Impulso del Sistema en Malla Abierta

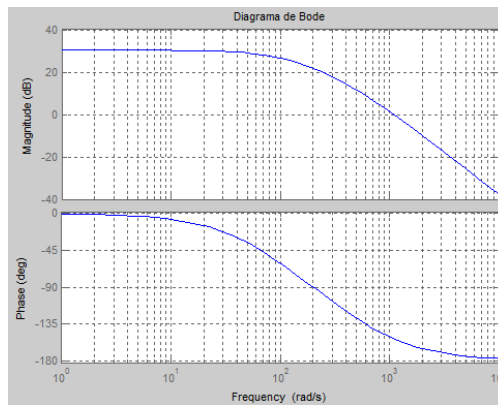


Figura 10. Diagrama de Bode – Malla Abierta

De la Figura 9 obtenemos que el tiempo de establecimiento del sistema ante una entrada paso es de aproximadamente 50 ms con una ganancia de 32.79, mientras que de la Figura 10 se ve que la ganancia del sistema decae a medida que la frecuencia de entrada aumenta; obteniendo resultados de ganancias estables para variaciones bajas en la entrada.

4.2.4 Diseño Del Controlador PID

El controlador proporcional – integrativo – derivativo (PID) es una de las herramientas más populares y útiles en los sistemas de control a nivel general. En la mayoría de los casos, los sistemas en lazo cerrado usan un algoritmo de control PID para corregir errores entre las variables del proceso medido y un nivel particular o *set-point* del sistema.

En la Figura 11 se observa el diagrama más simple de un sistema de lazo cerrado usando un controlador PID.

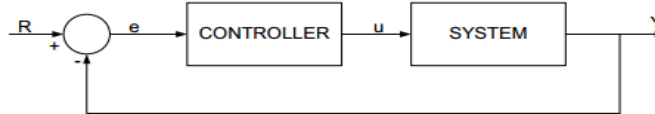


Figura 11. Diagrama de un sistema de control

El controlador provee al sistema la excitación necesaria y es diseñado con la función de controlar el comportamiento general de este. Existen diferentes configuraciones en las que se puede trabajar un control PID, pero la configuración más común es en tipo paralelo como la mostrada en la Figura 12.

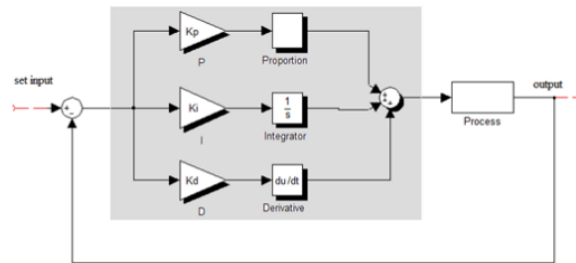


Figura 12. Esquemático general del controlador PID y el sistema, tomado de [9]

Donde K_p , es la ganancia proporcional del controlador, K_i es la ganancia integral y K_d es la ganancia derivativa. Cada uno de los parámetros de la función de transferencia del controlador cumple una función específica dentro del comportamiento final del sistema, como lo indica la Tabla 2

<i>Parámetro</i>	<i>Tiempo de Subida</i>	<i>Sobre pico</i>	<i>Tiempo de establecimiento</i>	<i>Error en Estado Estable</i>
K_p	Reduce	Aumenta	Pequeño Cambio	Reduce
K_i	Reduce	Aumenta	Aumenta	Elimina
K_d	Pequeño Cambio	Reduce	Reduce	Pequeño Cambio

Tabla 2. Efecto de los parámetros del controlador

4.2.5 Método Zielger-Nicholls

Para realizar la sintonización de cada uno de los parámetros del controlador, se utiliza este método el cual se basa en la respuesta del sistema en malla abierta y después mediante un análisis matemático llegar al valor de cada una las variables deseadas.

La respuesta en malla abierta es generalmente caracterizada por dos parámetros, el tiempo de retardo (L) y la constante de tiempo (T). Estos dos parámetros son hallados dibujando las respectivas tangentes en la respuesta del sistema y observando los puntos de inflexión, cortando los respectivos ejes vertical y horizontal.

Basado en el método de Zielger – Nicholls, tenemos que los parámetros del controlador se expresan según la siguiente tabla.

Tipo PID	K_P	$T_I = \frac{K_P}{K_I}$	$T_D = \frac{K_D}{K_P}$
P	$\frac{T}{L}$	∞	0
PI	$0.9 \times \frac{T}{L}$	$\frac{L}{0.3}$	0
PID	$1.2 \times \frac{T}{L}$	$2 \times L$	$0.5 \times L$

Tabla 3. Parámetros del controlador usando método Ziegler - Nicholls

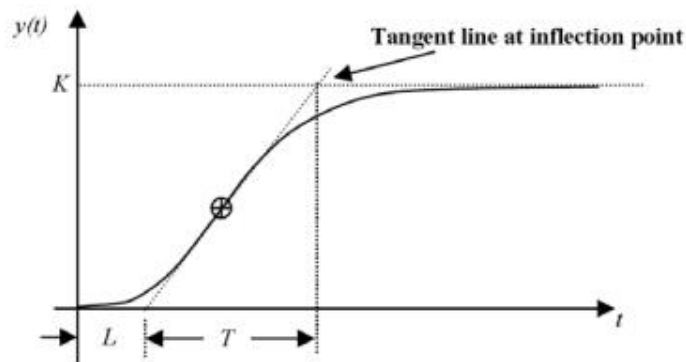


Figura 13. Sintonización de parámetros según Ziegler – Nicholls, tomado de [9]

De la figura anterior, el objetivo es evaluar los parámetros necesarios para la sintonización según el método de Ziegler – Nicholls.

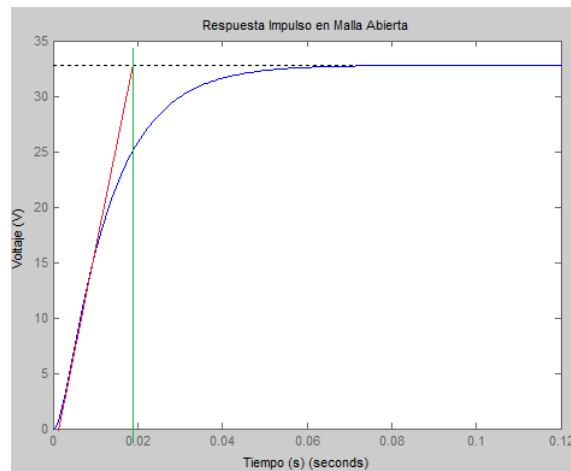


Figura 14. Parámetros de la respuesta del motor en malla abierta

De acuerdo a la respuesta paso en malla abierta tenemos que:

$$L = 2.83 \times 10^{-3} \quad T = 18 \times 10^{-3} \quad K = 32.78$$

De acuerdo a los resultados obtenidos anteriormente, tenemos la siguiente tabla con cada uno de los parámetros según el controlador deseado.

Tipo PID	K_P	$T_I = \frac{K_P}{K_I}$	$T_D = \frac{K_D}{K_P}$
P	6.36	∞	0
PI	5.72	0.0094	0
PID	7.63	0.00566	0.00142

Tabla 4. Parámetros hallados del controlador usando método Ziegler - Nicholls

Usando la tabla anterior tenemos que para un controlador PID, los parámetros a utilizar deben ser:

$$K_P = 7.63$$

$$K_I = \frac{7.63}{0.00566} = 1348.06$$

$$K_D = 7.63 \times 0.00142 = 0.0108$$

Habiendo hallado los parámetros del controlador y asociándolo al sistema en malla cerrada tenemos:

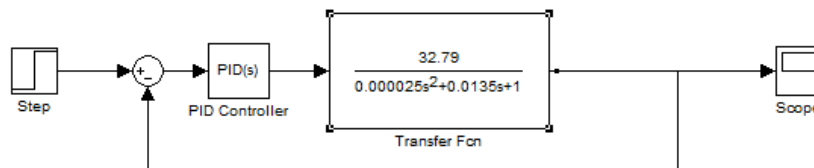


Figura 15. Motor + Control PID en malla cerrada

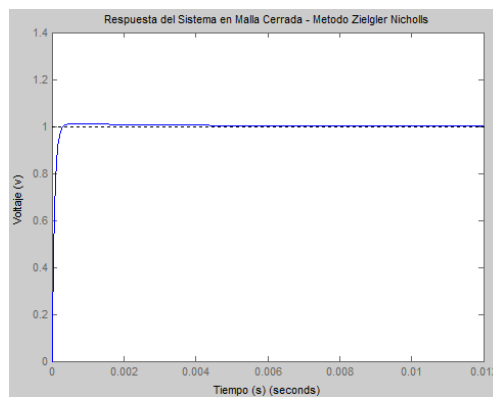


Figura 16. Respuesta del sistema en Malla Cerrada

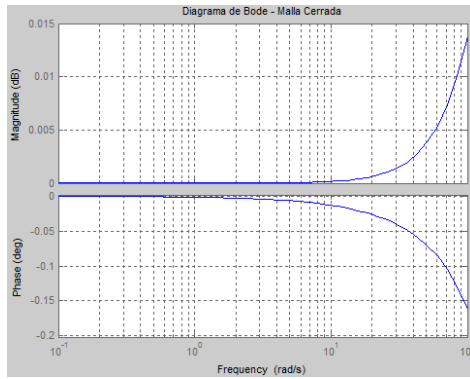


Figura 17. Diagrama de Bode – ganancia del error de seguimiento del sistema

Se puede observar en la figura 16 que la respuesta del motor ha mejorado, de acuerdo a los criterios antes mencionados de sobre pico, tiempo de establecimiento y tiempo de subida gracias a la implementación del controlador PID. Además, la Figura 17 muestra la respuesta en frecuencia de la ganancia del error de seguimiento del sistema, lo que indica que a variaciones bajas de la entrada, la ganancia del error es unitaria mientras que para altas frecuencias no se realiza un buen seguimiento, generando un error alto, haciéndolo ineficiente para seguimientos a cambios muy rápidos de la entrada.

4.2.6 Control Digital

Teniendo en cuenta que nuestro sistema funciona con un procesador digital que se encarga de tomar las decisiones correspondientes durante el desarrollo del sistema en la malla cerrada de control, es necesario cambiar el dominio en frecuencia de la función de PID mediante un método de digitalización para que sea entendido por este integrado y pueda realizar las tareas correspondientes.

La ecuación que describe actualmente al controlador es:

$$PID(s) = Kp + \frac{Kp}{Ti * s} + Kp * Td * s$$

Donde se usará el método de Tustin – Backward para dicha transformación, el cual nos indica que:

$$s = \frac{(1 - z^{-1})}{T}$$

Donde T es el periodo de muestreo del controlador, que corresponde a una frecuencia predeterminada de muestreo de 50 Hz. Entonces se tiene:

$$PID(z) = Kp + \frac{Kp * T}{Ti * (1 - z^{-1})} + Kp * Td * \frac{(1 - z^{-1})}{T}$$

Reorganizando

$$PID(z) = a + \frac{b}{(1 - z^{-1})} + c * (1 - z^{-1})$$

Donde,

$$a = Kp \quad b = \frac{Kp * T}{Ti} \quad c = \frac{Kp * Td}{T}$$
$$a = 7.63 \quad b = 29.96 \quad c = 0.54$$

Partiendo de que el controlador va a ser la suma de tres cálculos que se realizan en paralelo, se pasa al dominio del tiempo discreto la entidad proporcional, integrativa y derivativa por separado:

Señal de error:

$$eT = \text{Velocidad Referencia} - \text{Velocidad Leída}$$

Señal integrativa:

$$iT = b * eT + iT_0$$

Donde iT_0 es la señal integrativa que se obtuvo en un ciclo anterior,

Señal derivativa:

$$dT = c * (eT - eT_0)$$

Donde eT_0 es la señal de error que se obtuvo en un ciclo anterior,

Señal de salida del control:

$$PID = a * eT + iT + dT$$

4.3 Ciclo Útil

En este bloque se modifica el registro interno del dsPIC30FXXXX que controla el ciclo útil de la señal propia del PWM para variar el voltaje promedio de entrada al motor Brushless haciéndolo mayor o menor según sea lo determinado por la señal control de salida del controlador PID.

4.4 Driver

Etapa de potencia compuesta por 3 mitades de Puente H que provee de la corriente necesaria al motor sin escobillas que será requerido, como se muestra en la siguiente figura

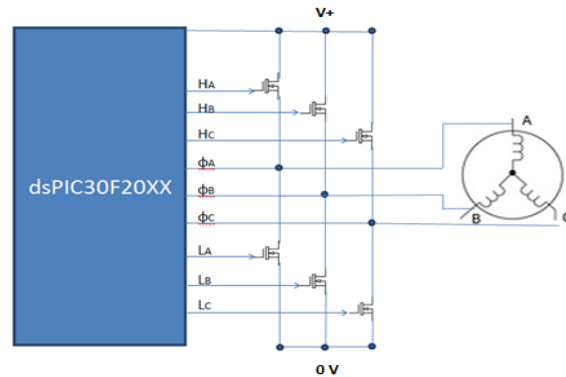


Figura 18. Etapa de Potencia para la señal del PWM proveniente del microcontrolador

Cada mitad de Puente H tiene dos señales de control, una llamada High y otra Low. Cuando en un medio puente H la señal de High se activa, se crea conexión entre el Drain y el Source del mismo, llevando el voltaje de bus directamente a una de las fases del motor, mientras que cuando Low se encuentra activa, pone en conexión su Drain y Source creando un circuito cerrado por donde la corriente circula a través de esa bobina retornando a tierra.

4.5 PWM Generator

Mediante la conmutación de encendido de las 3 bobinas en 6 pasos definidos cada 60 grados eléctrico, se generarán señales moduladas de PWM para cada fase, llevando a cabo el campo magnético variable que pondrá a girar el motor.

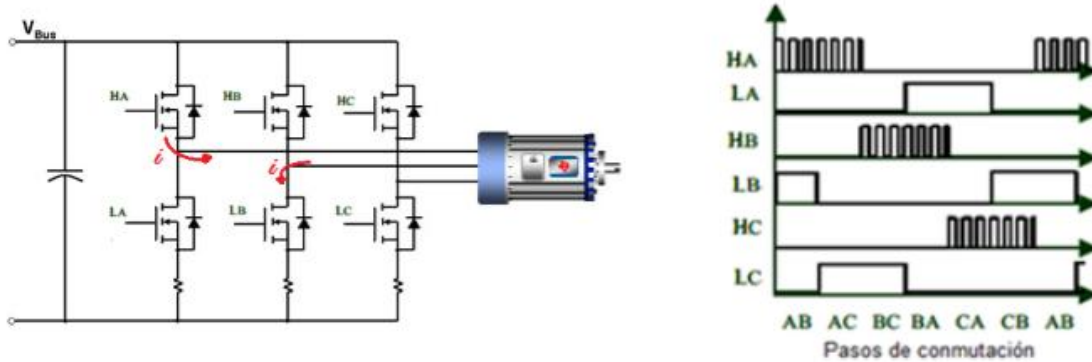


Figura 19. a) Conducción de Corriente b) Ciclo de Conmutación, tomado de [1]

Como se observa en la Figura 19b, el ciclo se repite cada 6 pasos denominados AB, AC, BC, BA, CA y CB que indican en cual bobina comienza a circular la corriente y en cual finaliza, dado que solamente se energizan 2 por paso. Por ejemplo, en la Figura 19ª se simboliza el paso AB en donde se enciende HA mientras que LA permanece apagado, esto habilita el paso de corriente por la parte superior del medio Puente H propio de la fase A, o en otras palabras conecta directamente la alimentación con la bobina A, mientras que el medio Puente H de la fase B tiene encendido LB y deja apagado a HB permitiendo conexión solamente entre la parte inferior de esta configuración que termina en un nodo de referencia, obteniendo como resultado que la corriente que viene de alimentación y pasa por el bobinado A, termine su ciclo pasando por la bobina B hasta el nodo de referencia ya que los tres bobinados A,B y C están en configuración Y compartiendo una conexión en común, su punto neutro.

En la Figura 19a, las terminales denotadas como H no se encuentran encendidas permanentemente sino que tienen una modulación interna que regula el voltaje promedio de entrada, lo que se traducirá finalmente en una variación de velocidad angular. Esta modulación interna es decidida en el bloque inmediatamente anterior para regular la velocidad final obtenida hasta que sea igual a la deseada por el usuario. Mediante la conmutación de encendido de las 3 bobinas en 6 pasos definidos cada 60 grados, se generarán señales moduladas de PWM para cada fase, llevando a cabo el campo magnético variable que pondrá a girar el motor.

4.6 Detector Back-EMF

Esta es la fase del control que provee la retroalimentación de velocidad de giro actual y se lleva a cabo con el desarrollo de las siguientes tres sub fases: filtraje de altas frecuencias, reconstrucción de neutro virtual y comparación de cruce por cero.

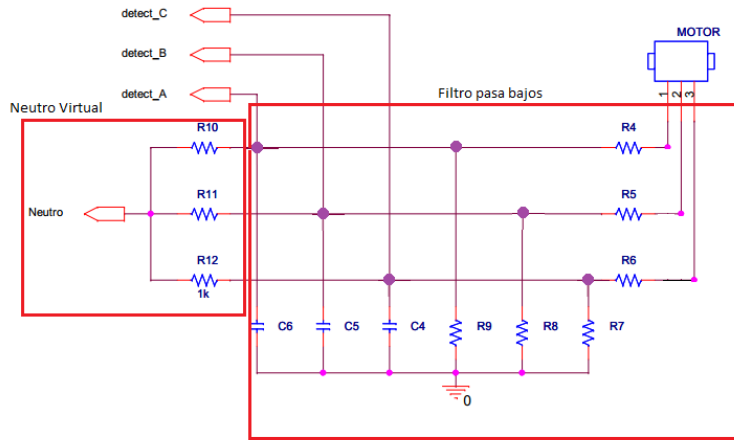


Figura 20. Circuito de detección Back-EMF

4.6.1 Filtraje de Altas Frecuencias

Con un filtro pasa bajos de primer orden, se atenúan las componentes de alta frecuencia de la señal de cada una de las fases del motor, es decir las señales de modulación interna del PWM generadas para variar el nivel de voltaje de entrada de los devanados.

4.6.2 Reconstrucción de Neutro Virtual

Luego que se tiene el voltaje de frecuencias bajas de cada una de las fases, se reconstruye el punto neutro colocando resistencias de igual valor en configuración “Y” simulando la configuración interna del motor. El punto medio de las resistencias en configuración “Y” provee de una aproximación del neutro real.

4.6.3 Comparación de Cruce por Cero

Luego que se tiene el punto neutro reconstruido y las señales de cada fase sin componentes de alta frecuencia, se procede a hacer una comparación por cada fase de ambas señales para saber el momento en el que son iguales, siendo el punto de interés evaluar el momento en el que el voltaje sobre la bobina que no se encuentra en conducción, es igual al voltaje de neutro reconstruido, detectando así un cruce por cero del voltaje contra-inducido Back EMF.

4.7 Cálculo de Velocidad

En esta fase se encuentra un contador que se habilita tan pronto se inicia un ciclo de conmutación y cuyo valor de conteo es almacenado cuando se recibe una detección de cruce por cero, señal de entrada que avisa el momento de captura de datos a un temporizador interno, función más conocida dentro del micro controlador como Input Capture, logrando así almacenar el dato de cuánto tiempo se tardó en hacer medio ciclo de conmutación.

El doble de este tiempo representa el tiempo en el que hace una conmutación, y seis veces este tiempo representa lo que demora en los seis ciclos de conmutación, o en otras palabras el tiempo que le tomaría dar un giro de 360 grados eléctricos o 180 grados mecánicos. Teniendo este dato aproximado para 360 grados mecánicos, solo faltaría hallar su equivalente en revoluciones por minuto, lo que se logra dividiendo $60 s$ por el tiempo tardado en hacer un giro.

En esta misma etapa, tan pronto finaliza el primer contador, se inicia otro que dura exactamente el mismo tiempo, para saber cuándo realizar el cambio de paso de conmutación al siguiente que corresponda.

4.8 Diseño de Hardware

A continuación, se procederá a explicar cada una de las partes que componen el hardware final teniendo en cuenta los criterios de diseño señalados a lo largo de este proyecto.

4.8.1 Alimentación del Sistema

Como se había señalado anteriormente, debido a la potencia del motor brushless que se está utilizando, es conveniente escoger una tensión de alimentación al sistema de 24 V. Siendo así, se debe bajar el nivel de voltaje de entrada para todos aquellos circuitos integrados que funcionan con tecnología CMOS, o para los cuales, sus características de fabricación no permiten voltajes de alimentación muy grandes; y requieren ser polarizados con un valor nominal de 5 V.

Para realizar esta tarea de bajar el nivel de tensión de 24 V a 5 V, se propuso implementar una fuente de conmutación tipo *Buck*; la cual por factores de eficiencia resulta mucho mejor que un regulador, aunque aumenta el número de componentes necesarios, pues además del circuito integrado de la fuente se requiere un diodo, condensadores y una bobina.

En el mercado existen bastantes alternativas, entre las cuales se escogió el integrado LM2594 de Texas Instruments debido a su facilidad de implementación, características internas, y abundancia de información provista por el fabricante para su correcto uso.

La topología usada para el componente es la mostrada en la Figura 21:

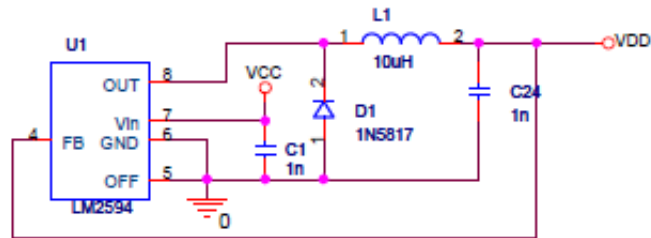


Figura 21. Topología fuente Buck integrado LM2594

Adicional a esto, sólo se requiere tener los valores de la bobina y los dos condensadores de entrada y salida respectivamente. El fabricante indica que para un voltaje de salida de 5 V y corriente entregada máxima de 0.5 A, el valor de la inductancia debe estar entre los 100 μH y 150 μH , donde la escogida fue de 120 μH , y el valor del condensador de salida debe ser de 120 μF a 25 V, como está expuesto en la Figura 22:

Conditions			Inductor		Output Capacitor	
Output Voltage	Load Current	Max Input Voltage	Inductance (μH)	Inductor (#)	Through Hole	
(V)	(A)	(V)			Panasonic HFQ Series ($\mu\text{F/V}$)	Nichicon PL Series ($\mu\text{F/V}$)
5	0.5	8	47	L13	180/16	180/16
		10	68	L21	180/16	180/16
		15	100	L20	120/25	120/25
		40	150	L19	120/25	120/25
	9	150	L10	82/16	82/16	
	0.2	20	220	L9	120/16	120/16
		40	330	L8	120/16	120/16

Figura 22. Tabla provista por TI para escogencia de componentes

4.8.2 Unidad de Procesamiento de Datos

Para el desarrollo de este trabajo de grado, que contiene muchas variables de información y módulos especiales para el manejo de datos, es necesario un núcleo que controle el sistema y tome decisiones en tiempo real sobre las tareas que se van a realizar.

Existen muchas empresas como Alcatel, Texas Instruments, Motorola, National Semiconductor, etc. que ofrecen diferentes tipos de controladores digitales de señales para la implementación de este tipo de diseños, pero que carecen de abundante información que le hace al usuario más difícil la tarea para el manejo de este tipo de herramientas que requieren un análisis más complejo; sobre todo para aquellas personas que no han tenido cierto tipo de experiencia previa en el tema.

Por otro lado, la empresa Microchip® ofrece además del soporte, el hecho de ser una multinacional con tradición y experiencia en la producción de circuitos integrados, herramientas de desarrollo asequibles a los usuarios de forma gratuita, en lo referente al diseño de hardware. Tras su nueva línea de procesadores digitales de señales, esta multinacional ha sacado al mercado la última edición de CI llamados dsPIC, correspondiente a controladores digitales de señales los cuales tienen características

mejoradas comparadas con sus predecesores como velocidad de procesamiento, mejora en el tiempo de lectura de sentencias y en la integración de sus módulos como el ADC, Temporizadores y PWM entre otros.

De acuerdo a las características mostradas en la página web del fabricante, existen series de dsPIC que resultan tener un conjunto total de características y módulos más adecuados para el control de motores en la familia 30FXXXX, el dsPIC30F201X y el dsPIC30F601X, escogiéndose el dsPIC30F6015, porque posee mayor espacio de memoria para almacenamiento de variables, tiene mayor cantidad de pines y a su vez de módulos independientes, que garantiza que un pin no sea compartido tan repetitivamente para diferentes funciones y por ende, permite mayor libertad de escogencia entre estos.

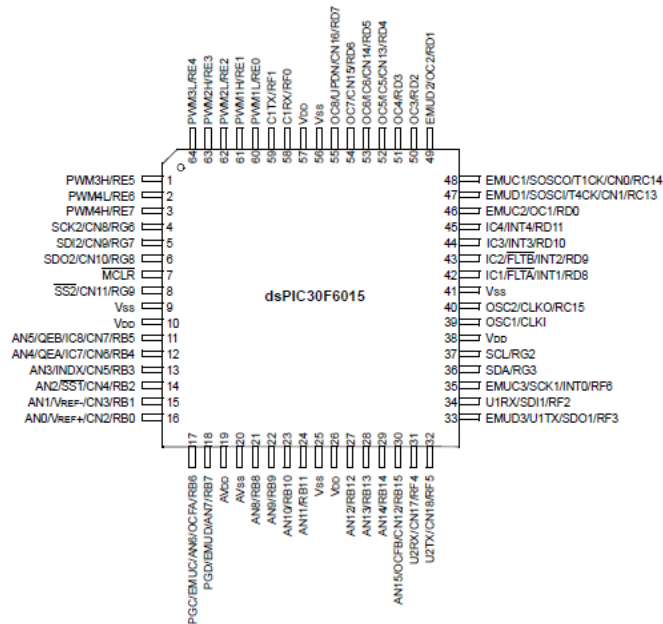


Figura 23. Asignación de pines dsPIC30F6015

Adicionalmente se puede observar que este circuito integrado presenta las siguientes características, las cuales se usaran para el desarrollo del proyecto.

4.8.2.1 Convertidor Analógico – Digital

Este ADC tiene una tasa de conversión de hasta 1Mbps y 16 canales de entrada de los cuales solo usaremos 3; que corresponden a la alimentación del módulo y el voltaje de referencia de velocidad proveniente de la salida del potenciómetro, el cual se ajustará para cambios de velocidad del motor. La digitalización del voltaje dado por el usuario se lleva a cabo una vez se completan los 6 pasos de conmutación, debido a que no se esperan cambios rápidos de ésta referencia de entrada.

4.8.2.2 PWM

Este módulo es el encargado de entregar las señales correspondientes para la alimentación del motor, en las cuales se varía el ciclo útil para ajustar la velocidad de este último. Esta serie de dsPIC30F6015

presenta 8 pines de salida para este tipo de señales, correspondientes a 4 pines de modo ALTO (High) y 4 en modo BAJO (Low), lo cuales serán usados sólo 6 (3 High y 3 Low), debido a que el motor es de tipo trifásico. A su vez, este módulo posee una base de tiempo dedicada y un registro de tiempo muerto que se utiliza para el modo complementario, donde se deja un espacio entre la activación de los pines de High y Low de la misma serie, para que no se presenten conexiones directas entre fuente Vcc y tierra, que puedan generar una falla. La frecuencia interna de modulación del PWM es 20 kHz, valor que no se encuentra dentro del rango audible de frecuencias.

4.8.2.3 Contadores

Se tiene a disposición 5 contadores de 16 bits, de los cuales 2 de ellos se pueden adaptar para obtener un contador de 32 bits. Este módulo también cumple una función muy importante dentro del sistema, para realizar la alineación del rotor con cada una de las fases y poder hallar el punto de conmutación necesario.

4.8.2.4 Características Adicionales

Complementariamente a lo antes mencionado, el dsPIC también posee un sistema de captura de entrada, útil para almacenar los valores del registro de conteo y saber el tiempo transcurrido para la realización de una tarea. También tenemos la posibilidad de implementar un reloj externo de entre 4MHz y 10MHz con PLL activo x4, x6 o x16, ó de usar un oscilador RC interno de 7.37MHz con las mismas características de divisor de frecuencia.

Estas son algunas pocas de las características primordiales con las que cuenta este integrado, y de las cuales se quieren resaltar para su futuro uso en el sistema, pero para mayor información sobre la totalidad de los módulos y características de funcionamiento del dsPIC como lo son el rango de voltajes de funcionamiento, características propias de memorias EEPROM y Flash y arquitectura interna, por favor referirse a la hoja de especificaciones que se encuentra entre los archivos anexos a este proyecto [15].

4.8.3 Etapa de Salida

Para poder adaptar las señales de salida del procesador y usarlas de tal manera que con ellas se pueda mover el rotor de manera síncrona con el campo magnético aplicado, necesitamos una etapa de salida que entregue la corriente necesaria para cumplir con el consumo de corriente tanto pico como promedio que necesita el motor.

Debido a lo anterior, es necesario en primera medida usar una topología de medio puente H, como se había especificado anteriormente para acondicionar la señal con dos estados fijos para voltaje ALTO y BAJO, las cuales son 24 V y tierra respectivamente.

Los componentes usados para el medio puente H, son 2 MOSFET conectados de tal manera que actúen como switch a cada una de las fases del motor como se ve en la Figura 24.

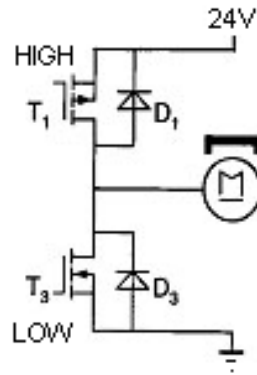


Figura 24. Esquema medio puente H

El componente utilizado para lo anterior, fue el integrado SI7216DN de Vishay, mostrado en la Figura 25, el cual tiene 2 MOSFET canal N internos que se pueden interconectar: el source 1 con el drain 2, y el drain 1 y source 2 a fuente y tierra respectivamente para obtener la topología deseada, como se ve a continuación:

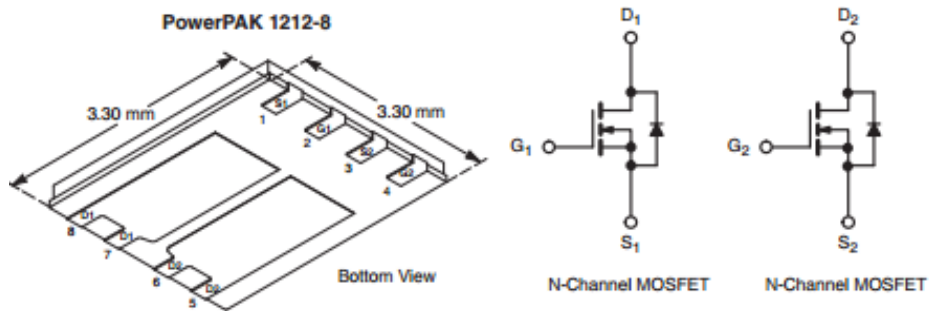


Figura 25. Topología interna del Vishay SI7126DN

Este componente es capaz de soportar hasta 50 V entre drain y source, tiene un tiempo de encendido bastante rápido de aproximadamente 16 ns y un tiempo de subida de aproximadamente 142 ns ante las condiciones de trabajo propias a este proyecto y un tiempo de bajada de 10 ns, lo cual es apropiado para el sistema al tener en cuenta que siendo un sistema mecánico no responde rápidamente en comparación a la duración de las señales eléctricas de alimentación.

Previamente a cada medio puente H (uno por cada fase del motor), se requiere utilizar una topología encargada de manejar las señales de salidas del dSPIC y con ellas poder actuar sobre los MOSFET para su encendido y funcionamiento, debido a que los pines del micro controlador son demasiado sensibles y no entregan la corriente necesaria.

Para ello se utiliza el driver MCP14700 de Microchip, el cual fue diseñado para optimizar el manejo de las señales de alto y bajo de los MOSFET canal N. Además, cuenta con dos entradas de PWM que permiten el control independiente del medio puente H y también tiene la capacidad de entregar por medio de sus salidas HIGHDR y LOWDR una corriente pico de hasta 2 A, para el encendido de los MOSFET.

Teniendo en cuenta que se está usando una etapa de potencia para adaptar las señales de PWM para ser utilizadas en el motor, es importante realizar un análisis térmico a los dispositivos directamente relacionados, como lo son en este caso el encapsulado de los MOSFET si7216dn.

Analizando el caso más crítico en el que se encuentra el sistema, que es cuando circula máxima corriente la cual para el motor es de 0.165 A sin carga, se tiene una caída de drain a source inferior a 0.1 V según la hoja de especificaciones; alcanzando así una potencia máxima sin carga inferior a 16.5 mW.

El valor anterior es relativamente bajo y le permite al integrado darle manejo en corriente al sistema cuando se someta el rotor a cargas que demanden más potencia, teniendo en cuenta que éste dispositivo en el montaje seleccionado, está fabricado para soportar 2.5 W a temperatura ambiente. Considerando circulación máxima de corriente de 800 mA, la diferencia de potencial entre el drain y source será inferior a 0.2 V, alcanzando una potencia de 160 mW, potencia situada dentro del rango de manejo del circuito integrado.

Debido a lo anterior, este dispositivo no necesita de la implementación de disipadores sino solamente del diseño del footprint predeterminado por el fabricante en la hoja de especificaciones.

A continuación se consigna la topología de todo el acople de la etapa de potencia:

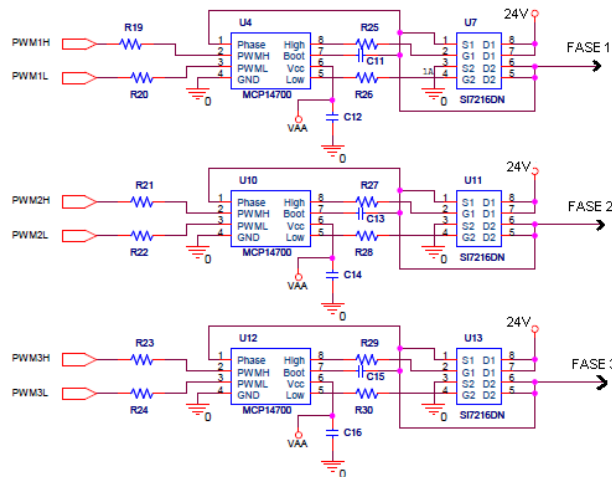


Figura 26. Etapa de Salida del sistema

Las resistencias R19 a R24 colocadas a la salida de cada uno de los pines de PWM, son para controlar la corriente entregada por el procesador y que esta no vaya a superar determinado límite para dañar los pines, por lo tanto es un valor resistivo pequeño de aproximadamente 100 Ω .

Los condensadores impares C11, C13 y C15 conectados entre los pines de BOOT y PHASE proveen la carga necesaria para encender el MOSFET superior del medio puente H, y tienen un valor de 0.22 μF basándose en la hoja de especificaciones del dispositivo.

Con esto se tiene finalmente la etapa de potencia, la cual analizando cada uno de los parámetros individuales de cada integrado se acoplan bastante bien no solo entre ellas sino también a las condiciones del sistema y de las especificaciones que se pretenden cumplir.

4.8.4 Protección de Sobre-Corriente

Con el fin de establecer un límite para la corriente entregada por la alimentación, es necesario incorporar un circuito que se encargue de medir esta variable en cualquier instante; en el momento en que supere un valor pre establecido, el procesador debe tomar medidas para evitar daños en el circuito.

El valor límite establecido por el diseño de la etapa de potencia fue de 800 mA, debido a que el motor consume a máxima velocidad sin carga un total de 165 mA, y al no ser objetivo de este proyecto tener cargas muy grandes que puedan consumir más del valor especificado, éste valor se ajusta al sistema.

Para realizar esta tarea es necesario identificar el punto de medida del circuito, se estableció que fuera el nodo común que alimenta los medios puentes H, al ser éste el punto por donde circula la mayor cantidad de corriente. Como esta variable se debe medir en serie con el circuito, era necesario adaptar una resistencia de un valor bajo, para que la caída de tensión no fuera significativa y medir, mediante un amplificador diferencial, la corriente traducida en voltaje. Posteriormente se debía comparar este valor amplificado con un divisor resistivo que equivalía al límite de corriente y así obtener el momento específico donde la corriente supere este valor.

El amplificador diferencial usado fue el ADM4073 de *Analog Devices*, con una ganancia fija de 20 el cual amplifica la caída sobre la resistencia de censado para posteriormente compararse con un voltaje de referencia que indique la máxima corriente tolerada por el sistema para tomar medidas preventivas al momento de sobrepasarse este valor. La topología final del circuito queda consignada en la Figura 27

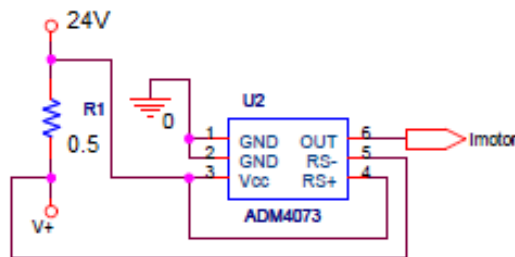


Figura 27. Topología Amplificador AMD4073 Ganancia fija=20.

Esta configuración para prevenir daños, le permite al sistema tomar precauciones para cuando se presenten anomalías, ya sean cortos circuitos o daños en los componentes de la etapa de potencia, y que le permita al sistema protegerse a sí mismo. A su vez, las características de fabricación del

amplificador y los comparadores le permiten responder ante picos bastante rápidos en la señal de corriente.

4.8.5 Cruce por Cero

La comparación del punto de neutro y el Back EMF de cada fase se realiza por medio del circuito integrado TLV3494, el cual posee por si solo cuatro comparadores individuales donde se realizan las comparaciones de cada fase y la comparación de sobre corriente. Este circuito integrado es de fácil manejo, debido a que se puede alimentar con 5 V y tierra y no requiere de resistencias adicionales de pull up para el manejo de la salida. A su vez, posee tiempos de respuesta bastante rápidos del orden 5 μ s que no interfieren con las señales a medir, que lo hace apto para esta aplicación que requiere una sincronización bastante precisa de las señales eléctricas que se entregan y reciben del motor. La topología usada se muestra a continuación, en la Figura 31:

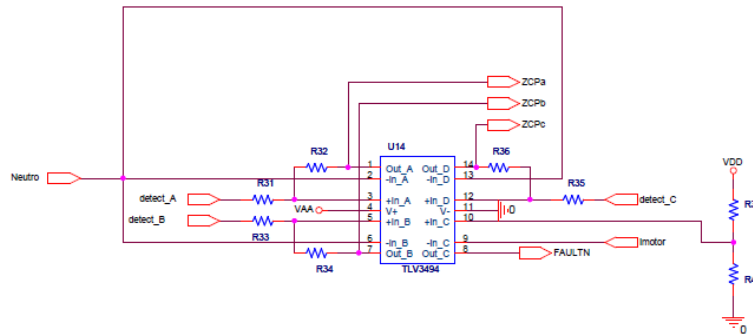


Figura 28. Topología de comparación de señales de Back – EMF y cruces por cero, y protección de sobre corriente

4.8.6 Puertos Adicionales

Con el fin de garantizar el objetivo principal del proyecto, se adicionaron una serie de herramientas que puedan servir en un futuro para garantizar un valor añadido y robustez a la topología usada con los criterios de diseño que hemos revisado en esta sección.

Todo esto tiene como objetivo pensar en futuros proyectos realizados a partir de este misma topología, y que no haya necesidad de un posterior rediseño, lo que implicaría un nuevo ruteado y fabricación del circuito impreso así como escogencia de componentes lo cual generaría un gasto de tiempo y dinero extra a lo ya invertido.

Añadimos al diseño una serie de características adicionales y las cuales explicaremos a continuación:

4.8.6.1 Puertos Libres RD – RB

Estos serán de gran utilidad en el momento en el que se requiera adicionar alguna topología para que interactúe con el sistema como un LCD, otro diseño que complemente éste o cualquier otra configuración adicional.

4.8.6.2 Puerto UART

Esta característica facilitará la comunicación entre un terminal USB del computador y el procesador; donde se podrán configurar tareas o leer registros internos del dsPIC, que podría servir en un futuro para obtener información en tiempo real sobre el estado del controlador o de cada una de las salidas de PWM, así como introducir desde el ordenador la variable de velocidad a la que se desee ajustar el motor.

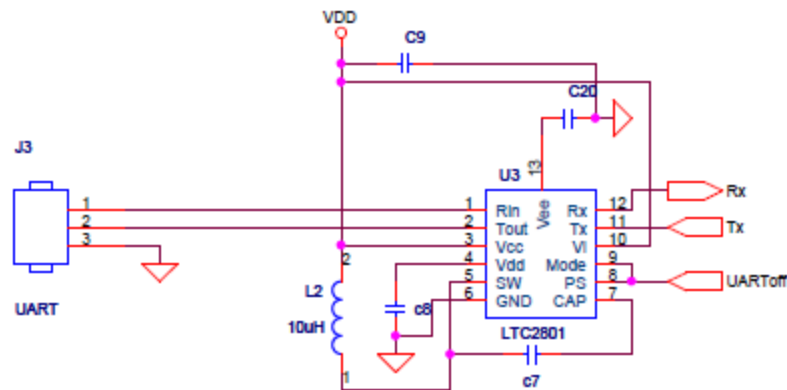


Figura 29. Configuración Puerto UART

4.8.6.3 Encoder De Cuadratura (QEI)

Esta interfaz tiene como función conectar el dispositivo de encoder de cuadratura con los pines indicados del dsPIC, para establecer sincronía junto con el controlador que se está desarrollando. Las señales esperadas por el dispositivo son QEA y QEB, que indican el sentido de giro del rotor, e INDEX la cual es generada una vez por cada giro de donde se puede determinar la velocidad y la posición. Con todo lo anterior, se puede comprobar que el controlador tiene una sincronía válida para poder generar el movimiento en el rotor.

4.8.6.4 LEDS Indicadores

La función principal de este puerto, mostrado en la Figura 30 es poder tener observabilidad sobre algunos factores propios del diseño y darle estética a este mismo, como indicar el encendido del sistema o un error por sobre corriente en la que sea necesario reiniciar el procesador, con ello el usuario podrá tener conocimiento de fenómenos que envuelven el sistema de una forma sencilla.

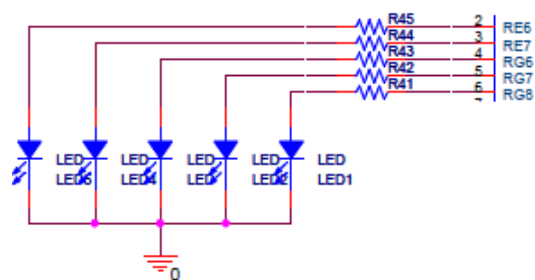


Figura 30. Puerto de LEDs

5 ANÁLISIS DE RESULTADOS

Para corroborar el correcto funcionamiento del dispositivo implementado y el controlador diseñado, se han realizado diferentes pruebas para cada una de las etapas del sistema. En primera instancia, se debe corroborar el código desarrollado para el microprocesador dsPIC, por medio del software de implementación MPLAB y su interfaz propia de C++; que gracias a estas herramientas se podrán configurar las tareas a realizar por el procesador.

En segunda instancia, se realizan pruebas de corriente a cada una de las etapas de potencia correspondientes a los devanados del motor. En este protocolo se aplicó una conmutación asistida a cada uno de los medios puentes H, simulando una circulación de corriente real del motor, como se muestra en la Figura 31.

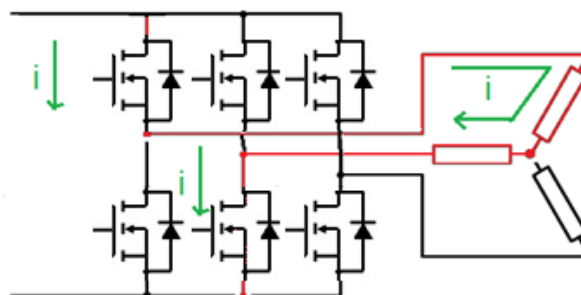


Figura 31. Ejemplo de Conmutación asistida para la conducción de corriente, tomado de [4]

Habiendo ya configurado el dsPIC se realiza la interconexión entre éste y las etapas de potencia anteriormente mencionadas, para corroborar el funcionamiento del acople y cerciorarnos que los semiconductores se encuentran respondiendo bien ante cambios de frecuencia, realizando el correspondiente prendido y apagado, permitiendo la conducción de corriente en los devanados.

Para realizar el correcto acople, se deben tener monitoreadas cada una de las señales principales del sistema como lo son en primera medida, las señales de control que habilitan los dispositivos de potencia para la conmutación. Por otro lado, se debe verificar la onda de corriente que circula por el

sistema, teniendo en cuenta que ésta cambia dependiendo del ciclo en el que se encuentre, y también la onda de voltaje Back EMF o voltaje contra inducido en cada uno de los devanados deshabilitados dependiendo de la fase en la que se encuentre el motor.

Los instrumentos a utilizar, para el desarrollo de las pruebas de desempeño son:

Instrumento	Función
OSCILOSCOPIO	Observar en tiempo real, las señales que gobiernan sobre el sistema y el controlador, tales como PWM, ondas de voltaje en los devanados y ondas de censado de corriente.
SENSORES DE EFECTO HALL	Aunque el principal objetivo de la tesis es eliminar el uso de estos dispositivos por las características no deseadas ya mencionadas anteriormente, se van a implementar estos sensores simplemente de forma corroborativa para los resultados que vamos a obtener.
COMPUTADOR CON INTERFAZ MPLAB	Tendremos manejo y monitoreo sobre las señales expedidas por el DSPIC para el control del motor.

Tabla 5. Dispositivos a utilizar para las pruebas técnicas.

5.1 Ciclos de Conmutación

Según la hoja de especificaciones, el diagrama de conmutación del motor Brushless Pittman - N2311A01, es el mostrado en la Figura 32, y en el cual nos basamos para el desarrollo del proyecto.

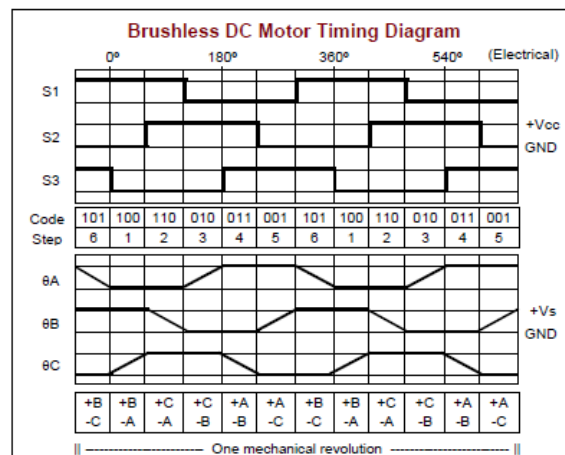


Figura 32. Ciclo de conmutación sentido anti horario, tomado de [14]

La parte superior de la Figura 32 representa las señales obtenidas por los sensores de efecto hall incorporados al motor, que simbolizan en cuál de los seis pasos de conmutación se encuentra el rotor (101→BC, 100→BA, 110→CA, 010→CB, 011→AB, 001→AC); en la parte inferior de la misma figura, se tiene la forma de voltaje que se debe tener para cada paso de conmutación.

En las gráficas posteriores, se muestran los resultados obtenidos para el comportamiento real del motor, ante diferentes pruebas aplicadas.

En la Figura 33 y 34 se puede observar comparaciones de las señales trapezoidales de dos fases diferentes, para resaltar el desfase que existe entre cada una de ellas de 60° eléctricos.

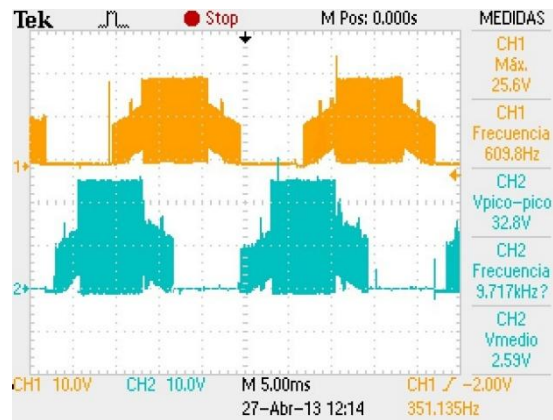


Figura 33. Conmutación CH1: Fase a CH2: Fase b

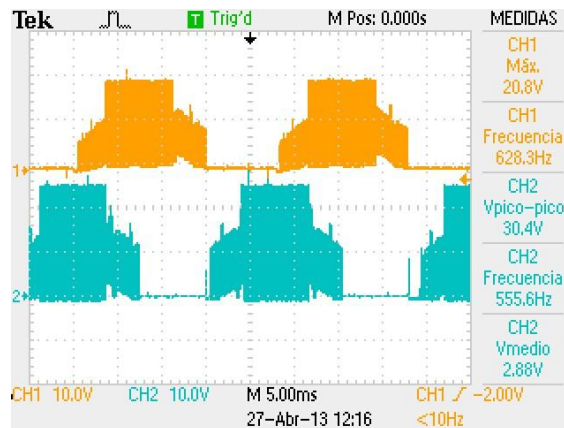


Figura 34. Conmutación CH1: Fase b CH2: Fase c

En cada juego de señales mostradas en las Figuras 33 y 34 bajo protección establecida por software en el micro controlador, se garantiza que no se tienen activos dos o más pasos de conmutación en el mismo instante, garantizando así una lectura de voltaje Back EMF apropiada y evitando daños en el motor. Esta condición se logra con un registro de tiempo muerto muy bajo que separa el tiempo de conexión y desconexión, entre las señales de HIGH y LOW.

5.2 Detección de Cruce por Cero

Otros resultados importantes que se deben tener en cuenta para el análisis y sincronización del sistema, es la parte de reconstrucción del neutro y detección de cruces por cero los cuales se mostrarán en los siguientes numerales.

5.2.1 Reconstrucción del Neutro

En la Figura 35 se consigna la comparación entre una de las fases y la reconstrucción del neutro virtual del sistema, por medio de los divisores de tensión y el filtro, las cuales se comparan entre sí para tener la detección del cruce por cero, y tener conocimiento sobre la posición del motor; como era de esperarse, la señal de neutro reconstruida tiene la forma lineal del voltaje Back EMF con adición de ruido en alta frecuencia.

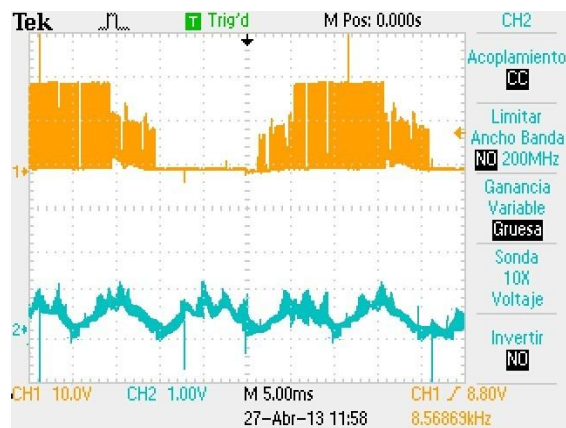


Figura 35. Comparación de CH1: Fase c y CH2: Reconstrucción del Neutro

5.2.2 Comparación y Cruces por Cero

En esta sección se muestra alternamente las señales de cada una de las fases y el resultado del comparador de cruces por cero, para tres ciclos útiles distintos de 20%, 50% y 90%. Se analiza que los bordes de subida y bajada de las señales de cruce por cero, ocurren siempre en la mitad del paso en el que no se encuentran activas cada una de las fases enmarcadas y por lo tanto están conduciendo las otras dos.

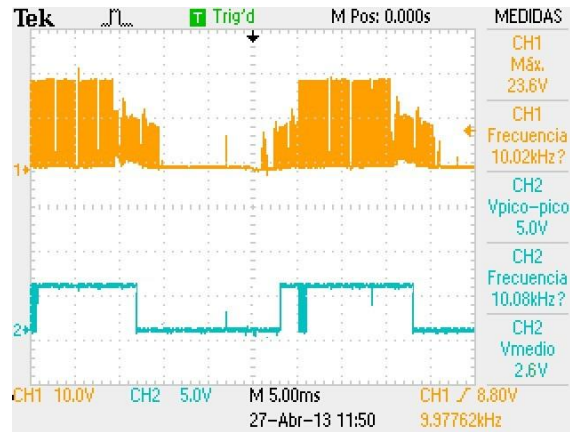


Figura 36. CH1: Fase a CH2: ZCPa Ciclo útil: 20%

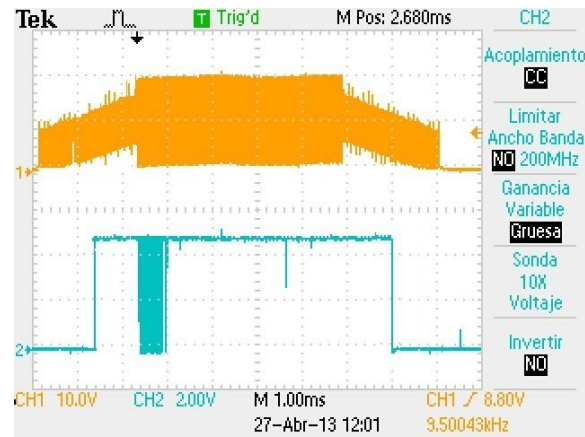


Figura 37. CH1: Fase a CH2: ZCPa Ciclo útil: 50%

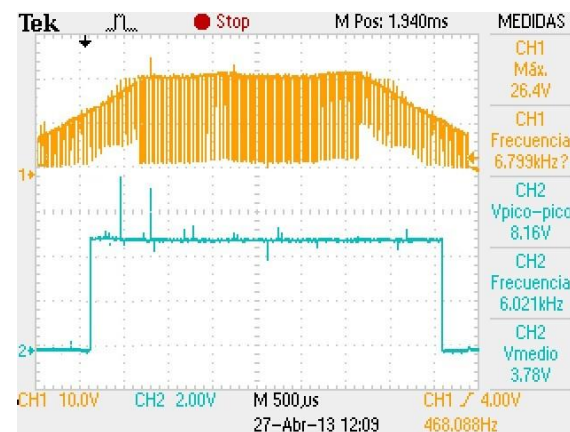


Figura 38. CH1: Fase a CH2: ZCPa Ciclo útil: 90%

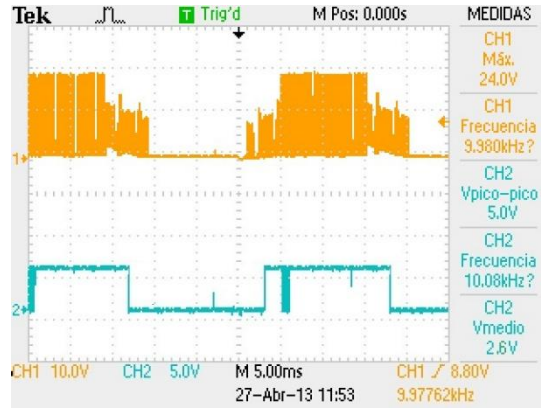


Figura 39. CH1: Fase b CH2: ZCPb Ciclo útil: 20%

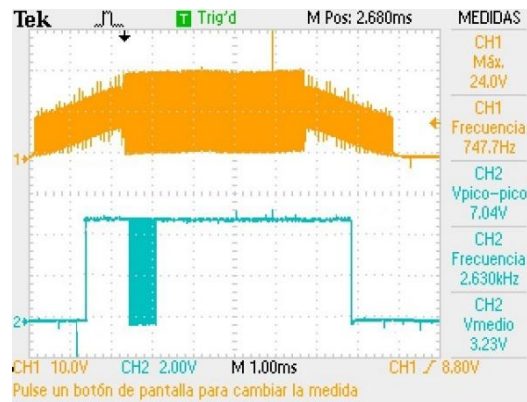


Figura 40. CH1: Fase b CH2: ZCPb Ciclo útil: 50%

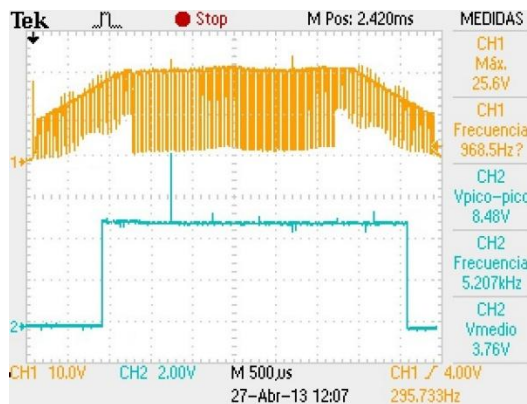


Figura 41. CH1: Fase b CH2: ZCPb Ciclo útil: 90%

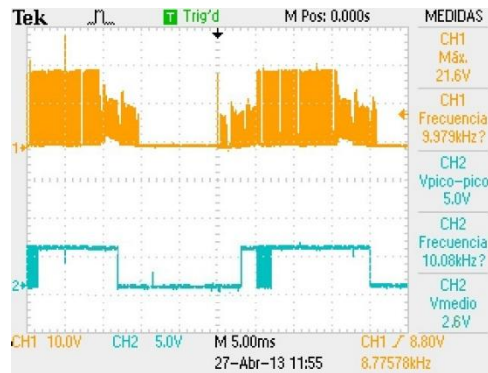


Figura 42. CH1: Fase c CH2: ZCPc Ciclo útil: 20%

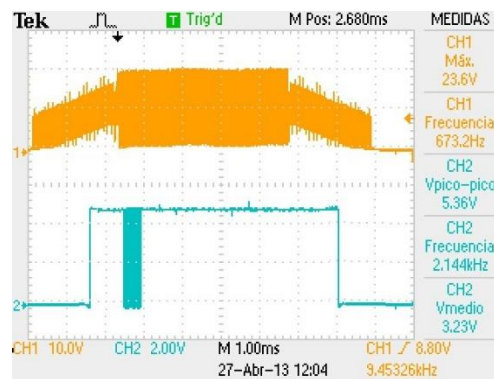


Figura 43. CH1: Fase c CH2: ZCPc Ciclo útil: 50%

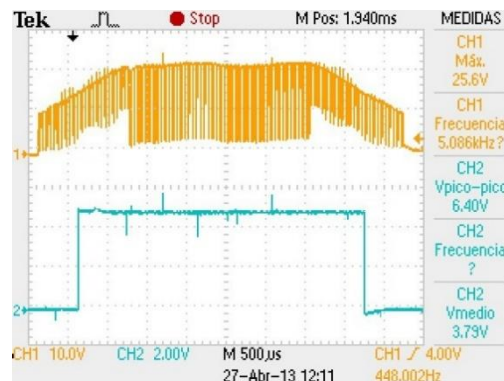


Figura 44. CH1: Fase c CH2: ZCPc Ciclo útil: 90%

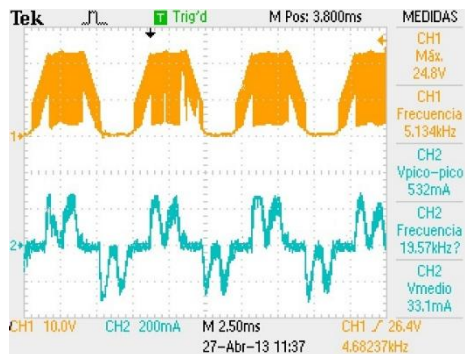
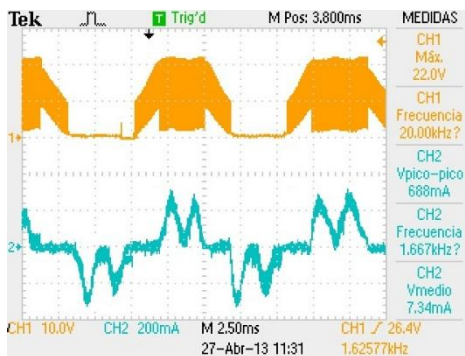
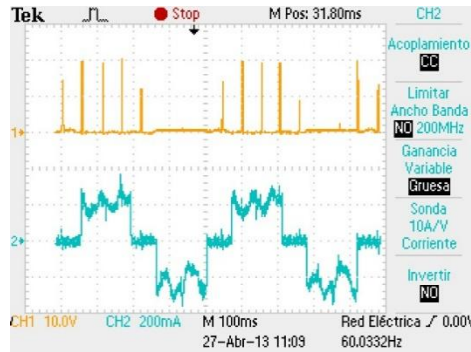
El lector puede observar que en cada una de las tres fases, cuando hay un ciclo útil cercano al 100%, como se ve en las Figuras 38, 41 y 44 y por ende la velocidad del rotor es alta, existe un pequeño desfase con respecto a la mitad del paso.

Como se explicaba antes, este fenómeno se debe a la etapa de filtrado y reconstrucción del neutro la cual está compuesta por divisores de tensión y filtros pasa bajas, donde este último introduce un retardo fijo independiente de la velocidad de rotación. Cuando la velocidad del motor aumenta y por ende la conmutación entre cada una de las fases se vuelve más rápida, este retardo se hace más

comparable con estos tiempos de conmutación, causando problemas de sincronía a altas revoluciones y generando un más alto consumo de corriente.

5.3 Fase y Corriente

En las siguientes gráficas se muestra la comparación entre el voltaje de cada una de las fases y la corriente que fluye a través de éstas, para tres diferentes ciclos útiles, y poder analizar su comportamiento.



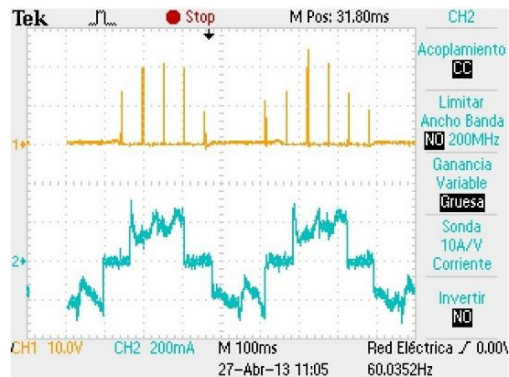


Figura 48. CH1: Fase b CH2: Ib Ciclo útil: 10%

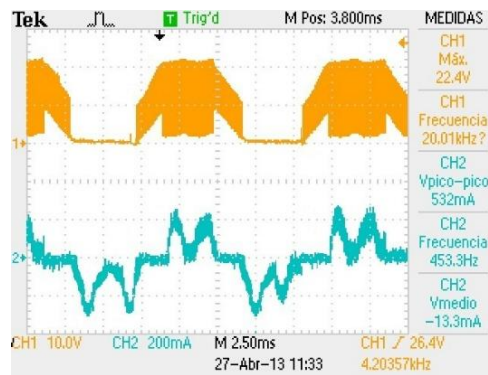


Figura 49. CH1: Fase b CH2: Ib Ciclo útil: 50%

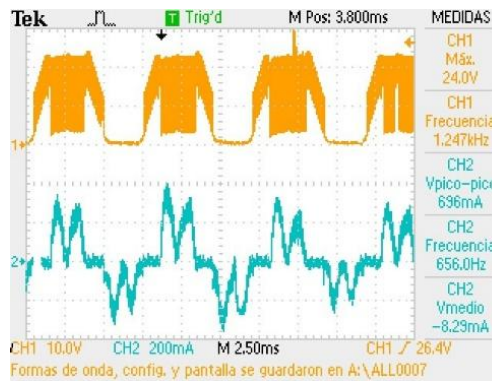


Figura 50. CH1: Fase b CH2: Ib Ciclo útil: 90%

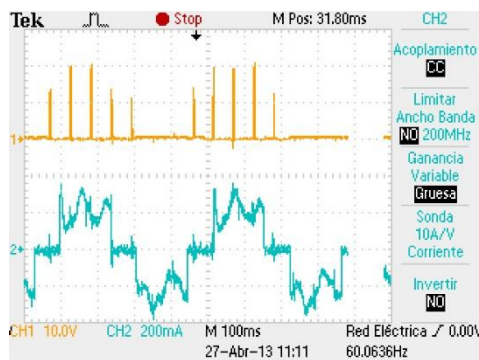


Figura 51. CH1: Fase c CH2: Ic Ciclo útil: 10%

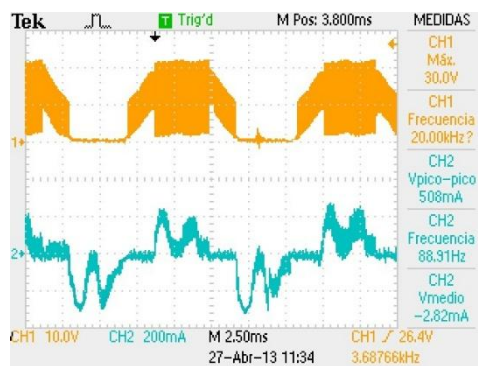


Figura 52. CH1: Fase c CH2: Ic Ciclo útil: 50%

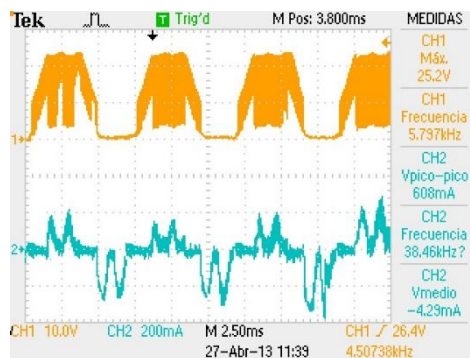


Figura 53. CH1: Fase c CH2: Ic Ciclo útil: 90%

Se pudo observar que a medida que aumenta el ciclo útil, el pico de corriente también aumenta, pero continúa la sincronía entre ambas señales, hasta tal punto donde la velocidad se acerca al límite máximo.

Por último, la señal correspondiente al consumo de corriente de la etapa de potencia, presente en la resistencia de censado en el momento en el cual se activa la protección por FAULT del modo de PWM, alcanzando su valor límite de 800 mA.

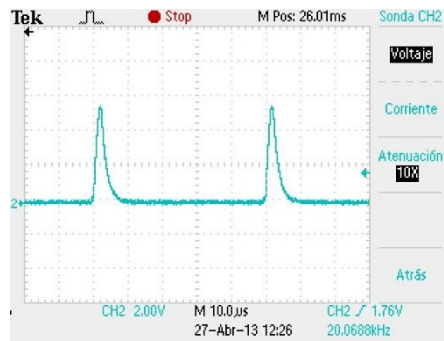


Figura 54. Corriente del sistema

5.4 Relación Voltaje de Entrada y Velocidad de Giro

En la siguiente gráfica, se tiene la relación lineal entre el voltaje promedio aplicado al motor y la velocidad de giro obtenida. La máxima velocidad alcanzada en la cual se tenía 100% de ciclo útil fue de 5755 rpm a pesar de que el fabricante promete a 24V una velocidad de 7353rpm, lo que puede deberse a los resultados del continuo uso del motor con fines académicos, que por falta de mantenimiento puede comenzar a presentar problemas en partes como sus rodamientos, lo que aumentaría la fricción del motor alterando sus respuestas teóricas.

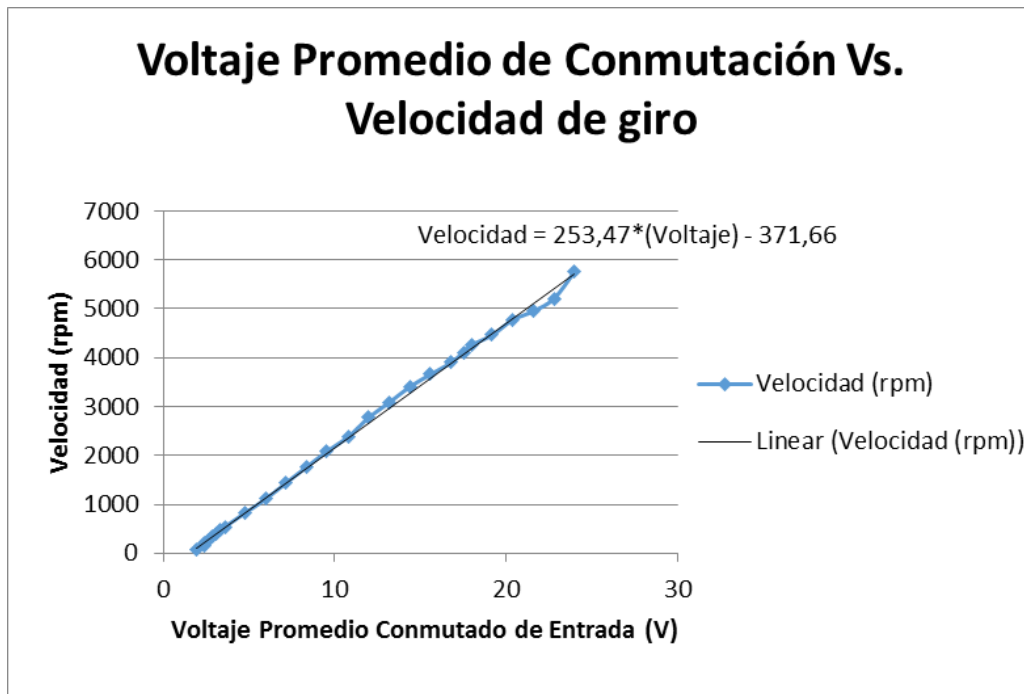


Figura 55. Voltaje Vs. Velocidad

Es de apreciar que aunque los resultados no son completamente lineales, la técnica de detección de cruces por cero y el controlador, hacen ajustar el voltaje de entrada al motor hasta obtener la velocidad requerida.

5.5 Relación Corriente Promedio del Sistema y Velocidad de Giro

A medida que aumenta la velocidad, el consumo del sistema también aumenta, debido a la energía que se necesita para que el rotor se desplace más rápido. El consumo nominal a máxima velocidad fue de 165 mA mientras que lo especificado por el fabricante es de 100mA para 7353 rpm.

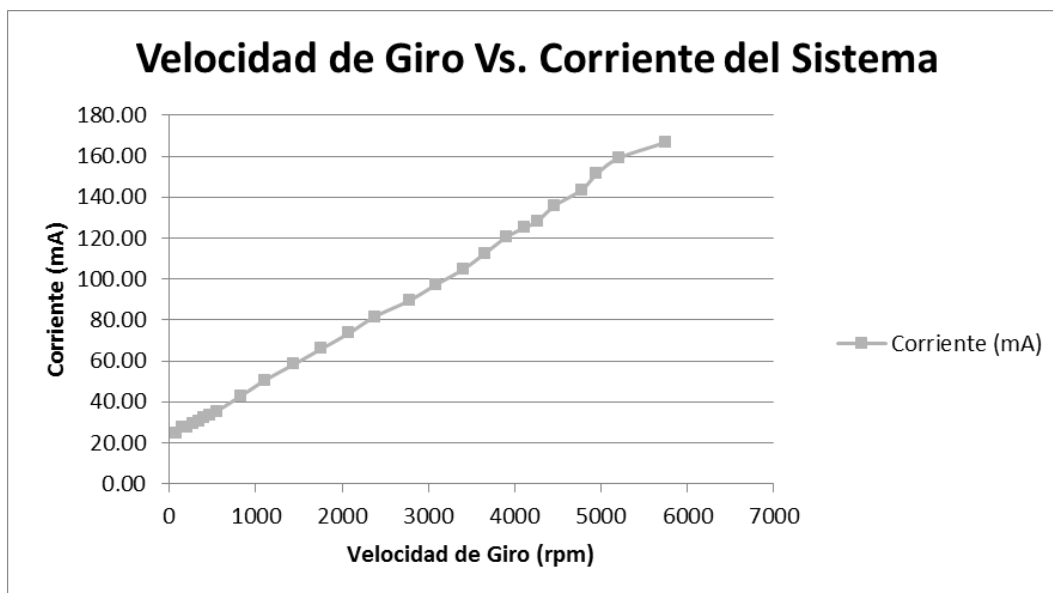


Figura 56. Velocidad Vs. Corriente Promedio

A su vez, también es importante anotar que la Figura 56 muestra la corriente promedio total del sistema incluyendo lo consumido por la etapa de potencia y el resto del circuito. Aunque es de especificar que la primera es la que representa el mayor porcentaje, mientras que el resto del circuito consume por sí solo aproximadamente 8 mA.

5.6 Costos y Fuentes de Financiación

Los costos de desarrollo del proyecto se estimaron de la siguiente manera: Los equipos y software necesarios se estimaron como un costo mensual de alquiler, otros elementos necesarios para el desarrollo que son de carácter permanente en el montaje se consideraran como adquiridos, la mano

de obra técnica y de ingeniero se consideran por hora estimando que la duración del proyecto es de aproximadamente 8 meses, con jornadas laborales de 5 horas diarias, y 25 días hábiles al mes.

Relacionando los costos anteriores en pesos colombianos, tenemos:

Microprocesador dsPIC 30fXXXX	\$27.000
Circuitos Impresos (Montaje Superficial)	\$57.000
Motor Brushless DC	\$150.000
Componentes Etapas de Potencia	\$65.000
Componentes varios	\$37.000
Hora Ingeniero (x1000)	\$12'150.000
Hora – Mano de Obra (x 100)	\$1'250.000
Alquiler de Equipo – Mensual (x 4)	\$3'400.000
COSTO TOTAL	\$17'136.000

Tabla 7. Elementos y costos que componen el trabajo de grado

Las fuentes de financiación son de carácter personal e involucran a los miembros partícipes del trabajo de grado, debido a que no se encuentra alguna otra entidad o grupo de investigación que aporte recursos más que los netamente intelectuales por parte del director del proyecto, el ingeniero Camilo Otálora Sánchez y el alquiler del equipo usado, aportado por el laboratorio de la facultad de electrónica.

6 CONCLUSIONES

La técnica de sensado por Back EMF en el control de motores DC sin escobillas reduce teóricamente tanto la inversión requerida como el espacio físico demandado, trayendo así ventajas bastante atractivas para cierto tipo de aplicaciones; sin embargo es de resaltar que también trae sus propias restricciones por el diseño implementado, siendo una de las más significativas el rango de velocidad controlado.

Por la naturaleza del voltaje contra inducido, a bajas velocidades angulares se hace muy difícil determinar el punto exacto de cruces por cero debido a que el ruido del sistema se hace comparable con la señal Back EMF; a medida que la interacción de campos magnéticos aumenta su energía, éste voltaje inducido aumenta y se pueden atenuar sus componentes de alta frecuencia sin perder información considerable para determinar el cruce, razón por la cual éste método de sensado se hace pertinente después de 200 rpm. Por otro lado, en altas revoluciones el retraso introducido por la etapa de filtrado se hace equivalente de manera porcentual al tiempo de conmutación de cada una de las fases el cual es bastante pequeño, generando así pequeñas discrepancias en tiempos de conmutación y errores de sincronía del sistema, efectos que comienzan a ser apreciables luego de 5000 rpm.

Aunque se planteaba desde un principio poder controlar la velocidad del motor en todo el rango que éste lo permitiera, la técnica de sensado junto con el diseño implementado restringe un uso de entre 200 y 5000 rpm aproximadamente. Los valores fuera del rango del sistema, pero dentro del rango

del motor, no están confinados a no ser controlados con un modelo distinto de sensado por Back EMF, sólo se debe posibilitar la comparación del neutro con el voltaje contra inducido con mucha más precisión incluso cuando éstos valores son muy pequeños y considerables con el ruido del sistema. Existen otras técnicas de filtraje y comparación de voltajes que brindan la posibilidad de realizar esta labor con mucha más exactitud y sin retardos de fase que perjudiquen al control como lo es la descrita en [1] donde se requieren filtros digitales no lineales para las señales de Back EMF y se procesan internamente para detectar el punto de cruce con neutro más eficientemente, temática que podría abarcar otro proyecto de grado como mecanismo de solución de esta limitante.

En cuanto a la implementación del controlador PID, los parámetros calculados teóricamente y modelados para tener una aproximación sobre el comportamiento del sistema fueron de gran aporte al proyecto, pues aunque es de esperarse discrepancia entre el modelo teórico y real, los valores de ganancia obtenidos para el control son pertinentes en la respuesta del motor, logrando acoplar todas las variables y obtener una respuesta de acuerdo a lo esperado, permitiendo así concluir este proyecto con la satisfactoria realización general del control de velocidad en motores DC brushless sin el uso de sensores externos.

7 BIBLIOGRAFÍA Y FUENTE DE INFORMACIÓN

- [1] Torres Daniel, “*Sensorless BLDC Control with Back-EMF Filtering Using a Majority Function*”, Nota de Aplicación Microchip Technology Inc.
- [2] Charlie Elliott, Steve Bowling, “*Using the dsPIC30F for Sensorless BLDC Control*”, Nota de Aplicación Microship Tecnology Inc.
- [3] Ward Brown, “*Brushless DC Motor Control Made Easy*”, Nota de Aplicación Microchip Technology Inc.
- [4] Perales Alfonso, “*Motores sin escobillas*” Disponible en: <http://tecnica.carbi.net/newpage2.html>
- [5] Jianwen Shao, “*Direct Back EMF Detection Method for Sensorless Brushless DC (BLDC) Motor Drives*” – Tesis provista por la Facultad de Ingeniería del Instituto Politécnico de Virginia.
- [6] Herrera Diego Alberto y Torres Felipe Andrés, “*Control de Posición-Velocidad para motores DC Brushless*” – Tesis provista por la Biblioteca General de la Pontificia Universidad Javeriana, sección Trabajos de Grado.
- [7] Texas Instrument, “*Documento Guía para el control de motores Brushless*” Disponible en: http://www.ti.com/solution/motor_control_brushless_dc
- [8] Stan D’Souz, “*Sensorless BLDC Motor Control Using dsPIC30F2010*”, Nota de Aplicación Microship Technology Inc.
- [9]Cotte, Jorge Mario – Moreno, Andrés Felipe, “*Diseño de control robusto de velocidad de motores Brushless para robótica aérea*”, Trabajo de Grado para optar por el título de ingeniero electrónico de la Universidad Nacional de Colombia.
- [10] Rairán-Antolines, José Danilo, “*Diseño de controladores de tipo proporcional integral derivativo (PID) y difuso para la posición de un motor de corriente continua (DC)*”, Nota de Aplicación provisto por la Biblioteca General de la Pontificia Universidad Javeriana.
- [11] Roger Juanpere Tolrà, “*Técnicas de control para motores Brushless*”, Nota de Aplicación ingenia-cat – Motion Control Department.
- [13] Microchip Inc, “*dsPIC30F Family Reference Manual*”, Manual de dsPIC familias 30FXXXX, Microchip Technology Inc.
- [14] Pittman Express, “*Datasheet N2311A01 Brushless Motor*”, Manual de motor brushless, Pittman Express.
- [15] Microchip Inc, “*dsPIC30F6015/0 Manual*”, Manual de dsPIC30F6010 y dsPIC30F6015, Microchip Technology Inc.

8 ANEXOS

NOTICE: CONFIDENTIAL PROPRIETARY INFORMATION THIS PRINT CONTAINS IDEAS, INFORMATION, AND INTELLECTUAL PROPERTY WHICH ARE THE EXCLUSIVE PROPERTY OF PITTMAN DIVISION OF PERRY ENGINEERING & MANUFACTURING CORP. RECEIVERS MUST KEEP THE INFORMATION DISCLOSED HEREIN CONFIDENTIAL AND REPRODUCTION IS EXPRESSLY PROHIBITED FROM COPYING OR PUBLICATION OF THIS PRINT INCEPT TO OTHERS IN THEIR ORGANIZATION ON A NEED-TO-KNOW BASIS.

REVISIONS

ITER	DESCRIPTION	DATE/ENGR	DATE	APPR
A	PROTOTYPE RELEASE	TJK/TJK	8/18/99	KPW
B	REMOVED NOTE 7 FLAG	TJK/TJK	9/14/99	KPW
C	REMOVED CONNECTOR, UPDATED WIRING SEQUENCE	TJK/TJK	11/2/99	KPW
D	ADDED: MAX. UPDATED: "L" DIMENSION	TJK/TJK		
E	ADDED: N2313 & N2311	K,P	8/4/00	JAM
F	PRODUCTION RELEASE	K,P		

WIRING SEQUENCE

BROWN	MOTOR	ØA
RED	MOTOR	ØB
ORANGE	MOTOR	ØC
GREY	SENSOR	Ø1
BLUE	SENSOR	Ø2
WHITE	SENSOR	Ø3
VIOLET	SENSOR	Vcc
BLACK	SENSOR	GND
COLOR	FUNCTION	

1/4" STRIPPED AND TINNED, TYP.

4X R .18

3.982	N2316
3.482	N2315
2.982	N2314
2.482	N2313
1.982	N2312
1.532	N2311
"L"	MOTOR

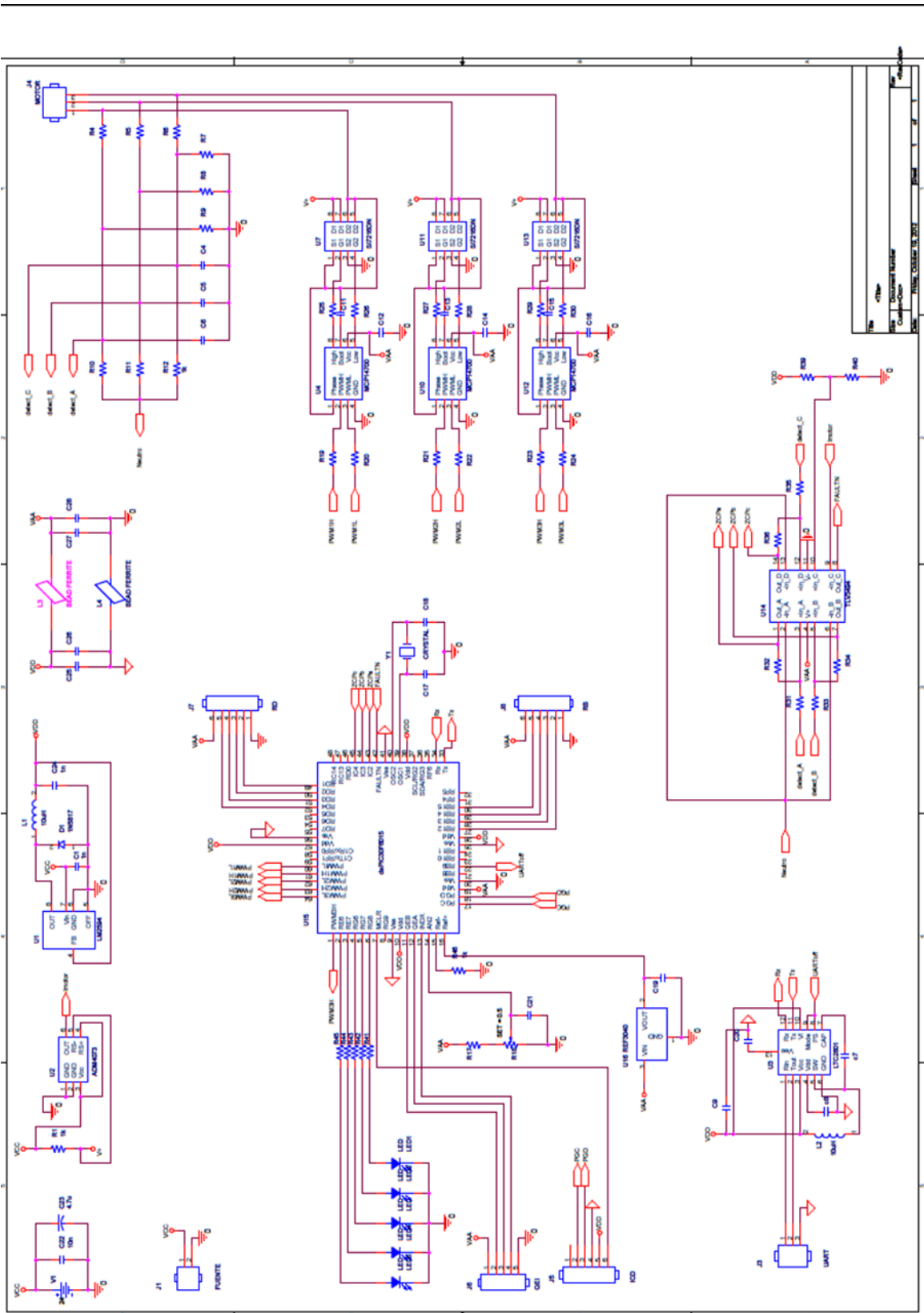
DESIGN ENGINEER	TJK	DATE	8/25/99
DRAWN	TJK	DATE	8/25/99
CHECKED	KPW	DATE	8/27/99
APPROVED			
DATE:			
FINISH:			
USED ON:			

PITTMAN
PERRY ENGINEERING & MANUFACTURING CORP.

TITLE: SIZE 23 MOTOR OUTLINE

DWG. NO. 150-626 **REV.** F

SCALE: 1 OF 1



Rev	4/78
Rev	DESCRIPTION NUMBER
Rev	COMPT/COMP
Rev	DATE
Rev	PRINT
Rev	CHECKED
Rev	DRAWN
Rev	DATE

RESISTENCIAS				CONDENSADORES				INDUCTANCIAS	
R	Valor (Ω)	R	Valor (Ω)	C	Valor (F)	C	Valor (F)	L	Valor (H)
R1	0,5	R27	27	C1	4.7 μ	C23	4.7 μ	L1	10 μ
R4	12 k	R28	27	C4	10 n	C24	1 μ	L2	10 μ
R5	12 k	R29	27	C5	10 n	C25	1 μ	-	-
R6	12 k	R30	27	C6	10 n	C26	10 n	-	-
R7	3,3 k	R31	1 k	C7	220 n	C27	1 μ	-	-
R8	3,3 k	R32	270k	C8	1 μ	C28	10 n	-	-
R9	3,3 k	R33	1 k	C9	1 μ	-	-	-	-
R10	4,7 k	R34	270k	C11	0.1 μ	-	-	-	-
R11	4,7 k	R35	1 k	C12	1 μ	-	-	-	-
R12	4,7 k	R36	270 k	C13	0.1 μ	-	-	-	-
R17	500	R39	1 k	C14	1 μ	-	-	-	-
R18	2 k	R40	4,7 k	C15	0.1 μ	-	-	-	-
R19	300	R41	1 k	C16	1 μ	-	-	-	-
R20	300	R42	1 k	C17	33 p	-	-	-	-
R21	300	R43	1 k	C18	33 p	-	-	-	-
R22	300	R44	1 k	C19	4.7 μ	-	-	-	-
R23	300	R45	1 k	C20	1 μ	-	-	-	-
R24	300	R46	10	C21	1 μ	-	-	-	-
R25	27	R47	10 k	C22	10 n	-	-	-	-
R26	27	-	-	-	-	-	-	-	-

