

DISEÑO DE CONTROL ROBUSTO DE
VELOCIDAD DE MOTORES BRUSHLESS PARA
ROBÓTICA AEREA



TRABAJO DE GRADO PARA OPTAR POR EL TÍTULO DE
INGENIERO ELECTRÓNICO

JORGE MARIO COTTE CORREDOR
ANDRÉS FELIPE MORENO PINEDA

JUNIO DE 2010

DIRECTOR:
JORGE SOFRONY ESMERAL PhD

UNIVERSIDAD NACIONAL DE COLOMBIA
FACULTAD DE INGENIERÍA
DEPARTAMENTO DE INGENIERÍA ELÉCTRICA Y
ELECTRÓNICA

Agradecimientos

Queremos agradecer a todas las personas que hicieron posible la realización de este trabajo de grado. En primer lugar al ingeniero Jorge Sofrony por su apoyo y guía durante este proyecto, sin los cuales habría sido imposible su realización. También agradecemos al ingeniero Leonardo Solaque y al departamento de ingeniería mecatrónica de la Universidad Militar Nueva Granada por compartir con nosotros su espacio y su tiempo en buena parte del semestre. El departamento de ingeniería mecánica y mecatrónica, el laboratorio de automatización industrial y los laboratorios de ingeniería eléctrica y electrónica de la Universidad Nacional de Colombia sede Bogotá, en los cuales se realizó la parte culminante del trabajo, con los cuales estamos agradecidos. A nuestros familiares y amigos, que apoyaron las actividades y el tiempo que dedicamos a este proyecto.

Especialmente queremos agradecer a la Universidad Nacional de Colombia, que como institución de carácter público, nos brindó la formación en la disciplina de la ingeniería y la oportunidad de alcanzar un grado profesional con el cual esperamos contribuir al desarrollo económico y social de Colombia.

Índice general

1. Introducción	1
1.1. Planteamiento del problema y solución propuesta	1
1.2. Meta y objetivos	2
1.3. Motores DC sin escobillas (Brushless DC motors).	2
1.3.1. Tipos de motores sin escobillas	3
1.4. Métodos de conmutación de motores sin escobillas	4
1.4.1. Conmutación trapezoidal o six steps mode	4
1.4.2. Conmutación sinusoidal	5
1.4.3. Control vectorial o Field Oriented Control	6
1.5. Aerodinámica del Helicóptero y las Aspas	7
1.5.1. Tipos de perfiles	7
1.5.2. Terminología de un perfil	8
1.5.3. Ángulo de ataque	8
1.5.4. Ángulo de incidencia	9
1.5.5. Viento Relativo	9
1.5.6. Fuerza aerodinámica	11
1.5.7. Velocidad del rotor	13
1.5.8. Límites sugeridos para hélices APC	14
1.5.9. Características Aerodinámicas	15
2. Estado del arte de los Quadrotor	17
3. Medición de empuje	19
3.1. Diseño del banco de pruebas	19
3.2. Medición de Empuje de los Propulsores	20
3.2.1. Motor E500 6T	23
3.2.2. Conclusiones	24
3.2.3. Motor 35-30 -1450 Kv GPMG 4600	25
3.2.4. Conclusiones	26

3.2.5. Caracterización del propulsor	28
4. Controlador electrónico de velocidad (ESC)	33
4.1. Esquema físico y lógico del ESC	33
4.1.1. Inicialización	34
4.1.2. Conmutación sin sensores	34
4.1.3. Filtro de conmutación	35
4.1.4. Control de corriente y velocidad	36
4.1.5. Puesto de detección	37
4.2. Etapa de Potencia	38
4.3. Puente inversor monofásico modulado por PWM	39
4.4. Inversor Trifásico de Onda Cuadrada	40
4.4.1. Contenido Armonico	43
4.5. Etapa de potencia seleccionada	45
4.5.1. Mosfet de Potencia	47
4.5.2. Simulación de la Etapa de Salida	48
4.6. Medición de posición en motores brushless	50
4.6.1. Fuerza Contra Electro Motriz o Back EMF	52
4.6.2. Uso del Back EMF para medir la posición del rotor	53
4.6.3. Esquema propuesto para la medición de posición del motor	56
4.7. Modelo reducido del motor	60
4.8. Lazo abierto	61
4.8.1. Rampa de corriente en lazo abierto	62
4.9. Lazo Cerrado	66
4.9.1. Controlador PID	66
4.9.2. PID Discreto	68
4.10. Implementación	69
4.11. Protocolo de comunicaciones I ² C(Inter-Integrated Circuit)	73
4.11.1. Direccionamiento de dispositivos en el bus I ² C	74
4.11.2. Condiciones de Start y Stop	75
4.11.3. Transferencia de datos	75
4.11.4. Lectura desde un dispositivo esclavo	77
4.11.5. Funcionamiento dentro del proyecto	77
5. Resultados	79
5.1. Diseño de potencia	79
5.1.1. PCB	79
5.1.2. Encendido y apagado de MOSFETs	81
5.2. Resultados controlador	87

<i>ÍNDICE GENERAL</i>	5
5.2.1. Control de lazo abierto. Rampa de arranque	87
5.2.2. Sintonización PID	89
5.2.3. Saturacion del integrador	90
6. Conclusiones	93
6.1. Mejoras futuras	93
Bibliografía	95
7. ANEXO A	97

Índice de figuras

1.1. Esquema de los seis posibles caminos de circulación de corriente en el control trapezoidal [14]	5
1.2. Corrientes en las bobinas y torque del motor [14]	6
1.3. Perfiles de una hélice [16]	9
1.4. Angulo de ataque [16]	9
1.5. Angulo de incidencia [16]	10
1.6. Componentes del movimiento relativo [16]	11
1.7. Descomposición de la fuerza aerodinámica [16]	12
1.8. Fuerzas actuantes sobre un plano aerodinámico [16]	12
1.9. Velocidad de las aspas en estacionario [16]	13
1.10. Triángulos de velocidades y fuerzas [15]	15
3.1. Balancin para dos propulsores. Departamento de Ingeniería Mecatrónica de La Universidad Militar Nueva Granada . . .	20
3.2. Banco de pruebas para medición de empuje de los propulsores	21
3.3. E500 6T Brushless DC Motor	23
3.4. Relación empuje vs corriente, motor E500 hélice 10x4,7 . . .	24
3.5. Relación empuje vs corriente, motor E500, hélice 8x3,8. . . .	25
3.6. GPMG 4600 Brushless DC Motor	25
3.7. Curvas de empuje vs corriente, motor GPMG	26
3.8. Cociente de sustentación de las combinaciones motor-hélice probadas.	28
3.9. Señal PWM de referencia	29
3.10. Estandarización de la señal de referencia	29
3.11. Datos experimentales y linealización	30
4.1. Inicialización y arranque	35
4.2. Vista del tiempo de conmutación [20]	36
4.3. Maquina de estados de la conmutación sin sensores	37

4.4. Puente inversor monofásico [22]	39
4.5. Ondas de salida para el puente inversor monofásico [22]	40
4.6. Ondas de salida PWM cuadrado del inversor: (a) voltajes de entrada del comparador; (b) salida del comparador y voltaje en las terminales [22]	41
4.7. Puente inversor trifásico [22]	42
4.8. Voltajes de salida para un inversor trifásico controlado por PWM cuadrado: (a), (b), (c) voltajes de entrada del comparador; (d), (e), (f) voltajes de polo; (g) voltaje de línea; (h) voltaje línea-neutro [22]	42
4.9. Sincronización de los interruptores [22]	43
4.10. Salida de tensión en las fases [22]	44
4.11. Tensiones de línea para una carga en estrella [22]	44
4.12. Tensión y corriente de fase con una carga RL [22]	44
4.13. Etapa de potencia del controlador de velocidad	46
4.14. Modo de 6 pasos en las bobinas del motor	47
4.15. PWM generado, tomado de [3]	47
4.16. Configuración de compuertas AND para multicanalizar la PWM. [3]	49
4.17. Señal para la fase A.	49
4.18. Señal para la fase A.	50
4.19. Señal para la fase A.	50
4.20. Voltaje de la fase A	51
4.21. Voltaje de la fase B	51
4.22. Voltaje de la fase C	52
4.23. Fem inducida en una espira [1]	53
4.24. Back EMF y corriente por una fase del motor [2]	54
4.25. (A) Esquema de detección del cruce por cero del Back EMF con el punto neutro; (B) Esquema de detección del cruce por cero del Back EMF con el neutro virtual [2]	55
4.26. Medición del Back EMF y neutro virtual filtrados [2]	56
4.27. Esquema propuesto para la medición del Back EMF	57
4.28. Diagrama de Bode de amplitud del filtro RC	58
4.29. Detección del cruce por cero en una de las fases del motor	59
4.30. Modelo simplificado de un motor BLDC de dos polos. Dos posiciones sucesivas del rotor [12]	60
4.31. Conexión en Y o Δ del motor BLDC [12]	61
4.32. Rampa de PWM para el arranque en lazo abierto [12]	63
4.33. Velocidad del rotor durante el arranque en lazo abierto [12]	64
4.34. Sistema de lazo cerrado con controlador PID [13]	66
4.35. Esquema del controlador PID [13]	67

4.36. Respuesta al paso del control P, PI y PID [13]	68
4.37. Esquema del ESC en lazo abierto	70
4.38. Esquema del ESC en lazo cerrado con control PID	72
4.39. Vista detallada del periodo de conmutación en lazo cerrado [20]	73
4.40. El bus I ² C [10]	74
4.41. Condiciones de inicio y parada [10]	75
4.42. Reconocimiento [10]	76
4.43. Transferencia de datos [10]	76
4.44. Transmision de datos por parte del Maestro [9]	77
4.45. Recepción de datos por parte del Maestro [9]	77
4.46. Lectura de registros desde el Esclavo	78
5.1. Capa superior del PCB de potencia	80
5.2. Capa intermedia 1 del PCB de potencia	81
5.3. Capa intermedia 2 del PCB de potencia	81
5.4. Capa inferior de PCB de potencia	82
5.5. Imagen en 3D del PCB de potencia, vista superior	82
5.6. Imagen en 3D del PCB de potencia, vista inferior	83
5.7. PCB de potencia en su parte inferior	83
5.8. PCB de potencia en su parte superior	83
5.9. Arriba señal de encendido Mosfet P, Abajo señal en la com- puerta para el Mosfet P	84
5.10. Arriba señal de encendido Mosfet P, Abajo señal en fuente del Mosfet P	84
5.11. Arriba señal de encendido Mosfet N, Abajo señal en la com- puerta Mosfet N	85
5.12. Back EMF y Tierra virtual ambos con acoplamiento capacitivo	85
5.13. Arriba señal de activacion Mosfet N fase U, Abajo señal de salida de la fase U en el Mosfet N	86
5.14. Señales de activación de fase U del motor a 1250RPM	88

Capítulo 1

Introducción

1.1. Planteamiento del problema y solución propuesta

En importantes universidades e institutos de investigación a nivel mundial se está explorando el campo de los robots voladores autónomos de movimiento en tres ejes, estas plataformas pequeñas tienen un gran potencial para la exploración de lugares de difícil acceso o peligrosos para los humanos, búsqueda de personas o daños específicos en edificios semicolapsados, puentes debilitados o túneles. También pueden ser usados en reconocimiento de terrenos desde altura, búsqueda de personas en áreas boscosas, cartografía de zonas de difícil acceso, identificación de estructuras o patrones de terreno específicos, al igual que en la búsqueda de objetos o personas en lugares cerrados y exploración al interior de edificaciones. Gracias a la versatilidad y libertad de movimientos de estos robots muchas más aplicaciones pueden ser formuladas. El desarrollo en los materiales, los actuadores mecánicos, la sensorica y algoritmos de exploración y generación de trayectorias llevan al mejoramiento de estas plataformas, como mayor capacidad de carga, mayor autonomía de vuelo y eficiencia en la exploración. Este es un campo de gran interés para el desarrollo tecnológico en sistemas aeroespaciales y representa una inmensa cantidad de posibles desarrollos y aplicaciones en el contexto nacional.

Un diseño anterior de un robot aéreo de cuatro rotores (cuatrirotor) fue implementado en la universidad, usando motores DC y engranes de reducción para los propulsores. Este sistema de propulsión puede ser mejorado usando motores con mayores prestaciones y eliminando la necesidad de en-

grandes de reducción, incrementando así la eficiencia del sistema. Este trabajo se concentra en el desarrollo de un sistema de propulsión, completamente caracterizado, usando motores dc sin escobillas (BLDC) que son más eficientes y tienen una mejor relación potencia peso que un motor dc común. Estos motores son ideales para el cuatrirotor pues son más eficientes y pueden ser acoplados directamente a la hélice sin necesidad de engranes de reducción. Tienen el inconveniente de que su control es más complejo, pues son motores trifásicos que requieren una etapa de potencia más compleja que el puente H usado comúnmente. También requieren la medición de la posición del rotor, que en motores más grandes y costosos se realiza con sensores de efecto Hall, pero en el caso de los pequeños, se mide por medio del efecto de la fuerza contraelectromotriz. Sin embargo estos problemas pueden ser resueltos y se obtienen grandes beneficios para el desempeño del cuatrirotor.

1.2. Meta y objetivos

La meta en este trabajo de grado es aportar una base teórica sobre el funcionamiento de los motores brushless y los métodos de control existentes. También lo es contribuir con el desarrollo de las plataformas robóticas aéreas en la universidad y en el país, con la revisión del estado del arte de los cuatrirotores y sus aplicaciones más prometedoras. Finalmente, aportará un sistema controlador de velocidad de los propulsores brushless para el proyecto del cuatrirotor de la universidad.

Los objetivos condensan los tres apartes importantes para el desarrollo de este trabajo de grado. El primer objetivo es desarrollar un sistema de medición de la fuerza de sustentación lograda por un propulsor (conjunto motor-hélice). El segundo objetivo se centra en el diseño y la descripción del circuito de potencia usado para alimentar los motores brushless. El tercer objetivo es el diseño y la implementación del control de velocidad para el propulsor.

1.3. Motores DC sin escobillas (Brushless DC motors).

Los motores de corriente continua sin escobillas (BLDC) son uno de los tipos de motores que más popularidad ha ganado en los últimos años. Estos

1.3. MOTORES DC SIN ESCOBILLAS (BRUSHLESS DC MOTORS). 3

se emplean en sectores industriales tales como: Automovilístico, aeroespacial, consumo, médico, equipos de automatización e instrumentación. Esto dada sus numerosas ventajas frente a otro tipo de motores.

La principal característica de los motores BLDC es que no emplean escobillas en la conmutación para la transferencia de energía, ya que estas producen rozamiento, disminuyen el rendimiento, generan calor, son ruidosos y demandan una sustitución periódica y, por tanto, un mayor mantenimiento. Algunas de las ventajas de los motores BLDC con respecto a los motores DC convencionales son:

- Mejor relación velocidad - par motor
- Mayor respuesta dinámica
- Mayor eficiencia
- Mayor vida útil
- Menor ruido
- Mayor rango de velocidad

También, la relación par-motor/tamaño es mucho mayor, por lo que son muy útiles en ambientes de trabajo con espacio reducido.

1.3.1. Tipos de motores sin escobillas

Los motores BLDC se fabrican de dos tipos, inrunner y outrunner. Los primeros desarrollan mayor velocidad y suelen ser mas pequeños, entregan su torque máximo a muy altas revoluciones por minuto, por lo que se usan siempre con engranajes reductores. En estos motores el elemento móvil es el eje, sobre el cual se encuentran instalados los imanes permanentes; Por otra parte los motores outrunner desarrollan su torque máximo a velocidades mas bajas, por lo que usualmente no necesitan reducción, y se pueden acoplar directamente a una hélice. En estos los imanes permanentes están instalados en la carcasa externa del motor, que en este caso es la que gira y el bobinado se encuentra fijado al eje.

Estos motores trabajan por medio de variadores, también llamados controladores de velocidad (electronic speed controler o ESC), que transforman la corriente continua de las baterías en una tensión alterna trifásica y la alimentan a los bobinados en cierta secuencia dependiendo de la posición del rotor.

Para manejar los motores se precisa el conocimiento de la posición del rotor en cada momento, para lo cual se utilizan dos técnicas básicamente, dependiendo de la existencia o no de sensores en el motor, lo que los divide en dos familias: con sensores (sensored) y sin sensores (sensorless)

Sensored: Disponen de sensores de efecto hall o de encoders que indican la posición del rotor. Es habitual que tengan 3 sensores separados 120° , uno para cada bobinado del motor.

Sensorless: No tienen sensores; la posición se determina mediante la medición del efecto de la fuerza contraelectromotriz sobre las bobinas.

1.4. Métodos de conmutación de motores sin escobillas

Las técnicas de control de los motores con sensores se clasifican según el algoritmo de control utilizado. Los más usados son los siguientes, en orden creciente de eficiencia y complejidad: [\[14\]](#)

- Conmutación trapezoidal o "six step mode"
- Conmutación sinusoidal
- Control vectorial o Field Oriented Control

1.4.1. Conmutación trapezoidal o six steps mode

Es el método más simple de control de los motores sin escobillas. En este esquema se controla la corriente que circula por los terminales del motor, excitando un par simultáneamente y manteniendo el tercer terminal desconectado. Sucesivamente se va alternando el par de terminales a excitar hasta completar las seis combinaciones posibles. Las 6 direcciones de las

1.4. MÉTODOS DE CONMUTACIÓN DE MOTORES SIN ESCOBILLAS5

corrientes se muestran en la figura 1.1. [14]

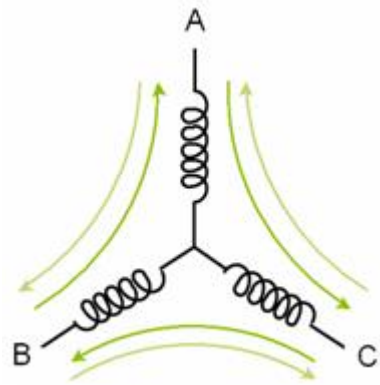


Figura 1.1: Esquema de los seis posibles caminos de circulación de corriente en el control trapezoidal [14]

Este esquema puede usarse en motores con sensores de efecto Hall, como en motores sin sensores, donde se usa para conocer la posición del rotor el censado del back EMF en la bobina que está sin excitar.

Tiene como ventajas su sencillez y facilidad de implementación por lo cual es el método más usado en motores pequeños. Pese a esto, tiene un problema inherente a la conmutación del vector de corrientes que es un rizado en el torque de salida. En aplicaciones donde se requieren fuerzas uniformes o bajas velocidades, esto puede llegar a ser inconveniente. En la figura 1.2. se muestran las corrientes por cada una de las fases, la secuencia de conmutación y el torque. [14]

1.4.2. Conmutación sinusoidal

La conmutación sinusoidal es vista como un control más avanzado y exacto que el trapezoidal, ya que intenta controlar la posición del rotor continuamente.

Esta continuidad se consigue aplicando simultáneamente tres corrientes sinusoidales desfasadas 120° a los tres bobinados del motor. La fase de estas corrientes se escoge de forma que el vector de corrientes resultante siempre esté en cuadratura con la orientación del rotor y tenga un valor constante. Como consecuencia de este procedimiento se obtiene un par más preciso y sin el rizado típico de la conmutación trapezoidal. No obstante, para poder

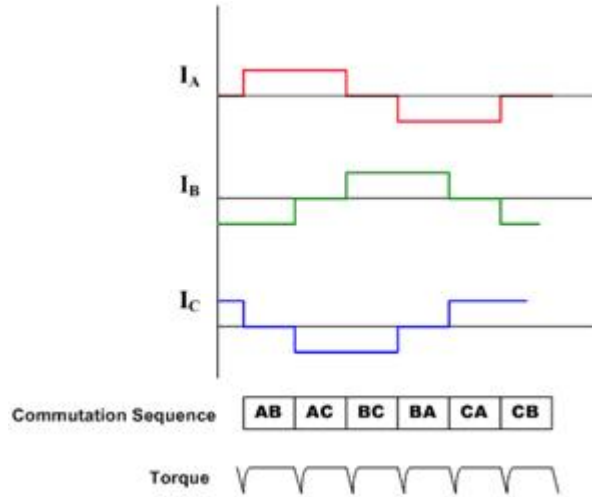


Figura 1.2: Corrientes en las bobinas y torque del motor [14]

generar dicha modulación sinusoidal es necesaria una medida precisa de la posición del rotor, que difícilmente se logra con sensores de efecto Hall, por lo cual se requiere de un encoder absoluto de alta resolución.

A bajas velocidades este método de control presenta el mejor desempeño en eficiencia y suavidad del torque, sin embargo a altas frecuencias no responde tan bien debido a la necesidad de procesar señales sinusoidales de frecuencias altas y a que los controladores PI usados para generar estas señales tienen una respuesta limitada en ganancia y frecuencia. Cuando la frecuencia es suficientemente alta, la eficiencia decrece y el error aumenta, tendiendo a un punto de cero torque. [14]

1.4.3. Control vectorial o Field Oriented Control

El problema principal que presenta la conmutación sinusoidal es que intenta controlar directamente las corrientes que circulan por el motor, las cuales son intrínsecamente variantes en el tiempo. Al aumentar la velocidad del motor, y por tanto la frecuencia de las corrientes, empiezan a aparecer problemas.

El control vectorial o Field Oriented Control (FOC) soluciona el problema controlando el vector de corrientes directamente en un espacio de referencia ortogonal y rotacional, llamado espacio D-Q (Direct- Quadrature). Dicho

espacio de referencia está normalmente alineado con el rotor de forma que permite que el control del flujo y del par del motor se realice de forma independiente. La componente directa permite controlar el flujo y la componente en cuadratura el par. Para este fin se requiere no solamente una muy buena medición de la orientación del rotor, sino un tratamiento matemático previo de las señales para transformarlas del marco trifásico estático de los bobinados en el estator al marco rotacional d-q del rotor. Este es el control que presenta mejor respuesta en todos los rangos de velocidad pero resulta ser el más costoso de implementar, lo cual lo hace inadecuado para toda aplicación en la que no sea estrictamente necesario. [14]

1.5. Aerodinámica del Helicóptero y las Aspas

Un helicóptero vuela por los mismos principios que un avión, pero en el caso de los helicópteros la sustentación se logra por la rotación de las aspas. Las aspas son la estructura que hace que la sustentación sea posible. Su forma produce sustentación cuando el aire pasa a través de ellas.

1.5.1. Tipos de perfiles

Las aspas del rotor tienen perfiles diseñados particularmente para las características del vuelo. Habitualmente los diseñadores tienen un compromiso entre el mejor diseño para un perfil para lograr mejores características de vuelo y para el desempeño del helicóptero que se piensa construir.

Los perfiles se pueden dividir en dos grandes tipos: simétricos y asimétricos. Los perfiles simétricos tienen idénticas superficies tanto en la parte superior (extrados) como en la inferior (intrados). Estos satisfacen normalmente los requerimientos de un helicóptero debido a que su Centro de Presión no varía. La variación permanece casi inalterable bajo los diferentes ángulos de ataque, ofreciendo la mejor relación sustentación/resistencia para las diferentes velocidades de la raíz y de la punta del aspa. Sin embargo un perfil simétrico produce menos sustentación que uno asimétrico, teniendo también no deseables características de pérdida. Por otra parte las palas del rotor deben adaptarse a un ancho rango de velocidades desde la raíz hasta la punta, siendo el perfil simétrico perfectamente adaptable a estas condiciones, además de tener un bajo costo y fácil construcción con respecto al perfil asimétrico. [16]

Los perfiles asimétricos tienen una gran variedad de diseño. Las ventajas de estos perfiles, en comparación con los simétricos, es su mayor capacidad de generar sustentación y mejores prestaciones ante la entrada en pérdida. Anteriormente no eran usadas debido al movimiento de su centro de presión, pero debido a los nuevos materiales de construcción de aspas son tenidos cada vez más en cuenta. [16]

1.5.2. Terminología de un perfil

En la figura 1.3 se presentan los términos utilizados en un perfil.

- **LINEA DE LA CUERDA:** Es la línea recta que pasa por el borde de ataque y por el borde de fuga.
- **CUERDA:** Es la línea recta que une el borde de ataque con el borde de fuga. Es una dimensión característica del perfil.
- **LÍNEA DE CURVATURA MEDIA:** Línea equidistante entre el extradados y el intrados. Esta línea "fija" la curvatura del perfil. Si la línea de curvatura media "cae" sobre la cuerda (como en la figura) se dice que la curvatura es positiva, si cae por debajo, negativa, y si va por debajo y por arriba, doble curvatura.
- **ORDENADA MÁXIMA:** Es la máxima distancia entre la línea de curvatura media y la cuerda del perfil. El valor suele darse en porcentaje de la cuerda.
- **ESPESOR MÁXIMO Y POSICIÓN:** Son dos características importantes, que se expresan en porcentaje de la cuerda. El valor varía desde un 3 % en los perfiles delgados hasta un 18 % en los más gruesos.
- **RADIO DE CURVATURA DEL BORDE DE ATAQUE:** Define la forma del borde de ataque y es el radio de un círculo tangente al extradados e intrados, y con su centro situado en la línea tangente en el origen de la línea de curvatura media. [16]

1.5.3. Ángulo de ataque

Se llama ángulo de ataque, al formado entre la cuerda y la dirección de la corriente libre del aire (resultante del viento relativo). Muchas son las formas en que se puede variar el ángulo de ataque, algunas por acción del piloto y otras automáticamente por el diseño del rotor. El piloto está habilitado a



Figura 1.3: Perfiles de una hélice [16]

cambiar el ángulo de ataque de las aspas por el movimiento del cíclico y/o del colectivo. Sin embargo, aunque estos comandos permanezcan estables, el ángulo de ataque de las aspas cambiará alrededor de la circunferencia del rotor, a medida que el aspa gire. Otros factores que pueden cambiar el ángulo de ataque son por ejemplo: flapeo de las palas por turbulencia o flexión de las mismas. [16]



Figura 1.4: Ángulo de ataque [16]

1.5.4. Ángulo de incidencia

El ángulo de incidencia es el formado entre la línea de la cuerda y el plano de rotación del rotor. Este es un ángulo mecánico más que un ángulo aerodinámico como el ángulo de ataque. En ausencia de un flujo inducido de aire, los dos ángulos serán los mismos. [16]

1.5.5. Viento Relativo

El Viento Relativo es definido como el flujo de aire relativo que ataca a un perfil. El viento relativo se incrementa si la velocidad del perfil es



Figura 1.5: Angulo de incidencia [16]

incrementada. Como ejemplo, considere una persona sentada dentro de un automóvil con su mano extendida fuera de la ventanilla, en un día sin viento. No hay flujo de aire debido a que el automóvil no se está moviendo, sin embargo si ahora el automóvil esta desplazándose a 100 Km/h, el flujo de aire sobre la mano estará desplazándose a 100 Km/h. Ahora esta persona mueve la mano hacia adelante (digamos a unos 10Km/h) el viento relativo será de 110 Km/h y si lo hacen hacia atrás será de 90 Km/h. [16]

En un helicóptero, con un día sin viento y en vuelo estacionario, el viento relativo rotacional será creado por la rotación de las aspas. Como el rotor está moviéndose horizontalmente, el efecto es desplazar algo de aire hacia abajo (downwash). El movimiento de las aspas a través del mismo curso dan un punto en rápida sucesión (un rotor con tres palas girando a 320 RPM, tendrá en el mismo punto un pasaje de aspas de 16 veces por segundo).

La figura 1.6 muestra como el aire calmo es cambiado a una columna de aire descendente por acción de las aspas del rotor. Este flujo de aire es llamado Flujo Inducido (Downwash). Este flujo de aire hacia abajo es aún inducido en condiciones de viento. El tránsito del flujo de aire a través del disco del rotor modifica el viento relativo rotacional. El flujo de aire de la rotación, modificado por el flujo inducido, produce la Resultante del Viento Relativo. En la figura 1.6, el ángulo de ataque es reducido por el flujo inducido, causando sobre el perfil la una sustentación menor. [16]

Cuando el helicóptero tiene movimiento horizontal, la resultante del viento relativo es además cambiada por la velocidad del helicóptero. Asimismo, se debe tener en cuenta que también cambia, si el perfil que es estudiado, se encuentra en ese momento en la aspa que avanza o en la que retrocede, sumando o restando el viento relativo. El flujo inducido también sufre variaciones con la velocidad de desplazamiento. [16]

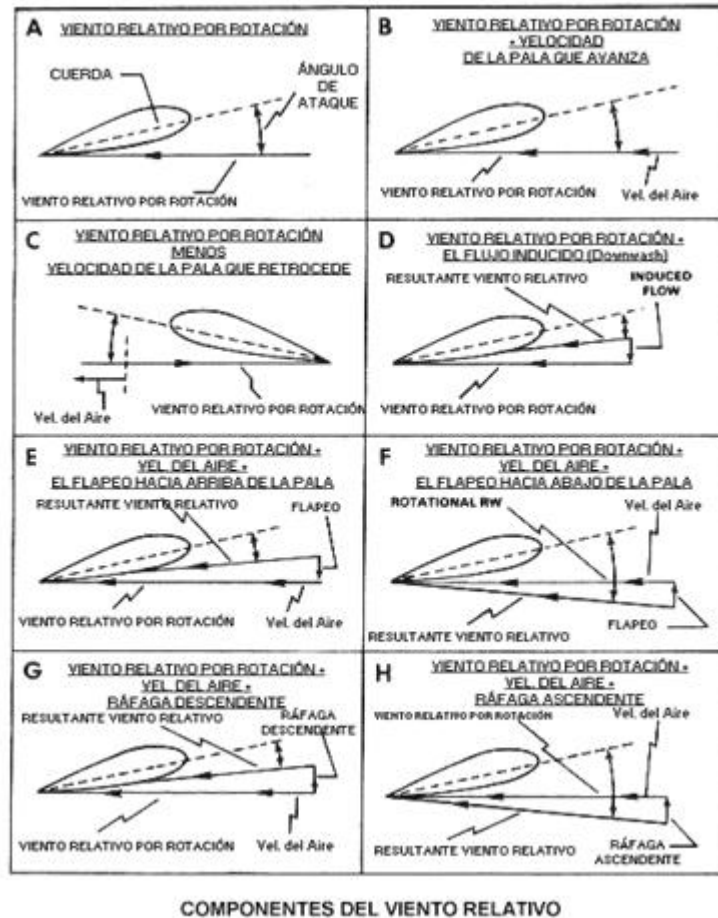


Figura 1.6: Componentes del movimiento relativo [16]

1.5.6. Fuerza aerodinámica

Una fuerza aerodinámica es generada cuando una corriente de aire fluye sobre y por debajo de un perfil. El punto donde esta corriente se divide se lo denomina punto de impacto. Fuerza aerodinámica es la resultante de dos fuerzas, estas son, la sustentación y la resistencia al avance. [16]

Una presión muy alta se genera en el punto de impacto. Normalmente el área de alta presión se localiza en la porción más baja del perfil, dependiendo del ángulo de ataque. Este área de alta presión contribuye a las fuerzas

producidas por la aspa.

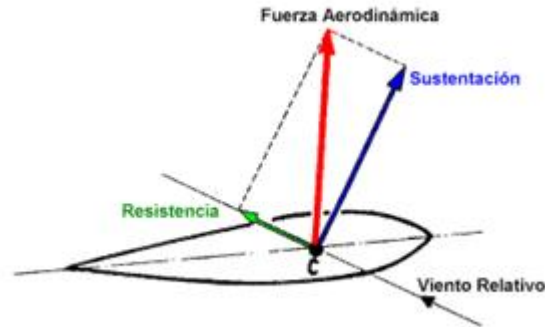


Figura 1.7: Descomposición de la fuerza aerodinámica [16]

La figura 1.7 muestra también, líneas que ilustran como el flujo de aire se desplaza por arriba y por abajo del perfil. Note que el flujo de aire es deflectado hacia abajo, con lo que se generará una fuerza hacia arriba también. Esta fuerza se suma a la fuerza total aerodinámica. A muy bajos ángulos de ataque esta fuerza puede ser muy baja o nula. [16]

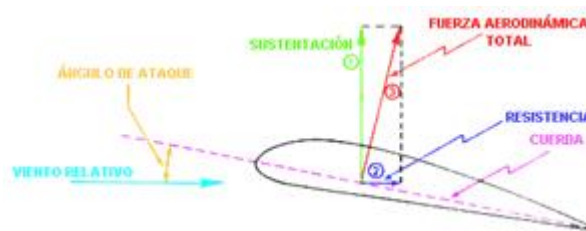


Figura 1.8: Fuerzas actuantes sobre un plano aerodinámico [16]

La forma del perfil genera baja presión sobre el mismo de acuerdo al Principio de Bernoulli. La diferencia de presión entre la parte superior del perfil (extrados) y la inferior (intrados) es bastante pequeña, alrededor del 1 %, pero aplicada a lo largo de la pala de un rotor es bastante significativa.

La fuerza total aerodinámica, algunas veces llamada fuerza resultante, puede ser dividida en dos componentes, que son la sustentación y la resistencia. La sustentación actúa en forma perpendicular al viento relativo. La resistencia es la fuerza que se opone al movimiento de un cuerpo (perfil)

en el aire. [16]

Muchos factores contribuyen a la sustentación total generada por un perfil. El incremento de velocidad causa un aumento de sustentación debido a la diferencia de presiones entre el extrados y el intrados. La sustentación se incrementa con el cuadrado de la velocidad, así, una aspa con una velocidad de 500 Kts. genera 4 veces más sustentación que una que vuele a 250 Kts. [16]

La sustentación varía con la superficie que tenga el aspa. Un área de 100 pies cuadrados generará el doble de sustentación que otra de 50. Por supuesto, el ángulo de ataque tiene su importancia en la generación de sustentación como así también la densidad del aire.

Normalmente, un aumento de la sustentación generará un aumento de la resistencia. Por lo tanto, cuando se diseña un perfil se toman en cuenta todos estos factores y se lo realiza para que tenga el mejor desempeño en el rango de velocidades en que se vaya a mover. [16]

1.5.7. Velocidad del rotor

Durante el vuelo estacionario, el flujo de aire sobre las aspas es producido por el giro del rotor del helicóptero. La figura 1.9 muestra un típico sistema de rotor. [16]

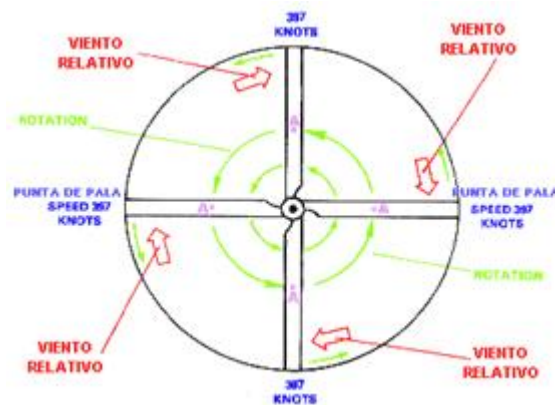


Figura 1.9: Velocidad de las aspas en estacionario [16]

La velocidad cercana a la raíz es menor que en la punta, ahora, si se toma un punto medio entre la raíz y la puntera de pala (punto A), se obtiene una

velocidad superior a la de la raíz pero menor a la de la puntera, la velocidad aumenta a medida que se aleja del centro.

La sustentación varia al cuadrado de la velocidad, cuando la velocidad aumenta al doble, la sustentación se verá aumentada cuatro veces. Esto significa que en el punto "A" solo una cuarta parte de la sustentación total de la pala (asumiendo que el ángulo de ataque y la superficie del aspa son los mismos a lo largo de ella). [16]

Por eso las aspas de los helicópteros son construidas con una torsión (torsión "Twist"), diseñándolas con un ángulo de ataque mayor en la raíz que en las puntas. Logrando con esto una distribución de la sustentación más uniforme desde la raíz hacia la puntera. [16]

1.5.8. Límites sugeridos para hélices APC

1. Glow Engine and Thin Electric Props (includes Folding Electric)
Maximum RPM=190,000/prop diameter (inches)
2. Slow Flyer props
Maximum RPM=65,000/prop diameter (inches)
3. Racing Props 8.75 N,W and 8.8 series 40 Pylon props
Maximum RPM=225,000/Prop diameter (inches)

Las hélices APC han cosechado un gran éxito en el mercado por su fiabilidad, resistencia y calidad. Las hélices APC destacan por:

- Realizadas por medio de un sistema CAD-CAM propio del Fabricante.
- Línea de Montaje por inyección en moldes de alta precisión.
- Perfiles de hélices estudiados y progresivos a lo largo de la pala.
- Geometría de la hélice cerca del eje calculada con sofisticados algoritmos.
- Amplio estudio aeronimámico.

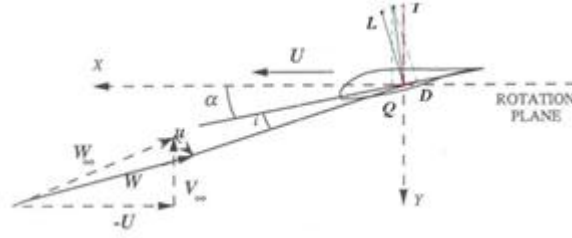


Figura 1.10: Triángulos de velocidades y fuerzas [15]

- Estudio de la correlación de las cargas estáticas
- Elasticidad calculada.
- Diseño iterativo para optimizar la hélice en distintas condiciones de vuelo. [17]

1.5.9. Características Aerodinámicas

$$L^q = \frac{1}{2} \rho C_L W^2 b^q$$

$$D^q = \frac{1}{2} \rho C_D W^2 b^q$$

Si los coeficientes de sustentación, $C(i)_L$, y resistencia, $C(i)_D$, son conocidos para el perfil específico considerado, b^q representa la longitud de la cuerda del perfil. La fuerza aerodinámica resultante R^q es la suma vectorial de la sustentación L^q y la resistencia D^q . [15]

Capítulo 2

Estado del arte de los Cuatrirotor

Los UAV's (vehículos aéreos no tripulados) proveen grandes ventajas cuando son elegidos para aplicaciones como la investigación, la inspección remota, aplicaciones militares, etc., como también para salvar pilotos humanos de peligrosas condiciones de vuelo. Como un UAV los quadrotor son muy utiles cuando el ambiente es de difícil acceso. Cuando el vuelo es peligroso, monótono o es demasiado extendido y las habilidades del piloto no alcanzan un quadrotor puede dar grandes prestaciones. Como helicóptero, tiene grandes ventajas frente a las aeronaves convencionales ya que pueden despegar y aterrizar en aéreas limitadas y pueden fácilmente flotar sobre objetos estáticos o en movimiento. [18], [19]

Aunque el control de quadrotor es un problema de la actualidad, el concepto de quadrotor en sí mismo no es nuevo. Un helicóptero de cuatro rotores en escala completa (tamaño real) fue construido por De Bothezat en 1921. Los estudios acerca del modelamiento y control de los quadrotor se han incrementado en los últimos años. Algunos ejemplos de estos son los siguientes; T. Hamel, modelo un quadrotor incluyendo las dinamicas del motor y el fuselaje como también la aerodinámica y los efectos giroscópicos controlandolo separando la dinámica de cuerpo rígido de la dinámica del motor. Altug, modelo el quadrotor usando el método de Euler-Newton, trabajo con una visión basada en la estabilización y controlando las salidas usando cámaras. A. Maktari, presento un modelo dinámico no lineal para un quadrotor con un control por parámetros de estado basado en los ángulos de Euler y la posición en lazo abierto observada. K. M. Zemalache, uso características

naturales para la visión basadas en navegación de un quadrotor. J. Dunfield, creó un controlador con redes neuronales para quadrotor. M.G. Earl, uso un filtro de Kalman para estimar el comportamiento del quadrotor. En sus estudios, S. Salazar-Cruz y J. Escanero, usaron un modelo Lagrangiano y un control basado en un análisis de Lyapunov usando un algoritmo de control por saturación anidada y diseñaron una arquitectura de control embebida para vuelo autónomo. L. Beji, presento la estructura y el control de un quadrotor donde dos motores son bidireccionales. H. Romero, uso un sistema de visión simple para posición local y orientación de quadrotor en vuelo bajo techo. P. Castillo, uso un modelo Lagrangiano del quadrotor y lo controlo basado en un análisis de Lyapunov. Finalmente, A. Tayebi, propuso un controlador basado en la compensación de torques por coriolis usando una estructura de realimentación PD. [18], [19]

Muchos grupos han demostrado vuelos bajo techo controlados, como el proyecto de quadrotor OS4 y el proyecto SWARM del MIT. En estos proyectos, los algoritmos de control diseñados usan modelos dinámicos simples, descuidando la aerodinámica del vehículo. Recientes trabajos han mostrado que a altas velocidades muchos efectos aerodinámicos impactan las características de vuelo del quadrotor. El proyecto Mesicopter estudio algunos efectos aerodinámicos de primer orden, también otro grupo consideró los efectos de arrastre y la potencia de empuje en virtud de las condiciones de suspensión. El proyecto X-4 Flyer de la Universidad Nacional de Australia considero los efectos del movimiento de la hélice y las condiciones de amortiguamiento para el ascenso/descenso del rotor. El STARMAC (Stanford Testbed of Autonomous Rotorcraft for Multi-Agent Control), es una de las primeras plataformas de investigación de quadrotor exitosa. Los trabajos con esta plataforma han dado acercamientos para incrementar las velocidades del quadrotor como también analizar el alaveo de las hélices y la variación total del empuje como las influencias aerodinámicas más fuertes en la aerodinámica del quadrotor.

Capítulo 3

Medición de empuje

El objetivo fundamental de este trabajo de grado es establecer una base teórica y experimental sólida sobre el propulsor compuesto por un motor y una hélice cuya velocidad es controlada en lazo cerrado por un controlador electrónico de velocidad. La variable de interés es el empuje, que como se vio es una componente de las fuerzas que experimenta un perfil de ala cuando interactúa con un flujo de aire. A continuación se presenta el procedimiento de diseño y construcción de un banco de pruebas que permite obtener experimentalmente la caracterización de un propulsor, midiendo el empuje neto logrado respecto a la velocidad.

3.1. Diseño del banco de pruebas

Para medir el empuje de un propulsor, se requiere de una base firme que sostenga el motor y la hélice fijas, usando una transmisión mecánica de la fuerza producida por la hélice en movimiento. Gracias al departamento de ingeniería mecatrónica de la Universidad Militar Nueva Granada se usó una estructura con las dimensiones y características ideales para el sistema de medición, instrumentos del laboratorio y espacios en las instalaciones de dicha universidad. La estructura es básicamente un balancín con bases para sostener un motor en cada brazo, la figura 3.1 muestra los planos constructivos de la estructura.

El instrumento para la medición de la fuerza ejercida es una balanza digital Kern CB 24K1N cuyas características se muestran en la tabla 3.1.

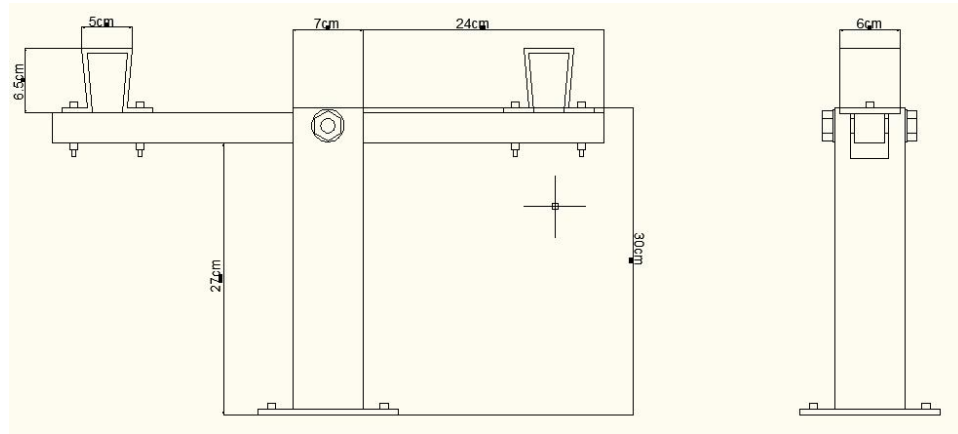


Figura 3.1: Balancin para dos propulsores. Departamento de Ingeniería Mecatrónica de La Universidad Militar Nueva Granada

TABLA 3.1: Balanza Digital

Modelo	Peso máximo	Resolución	Precisión	Peso Mínimo
CB 24K1N	24kg	1g	1g	2.5g

Para medir la potencia eléctrica que consume el motor, se midió la corriente RMS por una fase con una pinza amperimétrica Fluke 321. Las especificaciones del instrumento, para la medición de corriente, se muestran en la tabla 3.2.

TABLA 3.2: Pinza Amperimétrica

Rango	Resolución	Exactitud	Exactitud
0-400 A	0.1 A	1,8 % + 5 cuentas (50-60 Hz)	3 % + 5 cuentas (60-400Hz)

La velocidad de la hélice fue medida con un tacómetro óptico Extech Instruments 461700, la tabla 3.3 muestra sus especificaciones técnicas.

3.2. Medición de Empuje de los Propulsores

Se construyó un banco de pruebas que permite hacer mediciones bajo parámetros controlados de la velocidad de las hélices, los parámetros eléctricos

TABLA 3.3: Tácometro

Pantalla	Escala	Precisión	Tiempo de muestreo	Resolución
5 dígitos	10 a 99999 rpm	$0.1 \% \text{rdg} + 2d$	1seg	0.001 rpm

cos del motor y del empuje logrado por el propulsor. El instrumento consta de un balancín metálico con bases en cada brazo adaptadas para ajustar los motores brushless con su hélice. El controlador electrónico de velocidad y las señales de referencia se sitúan en la base del balancín. Se observan al tiempo la señal de referencia (Señal PWM con ancho de pulso que contiene la información de la velocidad deseada), la corriente eficaz por una de las fases del motor, la velocidad de rotación de la hélice en RPM y el empuje total del propulsor en gramos.

La figura 3.2 muestra el banco de pruebas construido con la colaboración del departamento de ingeniería mecatrónica de la Universidad Militar Nueva Granada.

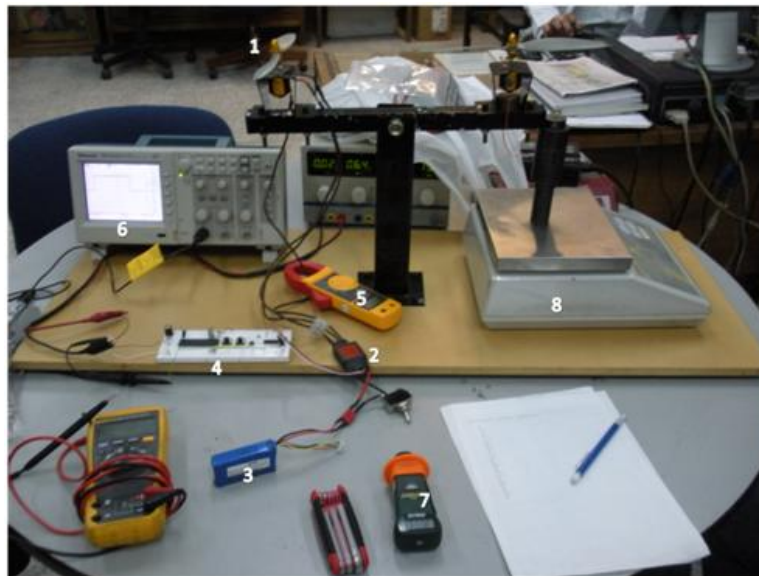


Figura 3.2: Banco de pruebas para medición de empuje de los propulsores

PARTES DEL BANCO DE PRUEBAS

1. Motor y hélice de la prueba
2. Controlador de velocidad
3. Batería LiPo
4. Generador de señal de referencia
5. Pinza voltiamperimétrica
6. Osciloscopio
7. Tacómetro óptico
8. Balanza digital

Las mediciones de empuje realizadas consistieron en pruebas con dos motores de características diferentes, acoplados directamente a la hélice (sin reducción), sus características principales se muestran en la TABLA 3.4.

TABLA 3.4: MOTORES USADOS EN LA MEDICIÓN

Motor	RPM/V	Potencia	Peso[g]
35-30 - 1450kV	1450	380 W	91
E500 6T	4000	200 W	93

En las pruebas se usaron varias hélices que difieren en tamaño y perfil, sus características principales se muestran en la TABLA 3.5.

TABLA 3.5: HÉLICES USADAS EN LA MEDICIÓN

Hélice	Referencia	Diámetro[in]	Paso[in]	Peso[g]
1	8x3,8 SF	8	3,8	7
2	10x4,7 APC	10	4,7	12
3	10x7 APC	10	7	31
4	11x7 APC	11	7	40
5	12x6	12	6	38

El controlador de velocidad usado es el HK50A ESC, que tiene una capacidad de corriente de 50 A y pesa 40g. Este controlador es programable, sin embargo para las pruebas se usó en el modo predeterminado.

La batería para este motor es una TURNIGY de 3 celdas LiPo en serie (11.1 V) 2200 mAh. Tiene un peso de 173g. Esta batería puede entregar 13

A por aproximadamente 10 minutos antes de descargarse totalmente.

Los parámetros de desempeño considerados para la aplicación del propulsor en el cuatrirotor, permiten plantear dos objetivos para las configuraciones motor-hélice:

- Empuje suficiente para contrarrestar el peso del motor, la hélice, el controlador, los cables, la batería y una carga adicional. El valor deseado es al menos 200 g extra.
- La potencia consumida para levantar el peso del sistema sea tal que permita una duración de la batería de aproximadamente 10 minutos. La corriente deseada es de máximo 10A

3.2.1. Motor E500 6T



Figura 3.3: E500 6T Brushless DC Motor

Para este motor se realizaron mediciones de empuje y corriente con las hélices 1 y 2 de la tabla 3.5 ambas conectadas de manera directa al motor. Los resultados de estas pruebas mostraron un pobre desempeño en ambas hélices, en la relación de empuje logrado respecto a la potencia consumida por el motor, que es función directa de la corriente rms por fase del motor.

La figura 3.4 muestra los puntos tomados con el banco de pruebas para el motor E500 con la hélice de 10x4,7.

Esta prueba fue detenida por el exceso de calor presente en los cables, en el motor y en la batería debido a la alta corriente de fase en la que estaba trabajando el motor (unos 30 A). Con esta batería la corriente máxima que puede usar el motor continuamente es de 20 A, por lo cual se estaba llevando al límite de su funcionamiento. A continuación se presentan los resultados de empuje a la corriente deseada de 10 A y a la corriente nominal del motor de 20 A.

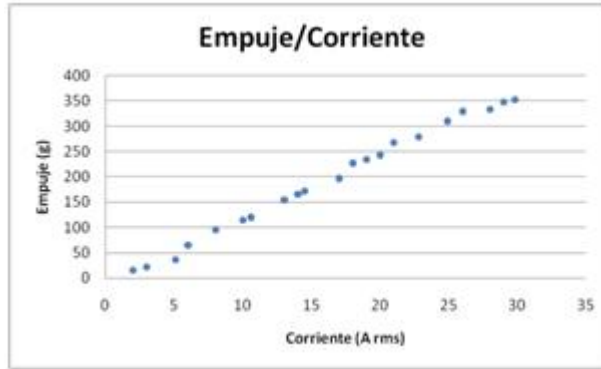


Figura 3.4: Relación empuje vs corriente, motor E500 hélice 10x4,7

TABLA 3.6: VALORES RELEVANTES DE LA MEDICIÓN

Motor E500	
Resultados con Hélice de 10x4,7	
Peso total	372 g
Empuje, $I = 10$ A	120 g
Empuje, $I = 20$ A	243 g
Empuje máximo, $I = 30$ A	352 g

3.2.2. Conclusiones

Este motor acoplado directamente a la hélice tiene un pésimo desempeño en ambos casos, también se tomaron mediciones de control con hélices más grandes y todas obtuvieron resultados inferiores. Esta deficiencia se deriva de la construcción del motor, este motor está diseñado de tal manera que desarrolla su torque máximo a muy altas velocidades del rotor (a mas de 30.000 RPM). En este caso, por la hélice acoplada directamente se está forzando al motor a mover el viento bajo la hélice a una velocidad relativamente baja (de unas 4000 RPM) velocidad a la cual no puede desarrollar torque para elevar significativamente la velocidad. Dado que los motores no tienen la capacidad de desarrollar el mismo torque a todas las velocidades de rotación (lo que se conoce como curva plana del par motor), se debe encontrar un punto de equilibrio entre velocidad y torque necesarios para que el motor funcione eficientemente.

En síntesis, el motor no trabaja correctamente con acople directo, porque al ser un motor de alto factor kV, intenta desarrollar altas velocidades con

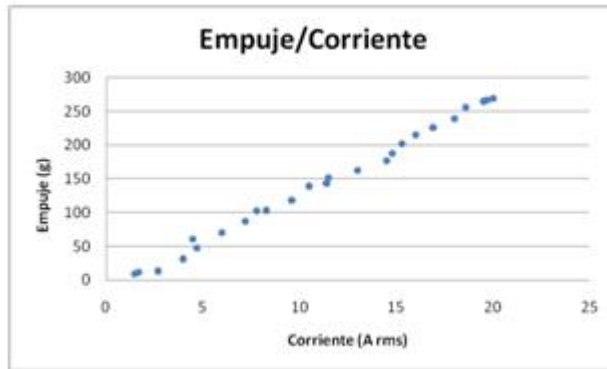


Figura 3.5: Relación empuje vs corriente, motor E500, hélice 8x3,8.

TABLA 3.7: VALORES RELEVANTES DE LA MEDICIÓN

Motor E500	
Resultados con Hélice de 8x3,8	
Peso total	367 g
Empuje, $I = 10$ A	139 g
Empuje, $I = 20$ A	269 g

poco torque, sin embargo la carga que representa una hélice requiere mayor torque para llevarla a la velocidad requerida. Por esta razón, se concluye que este motor puede ser usado para el cuatrorotor disminuyendo la carga de torque y para que funcione a mayor velocidad con engranes de reducción, para el acople entre el rotor del motor y la hélice.

3.2.3. Motor 35-30 -1450 Kv GPMG 4600



Figura 3.6: GPMG 4600 Brushless DC Motor

Para este motor se realizan mediciones de empuje, corriente de fase y velocidad de giro para las hélices 3, 4 y 5 de la TABLA 3.4, las gráficas de

las mediciones con el motor GPMG se encuentran en el ANEXO B.

Los datos obtenidos con el motor GPMG muestran una mayor eficiencia con todas las hélices y permite caracterizar el comportamiento del propulsor. A continuación se muestran los resultados comparativos del desempeño del motor con cada una de las hélices.

La figura 3.7 muestra las tres líneas de empuje vs corriente para las tres hélices probadas con el motor GPMG.

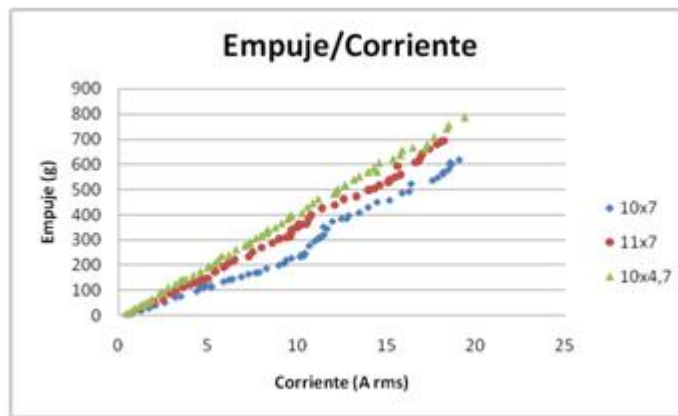


Figura 3.7: Curvas de empuje vs corriente, motor GPMG

La curva de la parte superior muestra los puntos tomados con la hélice más pequeña de las tres, la de 10x4,7. Este resultado muestra que en cuanto a potencia consumida, la que presenta la mayor eficiencia es dicha hélice.

En la TABLA 3.9, se muestra el valor de corriente de fase para el cual el empuje logrado por la hélice es igual al del peso total, mas una carga extra. Esta relación permite encontrar el consumo de potencia que influye en la duración de la batería para el caso real en el que se tendrán cargas extra por el marco del cuadrirotor y la electrónica de navegación.

3.2.4. Conclusiones

Se puede concluir de las tablas 3.8 y 3.9 que sin duda alguna, la hélice que presenta mejor desempeño acoplada directamente con el motor GPMG 4600 es la APC 10x4,7. No solo es la que más empuje desarrolla, sino que cumple con el objetivo de poder sustentar el peso del sistema a la corriente

TABLA 3.8: DESEMPEÑO DE LAS HÉLICES

Motor GPMG 4600	
Resultados con la hélice 10x7	
Peso total	403 g
Empuje, I = 10 A	232 g
Empuje, I = 20 A	618 g
Resultados con la hélice 11x7	
Peso total	412 g
Empuje, I = 10 A	365 g
Empuje, I = 20 A	695 g
Resultados con la hélice 10x4,7	
Peso total	384 g
Empuje, I = 10 A	406 g
Empuje, I = 20 A	786 g

TABLA 3.9: CONSUMO A DIFERENTES CARGAS

Motor	Hélice	Carga	Corriente
6Motor GPMG 4600	210x7	403 g	13,5 A
		403 g + 200 g	18,6 A
	211x7	412 g	11,1 A
		412 g + 200 g	16,6 A
	210x4,7	384 g	9,5 A
		384 g + 200 g	14,3 A

establecida para la duración de la batería, de 10 A. También al ser la que tiene un perfil más delgado, resulta ser la más liviana de las tres. El efecto de su poco peso es lo que la hace ideal para el motor, pues el torque necesario para mover esta hélice es más bajo que con las hélices más largas o de mayor paso, por eso con esta hélice se lograron velocidades superiores, traduciéndose en mayor fuerza de sustentación.

Para resumir los resultados de las mediciones realizadas con el banco de pruebas, se ha definido **el cociente de sustentación** como la proporción de empuje logrado por una combinación motor hélice, respecto a su peso. La figura 3.8 muestra el cociente de sustentación logrado con ambos motores y las hélices acopladas directamente a ellos, para dos puntos de corriente del motor, 10 y 20 Amperios. La línea vertical punteada representa la unidad, el punto en el cual el empuje es igual al peso del sistema. La barra oscura del

inicio termina en el punto de cociente de sustentación correspondiente a una corriente del motor de 10 A, la barra clara a su derecha termina en punto de cociente que corresponde al límite de corriente para operación segura del propulsor, igual a 20 A por fase. El cociente se define como: $CS = \frac{\text{Empuje}}{\text{Peso}}$. La línea punteada muestra el punto para el cual el empuje logrado es igual al peso del motor, hélice y batería.

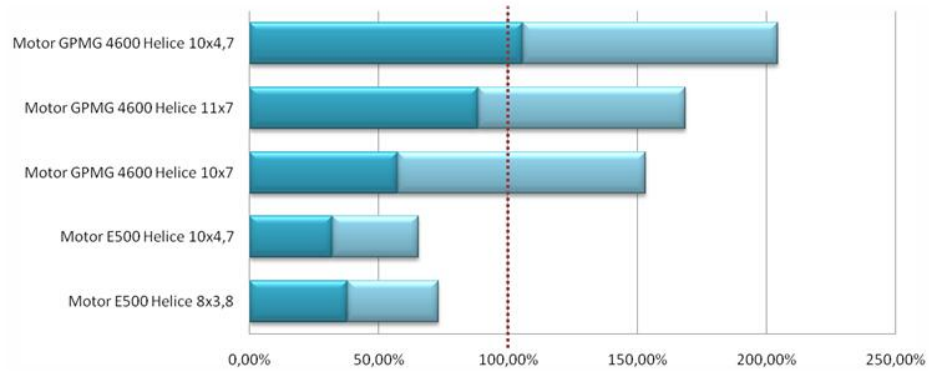


Figura 3.8: Cociente de sustentación de las combinaciones motor-hélice probadas.

3.2.5. Caracterización del propulsor

La señal de referencia usada en las pruebas es la señal PWM estándar que se maneja en los servomotores y en los variadores de motores eléctricos DC. Los controladores de velocidad para motores brushless aceptan esta misma señal de referencia que tiene las siguientes características:

- Periodo: 20 ms
- Referencia neutra: 1.5 ms de ancho de pulso
- Rango de valores: 1.1 a 1.9 ms de ancho de pulso

En la caracterización del propulsor respecto a la señal de referencia, por conveniencia se transformará el ancho de pulso máximo (1,9ms) en el 100 %, siendo en valor neutro (1,5ms) el 0 %. De esta forma, se busca estandarizar la caracterización propuesta en este trabajo para otros tipos de señal de referencia.

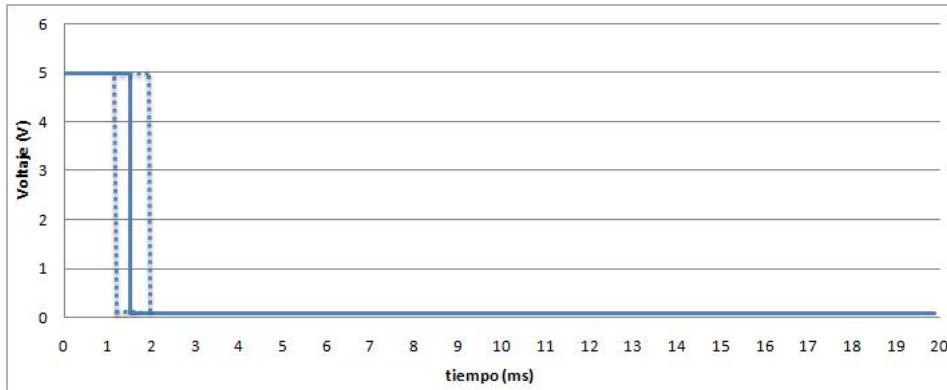


Figura 3.9: Señal PWM de referencia

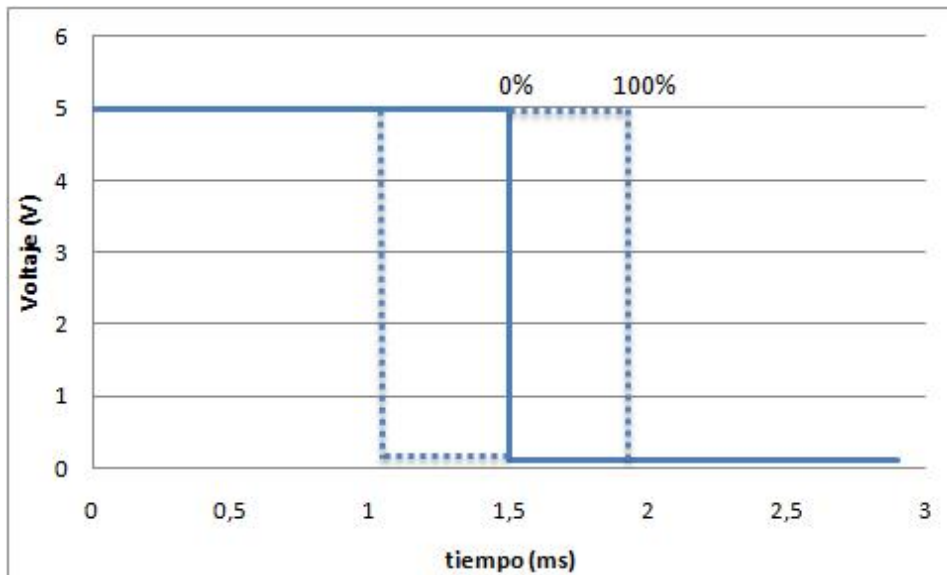


Figura 3.10: Estandarización de la señal de referencia

Según la curva de empuje, respecto a la señal de referencia (La totalidad de las gráficas se encuentran en el ANEXO A) se puede obtener una caracterización lineal de la zona de trabajo del propulsor. La caracterización realizada corresponde a la mejor combinación lograda en las mediciones, motor GPMG 4600 con la hélice APC de 10x4,7 pulgadas. La figura 3.11 muestra la curva de empuje medida respecto a la señal de referencia. La señal de referencia se muestra como el porcentaje del valor máximo de an-

cho de pulso en la señal estándar PWM de los ESC.

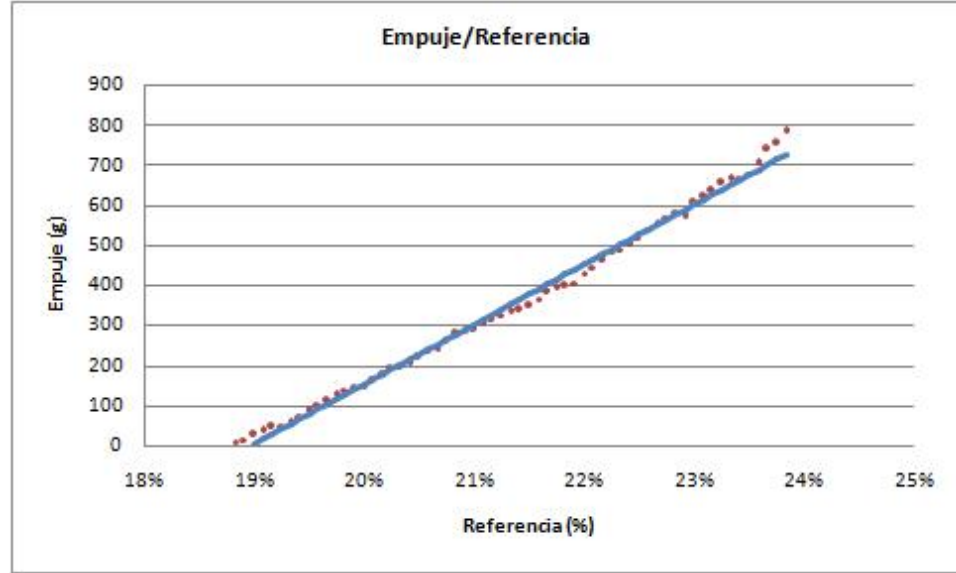


Figura 3.11: Datos experimentales y linealización

La regresión lineal produjo una línea con la ecuación:

$$E = 14970 * R_{\%} - 2841 \quad (3.1)$$

Esta es una función que permite obtener el empuje obtenido en gramos, a una señal de referencia dada entre cero y uno (porcentaje del rango de variación de 400us) con banda muerta de 18,75 %.

El rango entre 0 % y 18,75 % es la banda muerta, esta se define en la terminología de los controladores de velocidad como el espacio entre el neutro y la mínima velocidad. Los fabricantes de estos dispositivos implementan una banda muerta por defecto, en este caso la banda muerta es de 18,75 % para el ESC HK50A.

Una caracterización más general, para un controlador diferente se da por la siguiente ecuación:

$$E = 37,425 * (R_{us} - DB_{us}) \quad (3.2)$$

Donde, E es el empuje en gramos, $R\%$ es el valor de ancho de pulso de referencia en us, DB_{us} es el valor en ancho de pulso de la mínima velocidad del controlador en us.

Capítulo 4

Controlador electrónico de velocidad (ESC)

Un control electrónico de velocidad tiene como finalidad lograr una velocidad estable en el rotor, sin importar la carga o las perturbaciones que tenga. En general una hélice se considera una carga con un conjunto de perturbaciones dinámicas lo cual hace de éste un problema de control complejo. En este capítulo se desarrolla un esquema de control típico, lineal, y se plantean los circuitos y metodologías para la implementación final del ESC.

4.1. Esquema físico y lógico del ESC

La definición generalmente aceptada para un motor BLDC es un motor de imán permanente con Back-EMF trapezoidal. En todos los pasos de las conmutaciones, una de las fases esta conectada a la fuente positiva, una a la fase negativa y la otra queda flotante. El Back-EMF en la fase flotante resulta en un “cruce por cero” cuando este cruce por el valor medio entre el voltaje positivo y el negativo. [20]

El cruce por cero ocurre justamente en el medio de dos conmutaciones. A velocidad constante, o a una baja variación de esta, el periodo desde una conmutación hasta un cruce por cero y el periodo entre un cruce por cero y la siguiente conmutación, son iguales. Esta es la base con la que se implementa la secuencia de control sin sensores.

4.1.1. Inicialización

La magnitud del Back-EMF es directamente proporcional a la velocidad. Esto hace que sea muy difícil la detección de cruces por cero a baja velocidad, ya que la relación señal a ruido es muy pequeña. Por tal motivo la conmutación sin sensores no funciona cuando el motor está arrancando a bajas velocidades. Muchas estrategias para el inicio de motores BLDC sin sensores se han presentado a lo largo de los años. En este documento se implementa un simple inicio a ciegas. Una tabla con pequeños retardos entre conmutaciones para los primeros pasos será guardada en la memoria del microcontrolador. Esta secuencia es ejecutada sin tener en cuenta el valor del Back-EMF. El control entonces se pasa luego al controlador de conmutación sin sensores. Este método es bastante simple y funciona muy bien cuando la carga del motor se conoce de antemano.

El proceso de inicialización comienza configurando todos los puertos del microcontrolador usados en el control, corriendo la secuencia de arranque del motor y finalmente pasando el control de las conmutaciones a las interrupciones implementadas para este fin en el microcontrolador. Al mismo tiempo, un ciclo infinito empieza a correr para realizar las tareas que no se realizan en las interrupciones. En la figura 4.1 se muestra el diagrama de flujo de la inicialización y el arranque. El bloque llamado “Habilitar Interrupciones” marca el momento en que el control de conmutación sin sensores es entregado al control de conmutación por interrupciones del microcontrolador.

4.1.2. Conmutación sin sensores

Para entender como se implementa la conmutación, es de gran utilidad observar los eventos que ocurren entre dos conmutaciones. En la figura 4.2 se muestra el voltaje de la fase flotante entre dos conmutaciones.

El control de conmutación sin sensores es implementado con varias rutinas de interrupción. Estas interrupciones son habilitadas y deshabilitadas durante diferentes etapas del ciclo de conmutación. El diagrama de estados de la figura 4.3 muestra como las interrupciones cooperan para el funcionamiento de la conmutación sin sensores. El microcontrolador se encuentra en un ciclo infinito mientras no se presente una interrupción, lo que se ve en el diagrama de flujo como “Esperando por Interrupción”.

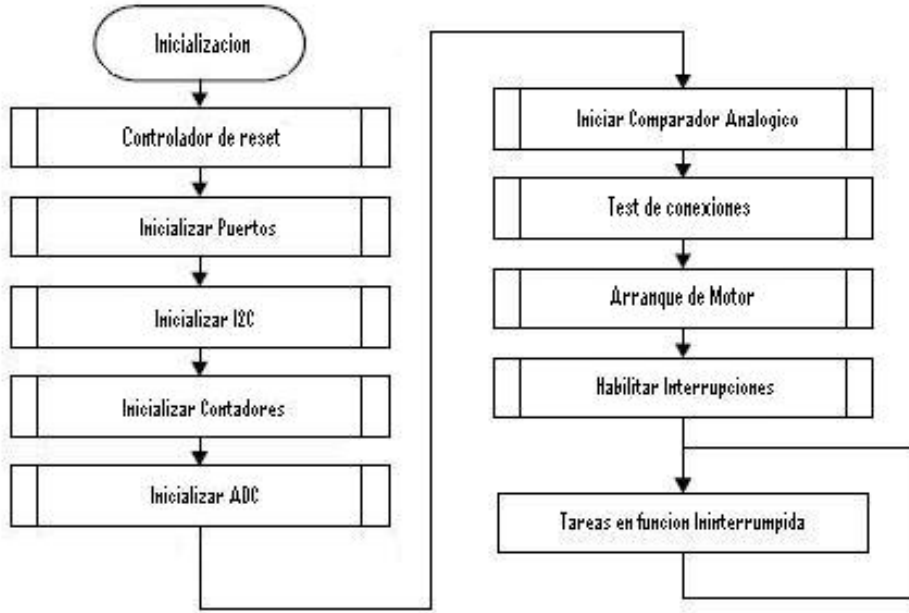


Figura 4.1: Inicializacion y arranque

4.1.3. Filtro de conmutación

Mediciones del ruido de Back-EMF y el hecho de que la detección de cruce por cero es realizada solo una vez por cada ciclo de PWM pueden llevar a detecciones de cruce por cero con pequeñas desviaciones desde la mitad de las dos conmutaciones. Asumiendo velocidad constante o pequeñas variaciones de velocidad, un filtro digital con características de pasa bajos puede mejorar el tiempo de conmutación como tambien suavizar el efecto de detección de cruces por ceros erróneos. El filtro toma la forma de la siguiente ecuación. [20]

$$y_n = \frac{ax_n + by_{n-1}}{a + b}$$

donde y_n es el tiempo filtrado en el paso n, x_n es el tiempo medido en el paso n y a y b son factores de peso. Para conmutación eficiente y estabilidad numérica, a y b pueden ser potencia de 2.

36CAPÍTULO 4. CONTROLADOR ELECTRÓNICO DE VELOCIDAD (ESC)

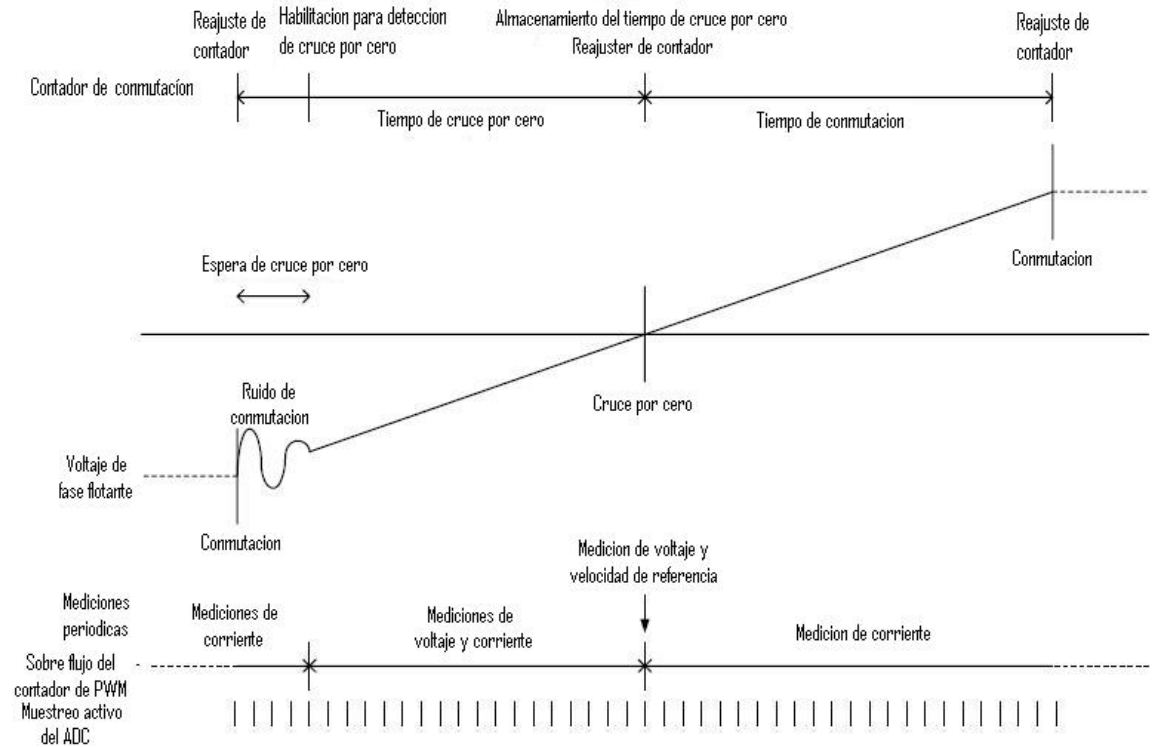


Figura 4.2: Vista del tiempo de conmutación [20]

4.1.4. Control de corriente y velocidad

Sin sensores, la velocidad debe ser calculada con la información del controlador de conmutación. El controlador de conmutación almacena el tiempo entre conmutaciones y cruces por cero, con lo que se puede calcular la velocidad rotacional. Al mismo tiempo una bandera le indica al controlador que se hay una medida valida de velocidad. La referencia de velocidad es tomada justo después del cruce por cero.

Como la información de velocidad es actualizada cada vez que se detecta un cruce por cero del Back-EMF, la tasa de actualización depende de la velocidad del motor. Esto puede ser un problema, ya que los parámetros de un controlador de tiempo discreto dependen del paso de tiempo. La alternativa es usar un valor fijo y aceptar que la ganancia del controlador varía con la velocidad.



Figura 4.3: Máquina de estados de la conmutación sin sensores

4.1.5. Puesto de detección

El rotor se considera estancado si no se ha producido una conmutación para un determinado período de tiempo. El Watchdog es usado para este

propósito. El tiempo de espera del Watchdog se establece durante la inicialización y el temporizador del Watchdog se resetea en cada conmutación. Esto desencadena la interrupción del Watchdog y el reseteo del microcontrolador. La función de control de reseteo está corriendo desde la inicialización determina la fuente de reseteo y hace que sea posible actuar de forma diferente cuando el microcontrolador se enciende por primera vez y luego resetea el Watchdog. Esto permite la detección de errores y la recuperación.

4.2. Etapa de Potencia

Fundamentalmente los Motores BLDC, son en su estructura motores trifásicos de inducción, por esta razón pueden usarse configuraciones de inversores trifásicos para su manejo. En esta capítulo se presentan algunos conceptos básicos sobre inversores monofásicos e inversores trifásicos de ondas cuadrada, esto con el fin de dar una base teórica a la etapa de potencia escogida para activar los motores BLDC usados en el proyecto.

Los inversores CD-CA se emplean en fuentes de energía ininterrumpida y controles de velocidad para motores de CA. Esto se aplica en el control de la magnitud y la frecuencia de la señal de salida. En la mayor parte del tiempo, el flujo de potencia se da desde el lado de CD hacia el lado de CA, requiriendo una operación en modo inversor, lo cual más comúnmente es conocido como inversor controlado. [21]

Los inversores controlados son de dos tipos: los VSI o inversores fuente de voltaje y los CSI o inversores fuente de corriente. En este caso, el primer tipo será motivo de atención debido a su aplicación dentro del proyecto.

Existen tres categorías en las que se dividen los VSI, ellas son:

- a. Los inversores PWM o modulados por ancho de pulso: Este tipo es capaz de controlar la magnitud y frecuencia de la señal de salida mediante la modulación del ancho del pulso de los interruptores del inversor. Para ello existen varios esquemas que se encargan de producir voltajes de CA con forma de onda seno y bajo contenido de armónicos.
- b. Los inversores de onda cuadrada: Este tipo controla la frecuencia de la señal de salida y la magnitud de salida es controlada por otro dispositivo en la entrada CD del inversor. Sin embargo, la forma de onda lograda a través del mismo es una onda cuadrada.

- c. Los inversores monofásicos con inversión de voltaje: Este tipo combina las características de las dos primeras agrupaciones de inversores mencionados y no es aplicable a dispositivos trifásicos. [21]

4.3. Puente inversor monofásico modulado por PWM

Un puente inversor monofásico (figura 4.4) entrega como salida de voltaje una onda cuadrada de amplitud V_d mediante la conmutación de los transistores en pares diagonales; sin embargo, si se introduce un desplazamiento de fase de 120° entre la conmutación de cada rama como se muestra en la figura 4.5, el voltaje de salida $V_{AB} = (V_{A0} - V_{B0})$ es una onda casi cuadrada con intervalos de cero voltaje de 120° de duración en cada medio ciclo. [22]

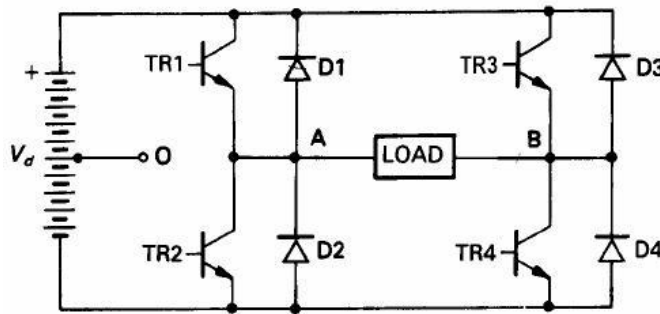


Figura 4.4: Puente inversor monofásico [22]

Estos intervalos corresponden a las veces en que las terminales A y B están conectadas simultáneamente al suministro de CD y la corriente de carga circula a través del transistor y el diodo de marcha libre (diodo volante).

La importancia de esta técnica es que el voltaje fundamental de salida puede variarse desde el valor máximo hasta cero mediante el avance de los ángulos de conducción de T_{R3} y T_{R4} desde cero hasta 180° . Este método general de control de voltaje es llamado Modulación por anchura de pulsos (PWM) y esta técnica en particular se denomina modulación de anchura de un pulso por semiperiodo. [22]

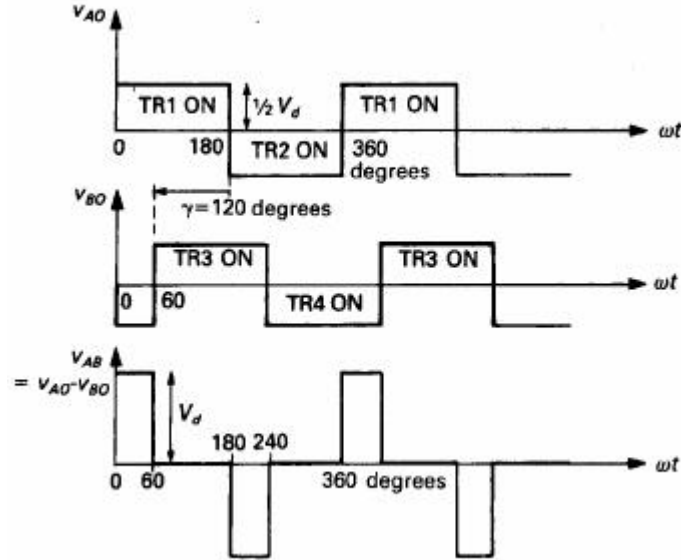


Figura 4.5: Ondas de salida para el puente inversor monofásico [22]

4.4. Inversor Trifásico de Onda Cuadrada

Una forma alternativa de PWM, conocida como modulación en anchura de varios pulsos por semiperiodo o PWM de onda cuadrada, implica obtener una serie de pulsos de igual anchura en cada medio ciclo, como se puede ver en la figura 4.3. Esto se lleva a cabo conmutando la mitad del puente a la frecuencia fundamental requerida y la otra mitad a un múltiplo de la misma. La relación $\frac{T_1}{(T_1+T_2)}$, es denominada el ciclo de trabajo de la onda PWM, y la magnitud del voltaje fundamental de salida se controla al variarse éste. A voltajes reducidos de salida se obtiene un contenido armónico de orden menor mediante esta técnica. [22]

Para el efecto, se requieren circuitos de control en el que una onda portadora triangular es comparada con una onda cuadrada de referencia con la frecuencia de salida deseada. Estas ondas se muestran en la figura 4.6 para una rama del inversor y los instantes de conmutación de los transistores se determinan por las intersecciones de las dos ondas.

Cuando el voltaje de referencia v_r (onda cuadrada), excede al voltaje de la portadora v_c , la salida del comparador es alto y el transistor de arriba se

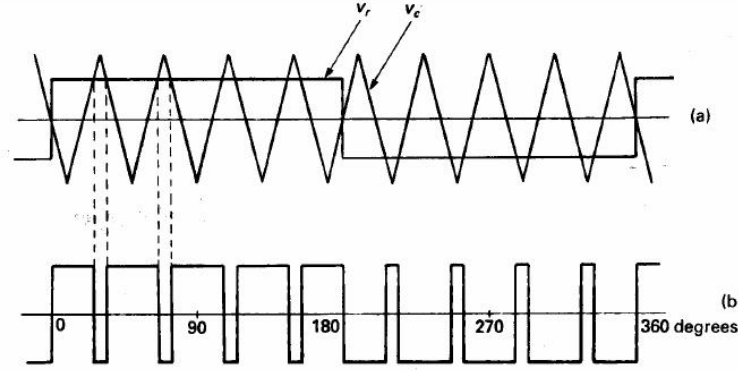


Figura 4.6: Ondas de salida PWM cuadrado del inversor: (a) voltajes de entrada del comparador; (b) salida del comparador y voltaje en las terminales [22]

prende. Cuando v_r es menor que v_c , la salida del comparador es bajo y el transistor de abajo se prende. La salida del comparador de voltaje es una señal PWM como se muestra en la figura 4.6b y será también el voltaje polar del inversor. El número de pulsos por cada medio ciclo (p) está determinado por la relación entre la portadora y la frecuencia de referencia. Para la figura 4.6b, p tiene un valor de nueve. [22]

En un inversor trifásico (figura 4.7) cada medio ciclo tiene un comparador separado, el cual es alimentado por la misma portadora triangular. Sin embargo, las tres ondas cuadradas de referencia tienen un desplazamiento de 120° , formando un sistema balanceado de tres fases. Si la relación con la portadora es un múltiplo de tres, la onda triangular tiene una relación de fase idéntica con cada una de las tres señales cuadradas moduladas, lo que se refleja en cada voltaje polar. La figura 4.8 muestra las ondas cuadradas de referencia para las fases A , B , y C , y la portadora triangular común a ellas, para una relación de seis. Los voltajes de fase V_{A0} , V_{B0} y V_{C0} también se muestran.

Como es usual, el voltaje de línea $V_{AB} = (V_{A0} - V_{B0})$, dando una serie de pulsos de igual anchura uniformemente separados, de amplitud V_d en cada medio ciclo, con un pulso de media anchura a los extremos.

El índice de modulación M está definido como la relación existente entre la amplitud de la onda de referencia (V_r) y la amplitud de la portadora (V_c).

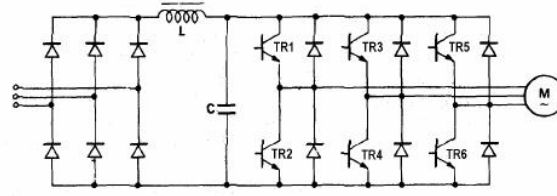


Figura 4.7: Puente inversor trifásico [22]

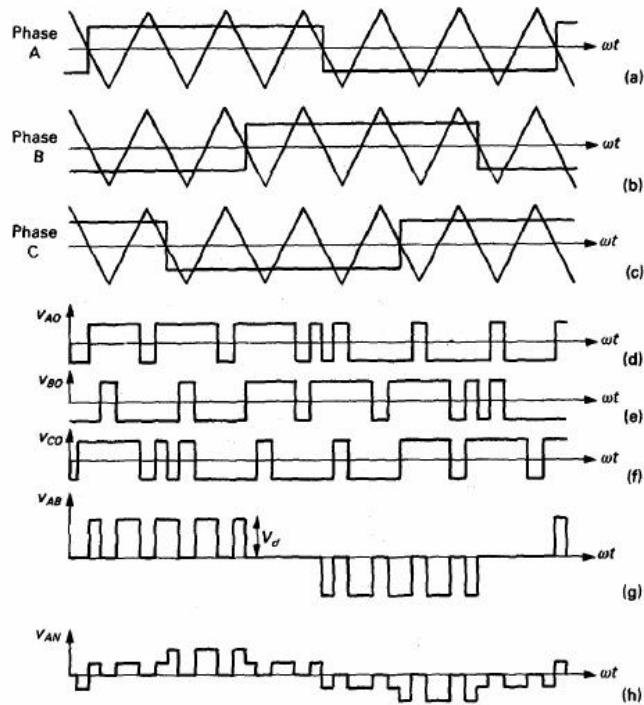


Figura 4.8: Voltajes de salida para un inversor trifásico controlado por PWM cuadrado: (a), (b), (c) voltajes de entrada del comparador; (d), (e), (f) voltajes de polo; (g) voltaje de línea; (h) voltaje línea-neutro [22]

En la figura 4.8, M es igual a 0.6. Al observar estas ondas, se puede ver que el valor de M determina el ancho de cada pulso en el voltaje de fase, por lo que controla el voltaje del inversor. [22]

Generalmente, la amplitud de la portadora es fija; y es la onda de referencia la que controla el índice de modulación y el voltaje de salida. Cuando

M es cero, los voltajes de fase de la figura 4.8 son ondas cuadradas simétricas sin modular, y el voltaje instantáneo V_{AB} , es siempre cero. [22]

Para valores pequeños de M los pulsos del voltaje de salida son muy delgados, pero al incrementarse M, el ancho de pulso se incrementa proporcionalmente, incrementándose el área volts-segundos por medio ciclo y la amplitud del voltaje fundamental. Al aproximarse M a la unidad, la salida es como sería sin la técnica PWM.

Los tiempos de operación de los interruptores deben estar sincronizados de modo que se abran de a pares y que por ningún motivo se vayan a cerrar al tiempo ya que se provocaría un corto en la fuente de entrada, es decir las señales de activación de los interruptores deben ser como se muestra en la figura 4.9. Al tener éste patrón en los interruptores se obtienen las señales para cada fase moduladas de la figura 4.10. [22]

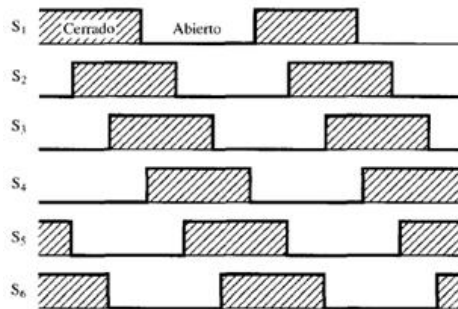


Figura 4.9: Sincronización de los interruptores [22]

La carga trifásica que se pondrá al circuito puede estar conectada en estrella o delta, para una carga en estrella como es la usada en el proyecto, la tensión en la carga es la tensión de línea a neutro. Para el caso en que se tiene una carga RL, el circuito presentará un comportamiento en tensión y corriente de línea tal como se muestra en la figura 4.12.

4.4.1. Contenido Armonico

La serie de Fourier de la tensión de salida tiene una frecuencia fundamental igual a la frecuencia de conmutación. Las frecuencias de los armónicos

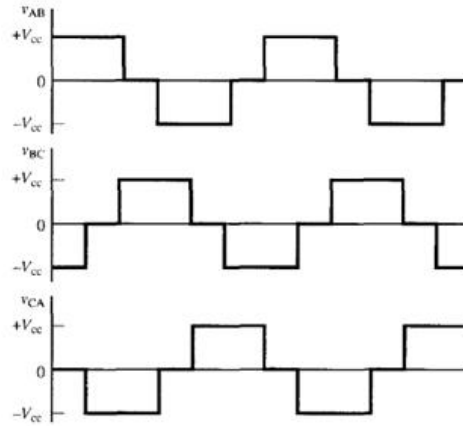


Figura 4.10: Salida de tensión en las fases [22]

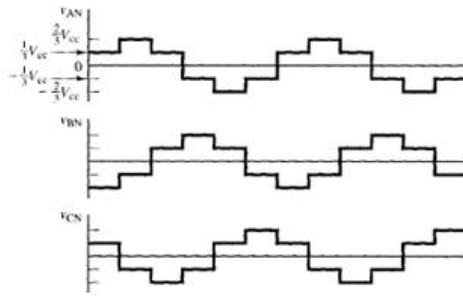


Figura 4.11: Tensiones de línea para una carga en estrella [22]

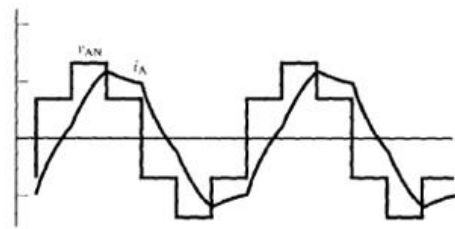


Figura 4.12: Tensión y corriente de fase con una carga RL [22]

son de orden $6k$ para $k = 1, 2, 3, \dots$ con $n = 5, 7, 11, 13, \dots$ entonces el tercer armónico y los múltiplos del tercero no existen, y los armónicos pares tampoco, así para una tensión de entrada, la salida con una carga en estrella sin toma de tierra tiene los siguientes coeficientes de Fourier:

$$V_{n,L-L} = \left| \frac{4V_{cc}}{n\pi} \cos\left(\frac{n\pi}{6}\right) \right|$$

$$V_{n,L-N} = \left| \frac{2V_{cc}}{3n\pi} \left[2 + \cos\left(\frac{n\pi}{3}\right) - \cos\left(\frac{n2\pi}{3}\right) \right] \right|$$

La frecuencia de salida del circuito puede controlarse variando la frecuencia de conmutación, así el valor de la tensión de salida depende del valor de la tensión de alimentación continua, entonces para controlar la tensión de salida se debe ajustar la tensión de entrada.

4.5. Etapa de potencia seleccionada

La etapa de potencia que se implementa consiste en transistores MOS-FET de potencia, que conmutan siguiendo una secuencia predefinida para excitar las bobinas del motor en 6 pasos. La disposición de los transistores se muestra en la figura 4.13. Las señales que comandan la conmutación de los transistores, siguen la secuencia de 6 pasos para alimentar las bobinas en el orden adecuado, pero también tienen la función de regular la corriente de cada fase por medio de PWM. El ciclo útil de la señal PWM es proporcional al voltaje promedio que se ve en las bobinas, las cuales filtran esta variación con su propia inductancia produciendo una corriente regulada.

Los motores BLDC tienen una alta eficiencia debido a su baja resistencia y baja inductancia. La velocidad final del motor es determinada por el voltaje aplicado a este y la constante de Back-EMF. Por eso la velocidad puede ser ajustada, regulando el voltaje aplicado. Normalmente se tiene una fuente de voltaje constante, sea esta una batería o una fuente DC, y haciendo uso de la técnica de PWM se puede ajustar el voltaje promedio que va caer sobre el motor lo que permite ajustar efectivamente la velocidad del motor. Este ajuste se puede realizar variando el la ciclo útil o porcentaje duty de la señal de PWM con lo que se consigue baja disipación en contraprestacion de otras técnicas para variar el voltaje promedio aplicado y alta presicion en la velocidad deseada.

En secciones anteriores se ha comentado la forma de generar analógicamente una señal de PWM variable, pero para el caso del proyecto, esta señal sera generada mediante una microcontrolador, con el fin de poder controlar

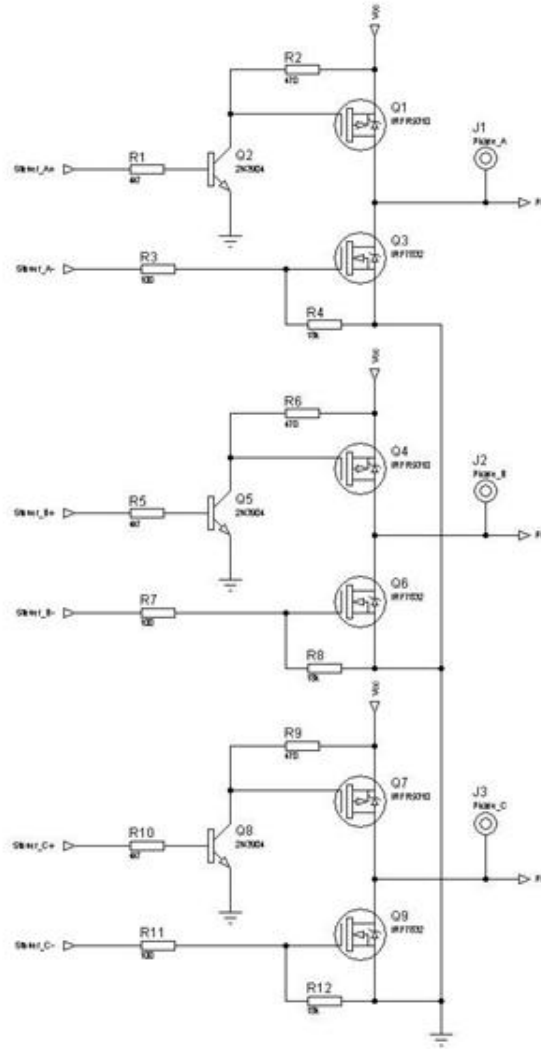


Figura 4.13: Etapa de potencia del controlador de velocidad

electrónicamente la velocidad del motor.

El PWM se genera en el modo llamado de fase correcta. Este modo usa un contador en modo de doble pendiente con lo que el PWM generado en forma simétrica en cada ciclo. En este modo el contador hace una cuenta ascendente desde el inicio hasta el valor del duty y luego una cuenta descen-

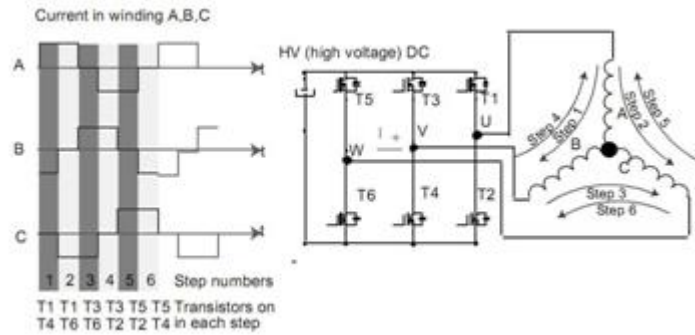


Figura 4.14: Modo de 6 pasos en las bobinas del motor

dente desde el valor del duty hasta completar el periodo de PWM. Además, el valor del comparador que determina el porcentaje de duty es "buffered", con lo que se garantiza que no se actualiza en medio de un ciclo de PWM. La figura ?? muestra la relación entre el valor del contador, el valor del comparador y el PWM de salida.[3] Cada periodo de PWM es separado por líneas discontinuas.

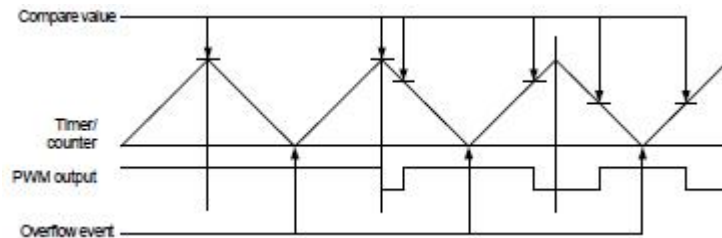


Figura 4.15: PWM generado, tomado de [3]

4.5.1. Mosfet de Potencia

Los transistores usados, son de alta capacidad de corriente, muy baja capacitancia de compuerta y muy baja resistencia entre drenador y fuente, para que la disipación de energía en ellos sea baja comparada con la energía consumida por el motor.

El driver que se usa para encender el transistor de canal P, es un transistor BJT en configuración de emisor común o inversor. Esta logra polarizar el Mosfet (enviar una señal "0.^a la compuerta) e invertir la señal enviada

desde el microcontrolador. También se usa una resistencia de pull up desde la compuerta hasta el voltaje de fuente para forzar un "1" débil en la compuerta, con lo que se garantiza que el mosfet canal P nos se encienda en ciclos no debidos.

En el caso del canal N, es suficiente con una resistencia de pull down, esta fuerza un "0" débil en la compuerta del mosfet. Luego se usa una resistencia desde la señal del microcontrolador a la compuerta, esto evita que voltajes flotantes no deseados logren encender el mosfet canal N en ciclos no deseados.

4.5.2. Simulación de la Etapa de Salida

A continuación se presenta la simulación realizada para el inversor trifásico con transistores de potencia que es la etapa de salida del controlador de velocidad.

En las figuras 4.17 a 4.19, se presenta la señal que sera generada por el microcontrolador para controlar la velocidad del motor. Esta señal es un PWM generado con un modulo Timer(Contador), del microcontrolador. Ya que se requieren seis señales PWM para controlar la velocidad del motor y el microcontrolador solo cuenta con un modulo contador de 16 bits al que se le puede variar el periodo y el ancho de pulso, su usa una configuración de un solo PWM maestro de 8 kHz. Este PWM sera multicanalizado a los transistores P del inversor trifásico mediante compuertas AND. Como las señales de activación de los transistores Mosfet sigue la secuencia de seis pasos, esta secuencia se puede usar para habilitar las compuertas AND que envian la PWM hacia el motor. Por lo tanto para el transistor canal P, la señal de activación sera una señal que contiene la PWM de 8kHz y para los canal N, una señal de activación de voltaje alto que conmuta a una velocidad proporcional a la velocidad rotacional del motor, con el fin de no perder el sincronismo de los 6 pasos de conmutación.

El modelo del motor que se utiliza para la simulación, es un modelo de motor BLDC genérico, por lo que las simulaciones son una simple aproximación a lo que se espera suceda en la realidad. Pero cabe aclarar que el comportamiento debe ser muy parecido, no lo mismo respecto a los valores de los voltajes y corriente medidos.

La configuración de compuertas AND se presenta en la figura 4.16. En la figuras 4.20 a 4.22, se muestran los voltajes que se espera reciba las fases

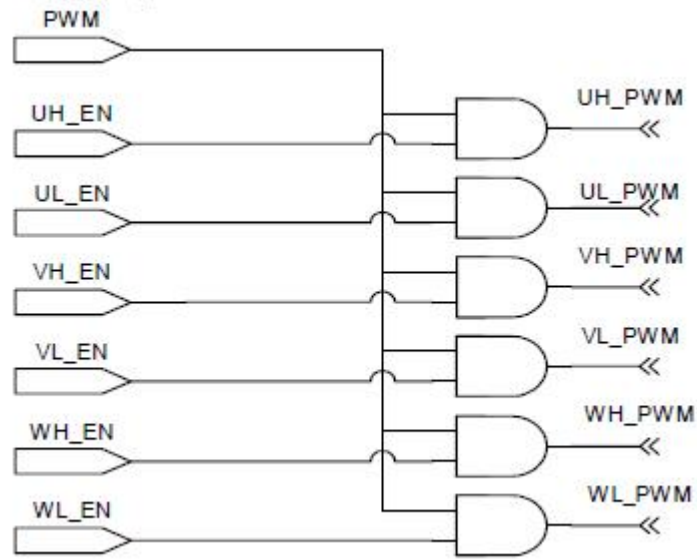


Figura 4.16: Configuración de compuertas AND para multicanalizar la PWM.[3]

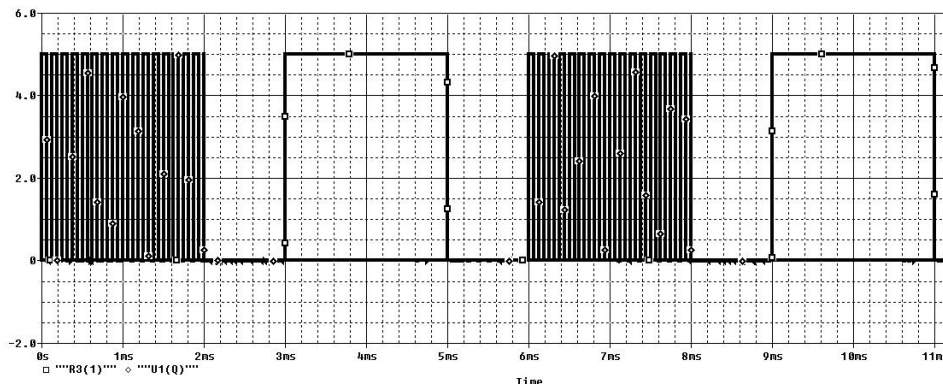


Figura 4.17: Señal para la fase A.

del motor BLDC para su movimiento. En estas se puede observar que en el ciclo en el que la fase no está conectada al inversor trifásico, se genera un back EMF, que es lo que se espera encontrar en la implementación.

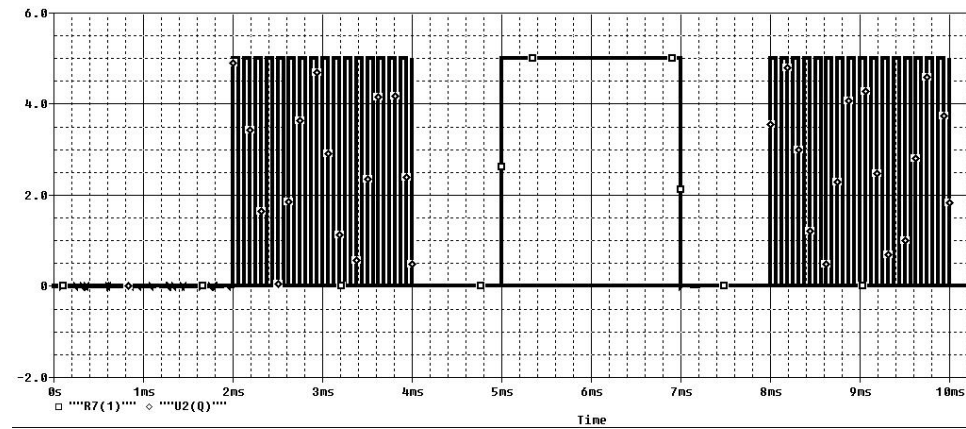


Figura 4.18: Señal para la fase A.

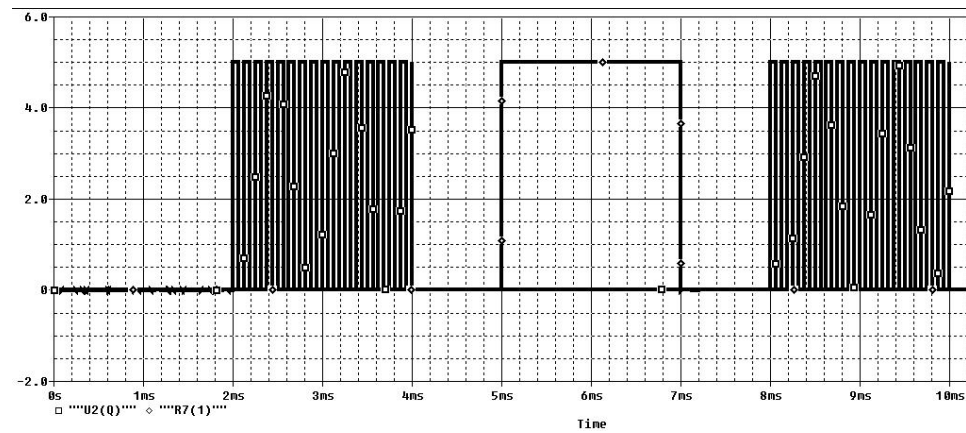


Figura 4.19: Señal para la fase A.

4.6. Medición de posición en motores brushless

El motor DC Brushless es un tipo motor síncrono de imanes permanentes cuyo movimiento es controlado por un inversor trifásico que en el caso mas sencillo, excita las bobinas del motor con pulsos rectangulares siguiendo una rutina de 6 pasos. Como se vió anteriormente también existen otros métodos de manejar estos motores, donde se obtienen características de desempeño superiores a cambio de un mayor costo del sistema, por la mayor complejidad computacional y del sensor de posición. Sin embargo, aun en el modo de control más sencillo se requiere la medición de la posición del rotor para

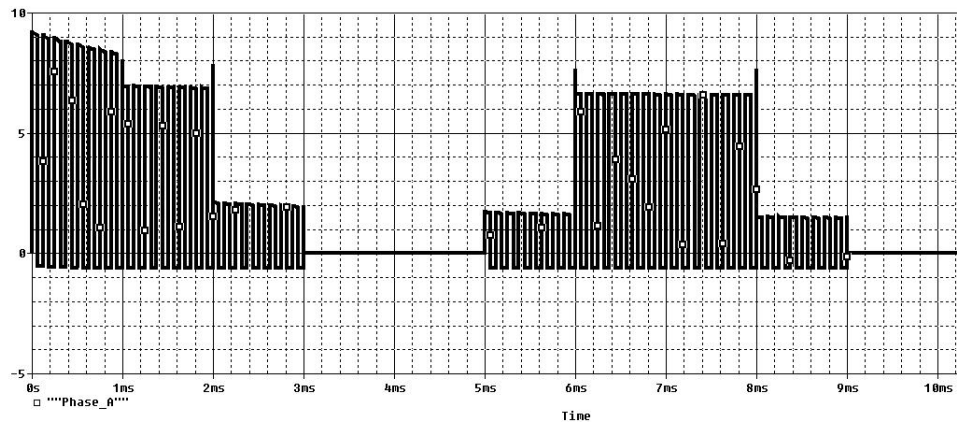


Figura 4.20: Voltaje de la fase A

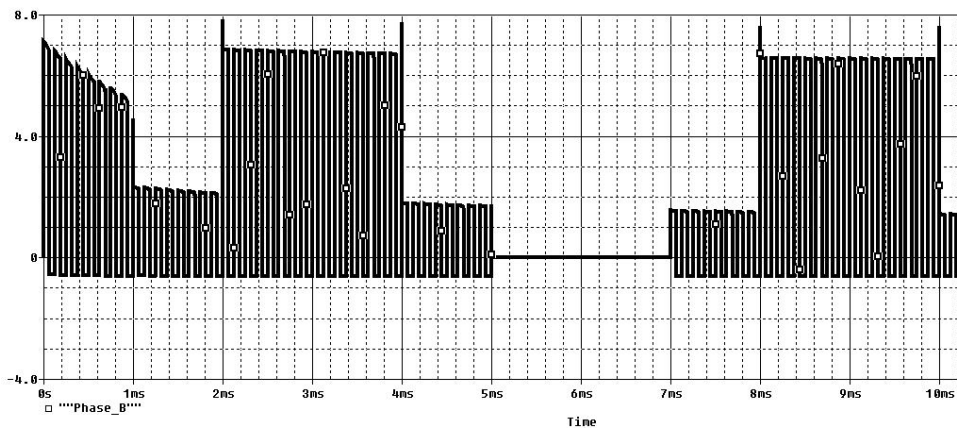


Figura 4.21: Voltaje de la fase B

que el controlador pueda sincronizar la conmutación de los interruptores y producir las configuraciones de la rutina de 6 pasos.

Los motores Brushless son fabricados con sensores y sin sensores. En el primer caso la medición de la posición del rotor es directa, pues la señal de salida de los sensores de efecto hall puede computarse produciendo una precisa medida. El otro caso es el de los motores sin sensores, que están tomando cada vez mas participación en todas las aplicaciones de los motores DC, pues no solo tienen las ventajas de tamaño, rendimiento y bajo ruido, sino que son de bajo costo respecto a los fabricados con sensores. Por

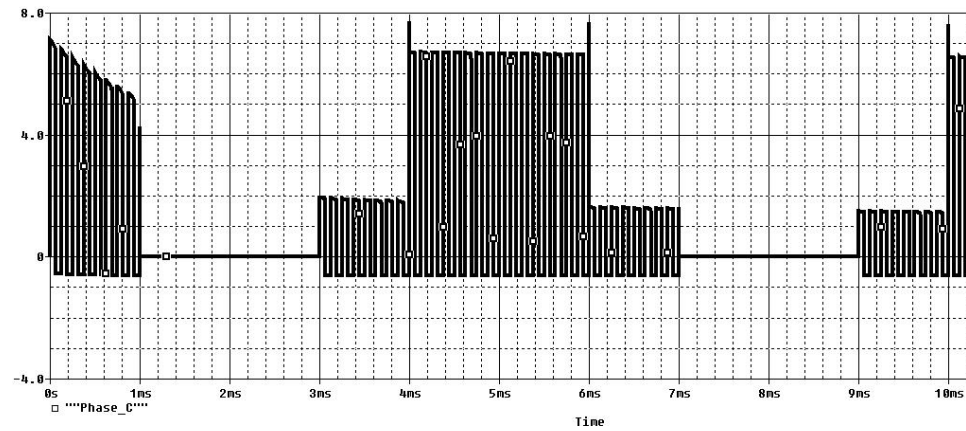


Figura 4.22: Voltaje de la fase C

esta razón, en este trabajo se mencionarán técnicas de medición directa por medio del back EMF (Fuerza contra electro motriz) de la posición del rotor de un motor brushless sin sensores, las cuales se ajustan a los requerimientos del control trapezoidal con el cual se maneja la excitación de las fases del motor.

4.6.1. Fuerza Contra Electro Motriz o Back EMF

La fuerza contra electro motriz (o Back EMF) es el voltaje o fuerza electromotriz que se opone a la corriente que la induce. Es causada por el campo electromagnético cambiante dentro de los bobinados de un motor según la ley de Lenz. La ley de Lenz establece que el sentido de la corriente inducida en una espira conductora que rodea un flujo de campo magnético cambiante causará un flujo que se opone al que lo causó llamado fem o fuerza electro-motriz, como se muestra en la figura 4.23.

La fuerza contra electro motriz es un voltaje que ocurre en motores eléctricos donde hay movimiento relativo entre la armadura y el campo magnético externo. Al moverse, los conductores cortan líneas de campo cambiando así el flujo neto dentro de sus espiras, lo cual induce el voltaje en el alambre. El efecto de este voltaje es el de reducir la corriente que entra al motor y por ende, el torque resultante. La ley de Lenz es una consecuencia del principio de conservación de la energía, y es por la cual el signo negativo de la ecuación de la fuerza electromotriz.

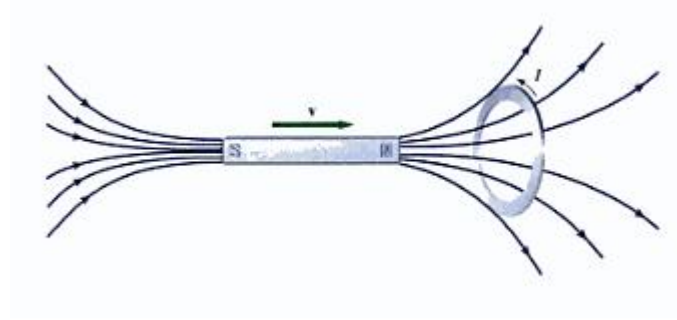


Figura 4.23: Fem inducida en una espira [1]

$$V_e = -N \frac{d\phi}{dt} \quad (4.1)$$

4.6.2. Uso del Back EMF para medir la posición del rotor

El motor trifásico sin escobillas se maneja típicamente con seis pasos o modos de conducción durante 120 grados del ciclo cada uno. En cada instante, solamente dos de las tres fases están en conducción. El intervalo de conducción dura 60 grados eléctricos, lo que se llama un paso. La conmutación es la transición entre un paso y el siguiente, así que en total hay seis pasos en un ciclo eléctrico. Usualmente la corriente se conmuta de tal manera que esté en fase con el Back EMF para así obtener el óptimo control y la mayor relación Torque/Amperio. El tiempo de conmutación es determinado por la posición del rotor. Ya que la forma del Back EMF indica la posición del rotor, es posible determinar el tiempo de conmutación si el voltaje contraelectromotriz es conocido. En la figura 4.24 se muestra el Back EMF en fase con la corriente de fase. Si el cruce por cero, del Back EMF puede ser medido, entonces se puede calcular el tiempo en el cual conmutar la corriente.

Como se mencionó anteriormente, en cada instante de tiempo solamente dos de las fases del motor están conduciendo mientras que la tercera está abierta. Esta fase que no recibe ninguna excitación externa crea una ventana para detectar el back EMF sobre ella. El concepto de detección del cruce por cero se muestra en la figura 4.25 (A). Se mide el voltaje en la fase flotante del motor, el esquema requiere de la comparación de este voltaje con el del punto neutro del motor, para encontrar el cruce por cero del Back EMF, dado que

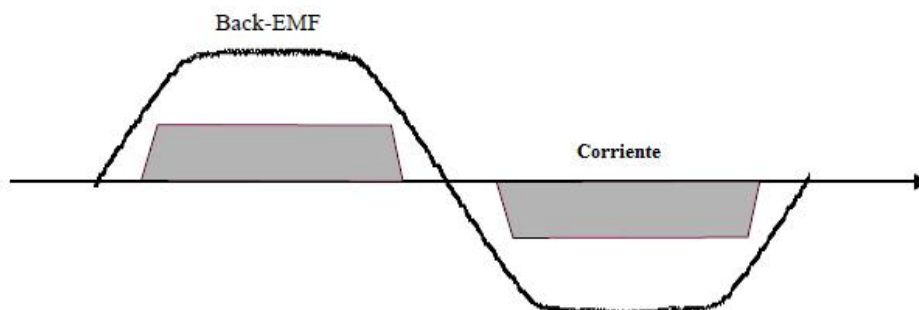


Figura 4.24: Back EMF y corriente por una fase del motor [2]

este está referido al punto neutro de la conexión en estrella de los bobinados del motor. En la mayoría de los casos, el punto neutro no está disponible por lo cual se construye un punto neutro virtual externo al motor que estará, en teoría, al mismo potencial que el centro de la conexión estrella del motor. El neutro virtual se construye con resistencias, como se muestra en la figura 4.25 (B).

Este es un esquema bastante simple lo que lo hace conveniente en aplicaciones sencillas, sin embargo también tiene ciertas desventajas. Debido a que las señales en las fases no son constantes sino PWM para modular el voltaje promedio, el punto neutro no está al mismo potencial todo el tiempo, de hecho es muy cambiante. Esto causa voltaje de modo común y ruido de alta frecuencia. Por esta razón el Back EMF debe medirse con el uso de divisores de voltaje y filtros pasa bajas para reducir la señal de modo común y el ruido. En la figura 4.26 se muestra el mismo esquema de comparación del Back EMF con el punto neutro virtual, pero donde se anteponen filtros y divisores de tensión. El divisor de tensión ajusta los niveles de voltaje del motor a los de un comparador lógico (por ejemplo un microcontrolador, cuya entrada analógica está limitada en amplitud) esto significa que a bajas velocidades del rotor, cuando el Back EMF es pequeño, la atenuación va a hacer mucho mas difícil su medición, lo cual es un grán problema en el arranque del motor. Por otro lado, el filtro pasa bajas introduce un retardo fijo independiente de la velocidad de rotación. Cuando la velocidad del rotor aumenta, los tiempos de conmutación disminuyen, por lo cual la contribución porcentual del retardo incrementa. Este efecto desalinea la corriente con el back EMF y causa graves problemas de conmutación a altas velocidades.

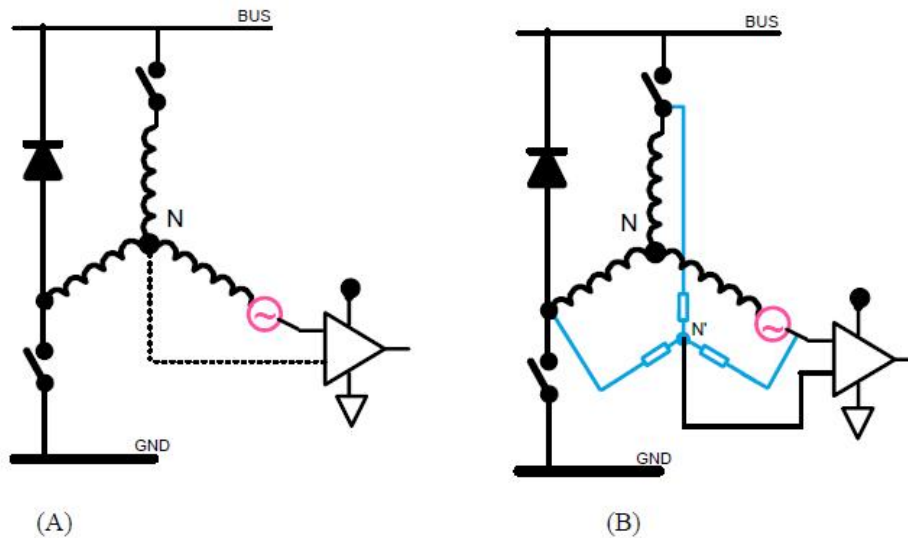


Figura 4.25: (A) Esquema de detección del cruce por cero del Back EMF con el punto neutro; (B) Esquema de detección del cruce por cero del Back EMF con el neutro virtual [2]

Se han planteado otras formas de realizar esta medición, que se usan en circuitos integrados dedicados al manejo de motores brushless sin sensores, que usualmente ajustan los tiempos de conmutación del inversor según la velocidad del motor [5], pero que aun tienen problemas a baja velocidad. Otro método plantea determinar la posición del rotor basado en el tercer armónico del Back EMF [6] cuya principal desventaja es el bajo valor en amplitud de ésta componente en velocidad baja. En [7], la posición es determinada por un complejo circuito de medición basado en diodos, pero aun presenta el problema a baja velocidad.

Como se ha expuesto, los dos problemas en el manejo de motores brushless sin sensores se dan: a altas velocidades por los retardos en el filtrado del Back EMF y a bajas velocidades por la poca amplitud del Back EMF. A continuación se mostrará el esquema propuesto para la medición y la forma de enfrentar los problemas mencionados anteriormente.

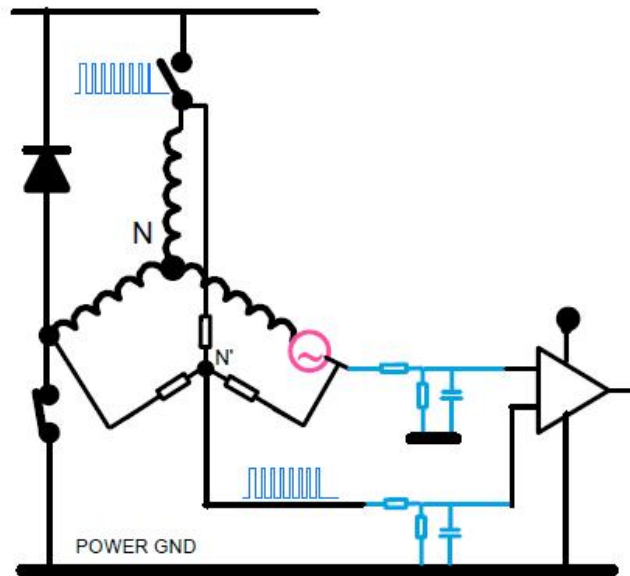


Figura 4.26: Medición del Back EMF y neutro virtual filtrados [2]

4.6.3. Esquema propuesto para la medición de posición del motor

Para la elección de la configuración más adecuada de medición de posición por Back EMF se tuvieron en cuenta varios aspectos, enfocados a los motores para los cuales se está diseñando el sistema. Los motores que se usarán en el cuatrirotor son motores pequeños, pero que funcionan con cantidades de corriente relativamente grandes. Usualmente se alimentan con baterías de polímero de litio (LiPo) de 3 o 4 celdas en serie, es decir 11.1 V o 14.8 V. Esto significa que no se requiere mucha atenuación para medir los voltajes directamente del motor. De igual forma se tiene el inconveniente del ruido autoinducido, pues las corrientes que fluyen a través del circuito del controlador de velocidad son grandes.

La configuración a implementar es similar a la de la figura 4.26 con la diferencia que el neutro virtual se realiza después del filtrado de cada una de las señales de las fases. El esquema mostrado en la figura 4.27 corresponde al implementado para el sensor de posición propuesto.

Las señales de entrada a esta etapa son precisamente los voltajes de fase

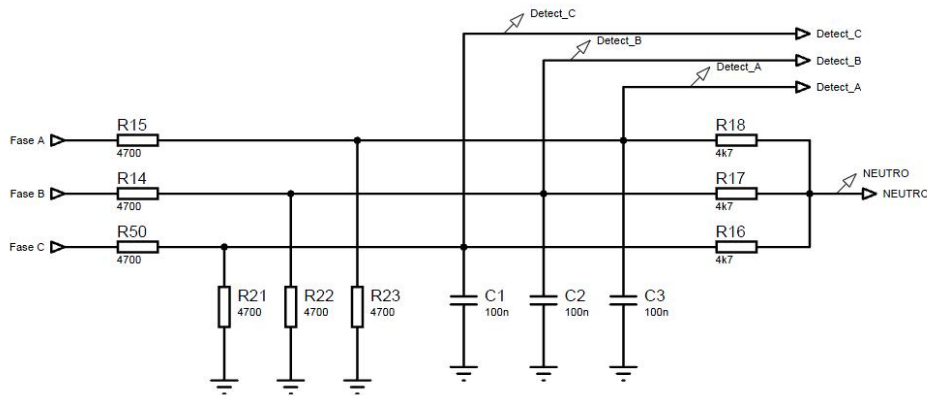


Figura 4.27: Esquema propuesto para la medición del Back EMF

del motor. Cada señal tiene un filtro que reduce en amplitud la señal y atenúa las componentes frecuenciales mas altas. El espectro de amplitud del filtro RC se muestra en la figura 4.28. Esta simulación se realizó con una fuente de excitación de voltaje de 1V, por lo cual se ve que las bajas frecuencias presentan una atenuación de 0.5 (-6dB), la frecuencia de corte es aproximadamente 672 Hz. El neutro virtual se crea a partir de las señales de las fases filtradas, con lo cual las componentes de modo común se eliminan y no es necesario filtrar el punto neutro. Las señales de salida de esta etapa son el neutro y tres puntos de detección, uno por fase.

La comparación entre el Back EMF de cada fase y el voltaje del punto neutro en el sistema real se realiza internamente en el microcontrolador, sin embargo para verificar el funcionamiento del circuito, realizamos un esquema de la detección de los cruces por cero en el software de simulación de circuitos utilizando directamente comparadores analógicos. Los resultados de la simulación se muestran a continuación. Al simular en las entradas del circuito tres formas de onda similares a las de un Back EMF rectangular de un motor trifásico, visualizamos solo una de estas tres señales en la parte superior de la figura 4.29. En la parte central se observa el correspondiente valor de voltaje de fase, después de ser atenuado y filtrado, en la misma gráfica se observa el voltaje del neutro virtual, que corresponde exactamente al promedio de la señal por la fase filtrada. En la tercera gráfica de la figura 4.29 se muestra la salida del comparador correspondiente, donde hay un flanco de subida justo en el momento en el que el BackEMF cruza por el cero respecto al punto neutro.

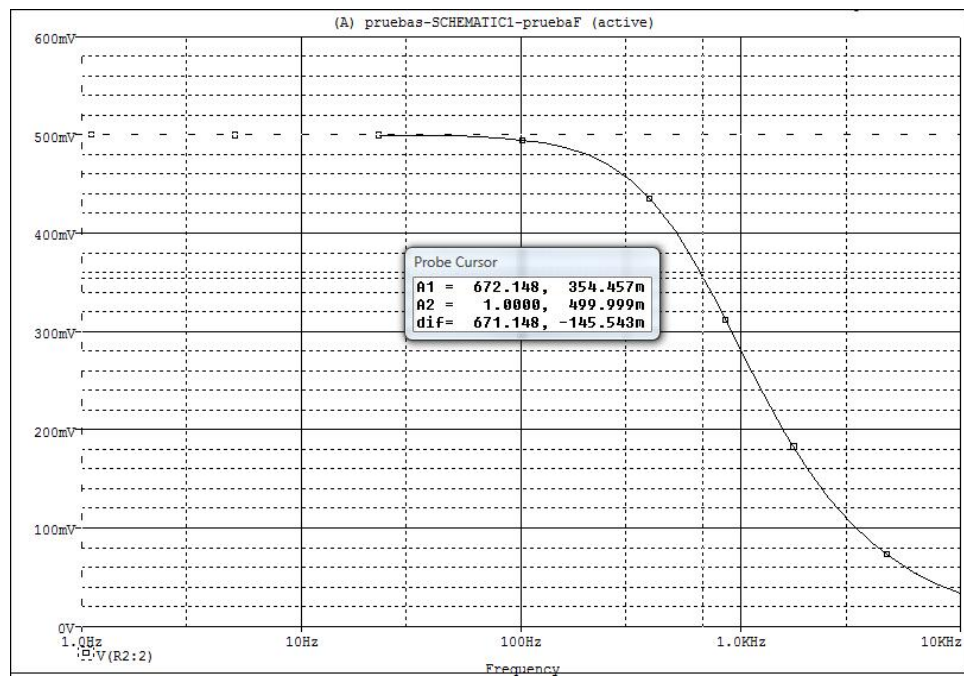


Figura 4.28: Diagrama de Bode de amplitud del filtro RC

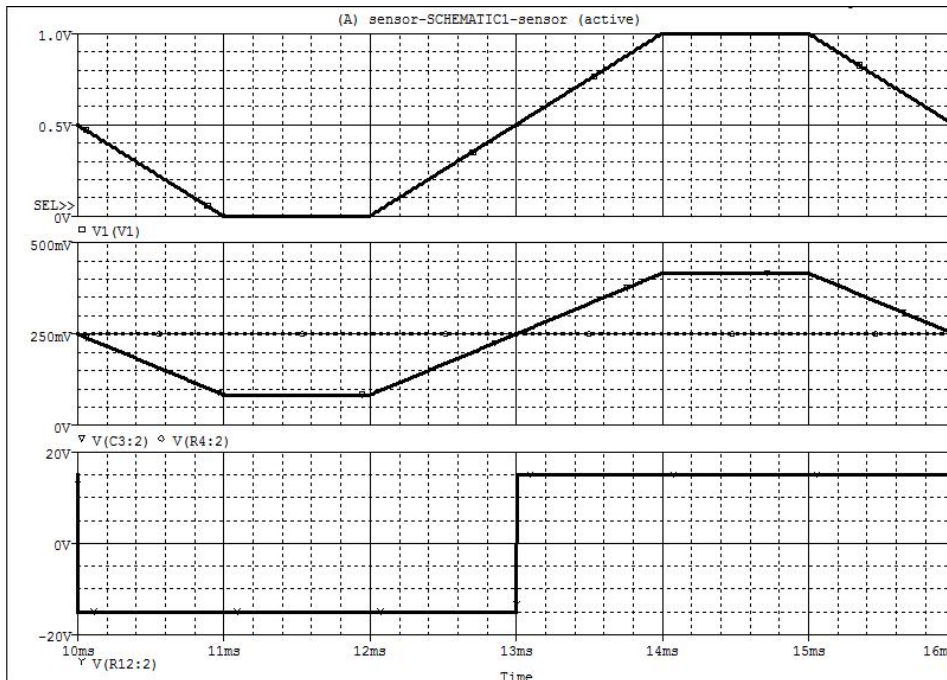


Figura 4.29: Detección del cruce por cero en una de las fases del motor

La detección del cruce por cero es la base para el correcto funcionamiento del sistema de control de velocidad, pues esta detección es la que permite sincronizar la rutina de excitación de las bobinas para mantener la marcha del rotor. Los problemas de la conmutación por la excitación de las fases utilizando PWM no se pueden evitar, sin embargo el filtro está diseñado para sobrellevar estas variaciones y permitir una medición lo suficientemente precisa. El otro inconveniente es el del retardo inducido por este filtro, el cual tiene un valor constante pero que se hace mas notorio a mayor velocidad del rotor. Ambos problemas fueron resueltos por medio de ajuste en caliente del sistema de control, midiendo el retardo de las señales para ajustar el calculo de los tiempos, los procedimientos y resultados se muestran en capitulos posteriores de este documento

4.7. Modelo reducido del motor

Un modelo simplificado del motor DC brushless consiste en tres bobinas dispuestas en tres direcciones A, B y C como se muestra en la figura 4.30. El rotor se representa por un imán permanente en el centro, alineado como una barra imantada rotando sobre un eje en la intersección de los tres ejes A, B y C, perpendicularmente al plano formado por ellos. La orientación del imán permanente puede ser controlada por la configuración de corrientes en los tres bobinados. El imán se sitúa en la posición 1 cuando la corriente va de C hacia B y en la posición opuesta cuando la corriente va desde B hacia C.

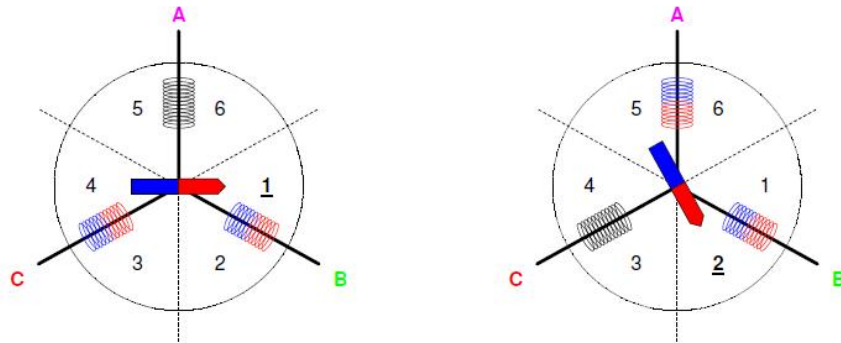


Figura 4.30: Modelo simplificado de un motor BLDC de dos polos. Dos posiciones sucesivas del rotor [12]

En cada bobinado, el imán permanente en movimiento induce un voltaje alterno con amplitud proporcional a su velocidad angular llamado voltaje contraelectromotriz o Back EMF. La forma de este voltaje se asume sinusoidal, lo cual es válido para la mayoría de los motores o una buena aproximación para una forma de onda del Back EMF diferente. El cruce por cero del Back Emf ocurre cuando el imán permanente está orientado perpendicularmente al eje del bobinado, lo cual sucede justo entre dos posiciones sucesivas del rotor, como las mostradas en la figura 4.30.

Para un voltaje de alimentación dado, el Back EMF limita la velocidad del motor. La constante de Back EMF de un motor BLDC es comunmente dada en $[RPM/V]$ o en su unidad recíproca $[V/RPM]$. Aunque este valor no representa directamente la amplitud del Back EMF, si representa el rango

de la amplitud del BEMF debido al hecho de que la velocidad a cierto valor de voltaje de alimentación depende de la amplitud del BEMF y de su forma.

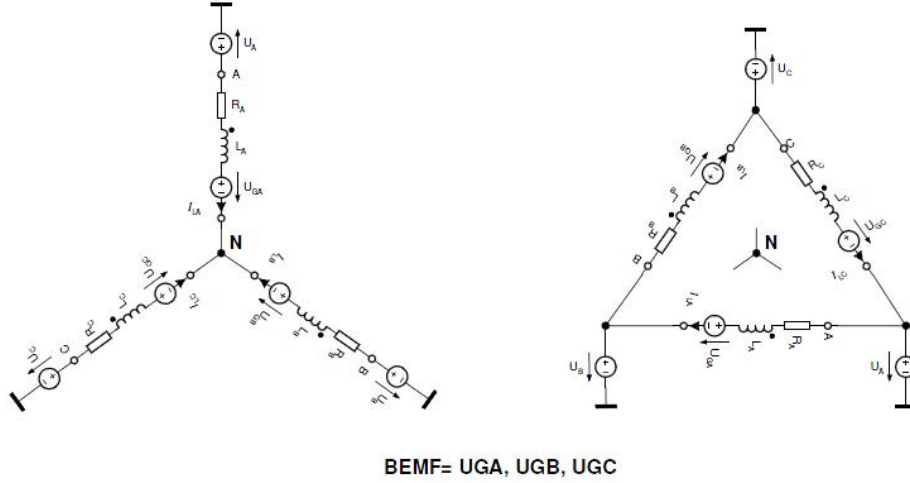


Figura 4.31: Conexión en Y o Δ del motor BLDC [12]

La constante del Back EMF dada en $[RPM/V]$ brinda información relevante para la aplicación de control de velocidad. Por ejemplo, para el motor usado en las pruebas del controlador, con una constante de $1050[RPM/V]$, se puede calcular que la velocidad tope a la que puede llegar con una alimentación de $11,1V$ es $11,1V * 1050RPM/V = 11655RPM$.

4.8. Lazo abierto

Como se mencionó anteriormente, la conmutación del motor usando el Back EMF para conocer la posición del rotor requiere que éste se esté moviendo mínimo a cierta velocidad, pues la amplitud del Back EMF es proporcional a la velocidad angular. Cuando la velocidad es baja, la relación señal a ruido del Back EMF es muy baja, dado que el régimen de conmutación PWM produce un ambiente sumamente ruidoso en los bobinados del motor. La velocidad mínima para una lectura correcta del Back EMF depende de las características del motor y del voltaje de alimentación, por debajo de esta velocidad el motor debe ser controlado en lazo abierto, quiere decir sin conocer la posición ni velocidad actual del rotor. Cuando el motor arranca, la corriente que consume es alta y acelera tan rápido como puede hasta que alcanza la velocidad mínima requerida para poder medir el Back EMF, pero

la corriente debe limitarse en especial para motores con baja impedancia de fase, que se comporta casi como un corto circuito. Esta corriente se puede limitar de dos maneras, por PWM de lazo abierto que module la cantidad de corriente aplicada manteniéndola dentro de márgenes seguros o por un lazo cerrado de control de corriente. Para el diseño propuesto en este documento, se adoptará el modo de arranque en lazo abierto con modulación PWM.

4.8.1. Rampa de corriente en lazo abierto

El objetivo del arranque en lazo abierto es lograr llevar el rotor a la velocidad mínima para poder leer el Back EMF. El torque necesario deberá ser casi constante durante el arranque. Para lograr una corriente casi constante el PWM tiene que ser establecido durante el arranque como una función de la velocidad actual de conmutación, dado por la siguiente ecuación

$$pwm(v) = c0 + c1 * v \quad (4.2)$$

Las constantes $c0$ y $c1$ deben ser escaladas al voltaje de alimentación, definido como V_{BAT} , pues su valor incluye directamente en la corriente y esta cambiará si se alimenta con una batería de mayor voltaje. De esta manera establecemos el voltaje como

$$pwm(v) = \frac{(c0 + c1 * v)}{V_{BAT}} \quad (4.3)$$

Antes de mover el motor, con una aceleración constante, primero se aplica un PWM base $pwm0$. Al aplicar este voltaje, se espera un tiempo determinado para dar suficiente tiempo al rotor para moverse a la posición inicial de conmutación. Cuando el rotor alcanza esta posición, se detiene con una pequeña oscilación. La frecuencia de oscilación está definida por el momento de inercia del rotor y la constante de torque del motor. La constante de amortiguamiento determinada por la fricción no influye mucho la frecuencia de oscilación, pero si es importante para la duración de la oscilación, y es precisamente esta duración la que es de importancia para el diseño, pues de ella depende el tiempo que se debe esperar para iniciar la rutina de arranque del motor.

Los detectores de cruce por cero del Back EMF están deshabilitados durante la operación en lazo abierto, hasta que la velocidad objetivo es alcanzada. Al alcanzar esta velocidad, la detección se activa justo antes de

abandonar la subrutina de inicialización en lazo abierto.

Estableciendo los valores correctos de $pwm0$ y $pwm1$ se puede acelerar lo suficientemente lento para que el rotor sea capaz de seguir al campo magnético y no pierda la sincronización. La constante $c0$ compensa la caída de voltaje causada por las pérdidas ohmicas. La constante $c1$ compensa la reducción del voltaje de alimentación efectivo debido al Back EMF del motor. Un valor de ancho de pulso que mantenga la corriente por debajo del límite de corriente del motor, asegura que este no sufrirá daños.

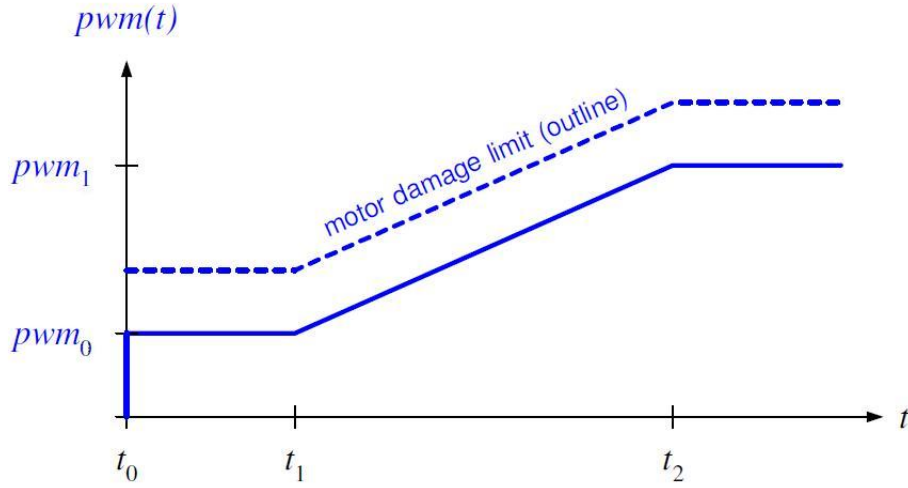


Figura 4.32: Rampa de PWM para el arranque en lazo abierto [12]

Para un voltaje de alimentación dado, la constante $pwm0$ representa el offset de voltaje que lleva corriente a través de los bobinados de acuerdo a $U = R * I$, donde R es la resistencia ohmica de los alambres, los MOSFETs y todas las demás resistencias que tienen efecto en la corriente del bobinado, escalado por un PWM con cierto valor de ciclo util. Esto resulta en un torque proporcional al valor absoluto de la corriente. El torque depende de la corriente y del ángulo de carga. Una corriente dada define el máximo toque τ aprovechable como:

$$VBAT * pwm0 = R * I \quad (4.4)$$

Donde $\tau = k_\tau * I$, la constante k_τ es la constante de torque propia del

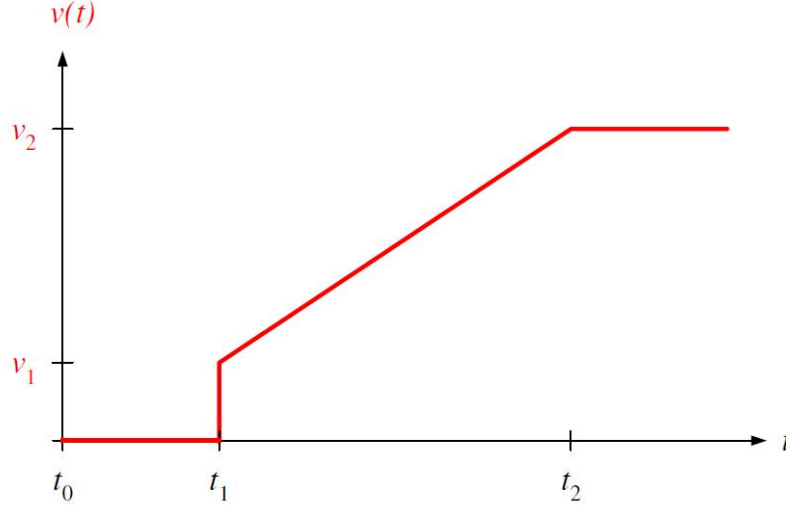


Figura 4.33: Velocidad del rotor durante el arranque en lazo abierto [12]

motor. Escogiendo $pwm0$ de una forma tal que la corriente resultante no exceda la corriente máxima nominal para un motor dado, se puede acelerar durante la rampa tan lento como se desee. Una corriente superior a la máxima corriente nominal puede permitirse solamente por un corto periodo de tiempo para que la temperatura de los bobinados del motor no exceda los límites seguros.

Las constantes $c0$ y $c1$ pueden ser calculadas de las características del motor. El valor de $pwm0$ debe oscilar entre el 0% y el 100% para una corriente I válida. El offset constante de PWM es:

$$pwm0 = \frac{R * I}{VBAT} \quad (4.5)$$

En la implementación en microcontrolador, la constante de offset es $c0 = 255 * pwm0$, con $pwm0$ entre 0% y 100%. La constante de escala de PWM que depende de la frecuencia de conmutación es $pwm1 = (v_{rpm} + k_e * R * I) / (k_e * VBAT)$ donde v_{rpm} es la velocidad en RPM y k_e es la constante de BEMF del motor en [RPM/V]. Debe tenerse en cuenta que las unidades en las que se expresa la velocidad, se refieren a RPM para un motor de dos polos, donde un periodo eléctrico es igual a un periodo mecánico. Sin engranes, un periodo mecánico es equivalente a una revolución. Las constantes $c0$ y $c1$ dependen del voltaje de alimentación. Así que, estas son

constantes si la fuente es constante. En otras aplicaciones, fuera de interés de este documento, pueden calcularse teniendo en cuenta la dependencia lineal de la fuente VBAT.

Cuando se implementa la medición de corriente, los valores de $c0$ y $c1$ pueden ser ajustados automáticamente para el arranque en lazo abierto. Primero, el parámetro $pwm0$ tiene que ser determinado, para lo cual, se comienza fijando $pwm0 = 0$ y $pwm1 = 0$ cuando el rotor está detenido. Entonces comienza a incrementarse $pwm0$ hasta que se alcance la corriente inicial deseada.

La velocidad inicial $v0$ puede ser cero. Para acortar el tiempo del arranque del motor, esta velocidad puede ser mayor que cero. La velocidad $v1$ debería ser tan alta como sea posible, pues la amplitud del Back EMF es proporcional a la velocidad y una mayor amplitud significa mayor relación señal a ruido para la lectura. Elevando la velocidad de la manera descrita, el torque se mantiene casi constante hasta la velocidad

$$v_{rpm} = (VBAT - R * I) * k_e. \quad (4.6)$$

Para velocidades mayores, el voltaje que induce corriente a los bobinados no es suficiente para derivar la corriente especificada. Un motor sin escobillas con una constante de Back EMF k_e llega a una velocidad tope

$$v_{rpm} = VBAT * k_e \quad (4.7)$$

De esta manera, la elección de la velocidad final $v1$ en el rango de $v_{rpmmax} = (VBAT - R * I) * k_e$ es correcta. Dependiendo del motor 10 % a 100 % de v_{rpmmax} suele ser suficiente.

Desde el punto de vista teórico, sin fricción, la aceleración máxima está definida por la ley de Newton $F = m * a$ con $a = \tau / J$, donde τ es el torque, J es el momento de inercia y a es la aceleración angular. Si la rampa de aceleración se aplica por 1 segundo, la aceleración resultante $a_{rpm/s}$ para llegar a una velocidad v_{rpmmax} es, evidentemente, $v_{rpmmax}/1s$. En vez de la unidad física del sistema internacional para la aceleración angular $[rad/s^2]$, se ha escogido $[rpm/s]$. Esto tiene dos grandes ventajas. Primero, la unidad $[rpm/s]$ es más intuitiva para velocidades dadas en rpm . Segundo, el rango numérico para las velocidades y aceleraciones típicas es más compatible con representaciones enteras usando la unidad $[rpm/s]$ comparado con la unidad

SI $[rad/s^2]$.

4.9. Lazo Cerrado

Como se vio anteriormente, el motor debe inicializarse en un esquema de lazo abierto puesto que cuando no se cuenta con sensores de posición y velocidad en vez de lo cual se usa el Back EMF, este último solo puede ser leído correctamente cuando el rotor supera cierta velocidad. El lazo abierto suele ser suficiente para algunas aplicaciones, donde la certeza de la velocidad del motor no es requerida, sin embargo en la aplicación del robot aéreo y en general en todas las aplicaciones aeronauticas se requiere de cierto control sobre lo que de hecho sucede con la velocidad del rotor, que usualmente está sometido a perturbaciones de todo tipo, desde fuerzas centrípetas, efectos de coriolis y giroscópicos, corrientes de aire, etc. Un esquema de lazo cerrado se propone para este proyecto, el cual consta de una estrategia sencilla pero eficaz de control muy aplicada en la industria, el control PID.

4.9.1. Controlador PID

En la figura 4.34 se muestra el esquema de un sistema de lazo cerrado con controlador PID. El controlador PID compara la variable de salida medida y con un valor de referencia y_0 . La diferencia, también llamada error, e , es procesada para calcular la nueva señal de entrada a la planta a controlar, dicha señal se llama señal de control u . Esta entrada intentará ajustar el valor medido de la salida al valor deseado.

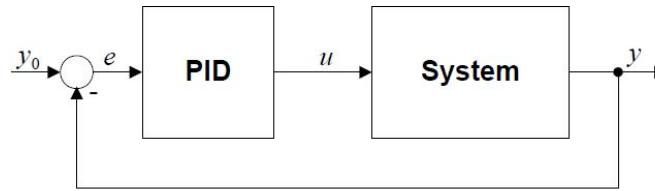


Figura 4.34: Sistema de lazo cerrado con controlador PID [13]

A diferencia de los algoritmos simples de control, el PID es capaz de manipular los valores de entrada a la planta en base al historial y tasa de cambio de la señal. Esto hace que el control sea más preciso y estable. La idea básica es que el controlador lea el estado del sistema a través de un

sensor. Luego se resta el valor medido del valor de referencia deseado para generar el valor del error. El error será utilizado de tres formas, actuar en el presente, a través del término proporcional, recordando el pasado, usando el término integral, y anticipando el futuro, con el término derivativo. La figura 4.35

muestra el esquema PID, donde T_p , T_i y T_d denotan las constantes de tiempo del término proporcional, integral y derivativo respectivamente.

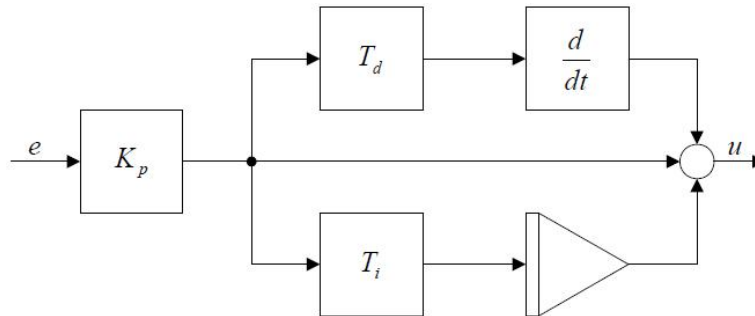


Figura 4.35: Esquema del controlador PID [13]

Término Proporcional

El término proporcional P da al sistema una señal de control proporcional al error. Usando solamente este término se tiene error de estado estacionario en todos los casos a excepción de sistemas con entrada igual a cero.

Término Integral

El término integral I da al sistema una señal de control que corresponde a la suma del error previo. La suma del error continua hasta que la variable de salida iguale al valor deseado, lo que resulta en cero error de estado estacionario para referencias estables. Usando solamente el término I el sistema responde muy lentamente y usualmente con oscilación.

Término Derivativo

El término derivativo D da al sistema una señal de control dependiente de la tasa de cambio del error. Un cambio rápido del error dará como resultado un aumento en la contribución del término derivativo. Esto mejora la respuesta a cambios repentinos en el estado del sistema o en la referencia

lo cual se traduce en respuestas más rápidas que con control P o PI . Un valor muy grande de D usualmente desestabiliza el sistema y dado que se comporta como un filtro pasa altas también incrementa la sensibilidad al ruido.

Usando todos los términos juntos, el PID usualmente tiene el mejor desempeño. La figura 4.36 muestra la comparación entre la respuesta al paso de controladores P , PI y PID . PI supera al P eliminando el error de estado estacionario, y el PID supera al PI con una respuesta más rápida y sin sobrepico.

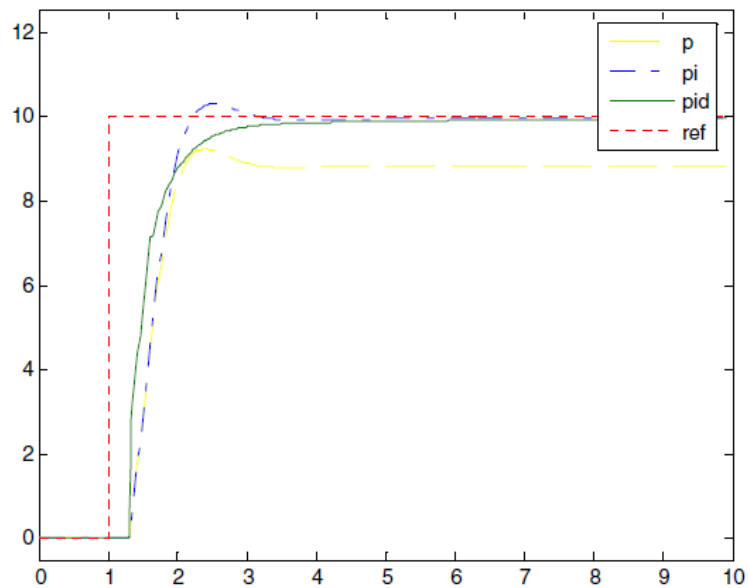


Figura 4.36: Respuesta al paso del control P, PI y PID [13]

4.9.2. PID Discreto

Un controlador PID discreto debe leer el error y calcular la señal de control en un intervalo de tiempo dado, dentro del periodo de muestreo T . El tiempo de muestreo debería ser menor que la menor constante de tiempo en el sistema. La función de transferencia del sistema de la figura 4.35 está dada por

$$\frac{u}{e}(s) = H(s) = K_p \left(1 + \frac{1}{T_i s} + T_d s \right) \quad (4.8)$$

Lo cual, a través de la transformada inversa de Laplace, da como resultado la señal de control u respecto al error e .

$$u(t) = K_p \left(e(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^t e(\sigma) d\sigma + T_d \frac{de(t)}{dt} \right) \quad (4.9)$$

Ahora, para el uso de estas ecuaciones en un microcontrolador como es el caso, se debe presentar una forma discreta de la función de transferencia. Para este fin se hace una aproximación de la integral y la derivada para encontrar la forma discreta usando

$$\int_0^t e(\sigma) d\sigma \approx T \sum_{k=0}^n e(k) \quad \frac{de(t)}{dt} \approx \frac{e(n) - e(n-1)}{T} \quad t = nT \quad (4.10)$$

donde n es el tiempo discreto y T el periodo de muestreo. Con lo anterior, la señal de control en tiempo discreto es

$$u(n) = K_p e(n) + K_i \sum_{k=0}^n e(k) + K_d (e(n) - e(n-1)) \quad (4.11)$$

Donde

$$K_i = \frac{K_p T}{T_i} \quad (4.12)$$

$$K_d = \frac{K_p T_d}{T} \quad (4.13)$$

4.10. Implementación

La implementación de los esquemas de control para el controlador electrónico de velocidad, se produjo siguiendo los lineamientos generales de la teoría expuesta anteriormente. La programación en lenguaje C para el microcontrolador se encuentra en el anexo de este libro.

El funcionamiento del programa es bastante simple, luego de que las rutinas de inicialización han austado la configuración de los timers, los ADC, el puerto I2C y la verificación de conexiones correctas, el procesador queda en modo de espera. El modo de espera termina cuando se recibe por

el puerto de comunicaciones una señal de arranque de parte del maestro. Dicha señal de arranque indica al ESC que se va a poner en funcionamiento el motor. En ese momento el motor se encuentra detenido, por lo cual se procede a aplicar la rampa de corriente en lazo abierto. El esquema en lazo abierto se muestra en la figura 4.37.

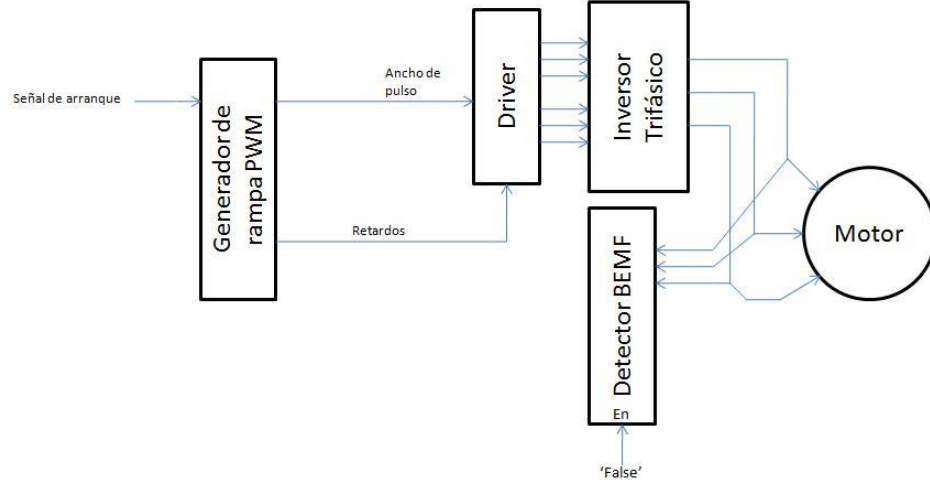


Figura 4.37: Esquema del ESC en lazo abierto

La señal de arranque activa una rutina llamada *StartMotor* que inicializa el puerto que maneja los interruptores en el inversor trifásico, el puerto en el esquema de la figura 4.37 se denota como el bloque *Driver*. El ciclo útil de la señal PWM se establece en un valor inicial $pwm0$. Se activa entonces la señal PWM al motor con un tiempo de retardo preestablecido en 1 segundo para que el rotor tenga suficiente tiempo de alcanzar la posición inicial de conmutación. Los retardos establecen el tiempo en el que el driver debe conmutar al siguiente paso $pwm0$ es tal que la corriente no exceda los límites seguros de operación del motor ni la electrónica de potencia.

La resistencia del motor en cada fase es de $43m\Omega$ y la resistencia de drenador a fuente de los MOSFETs es $RD_{Son_{NMOS}} = 4m\Omega$ y $RD_{Son_{PMOS}} = 5m\Omega$, junto con los cables la resistencia total del camino de corriente es de aproximadamente $110m\Omega$. Utilizando la ecuación 4.5 se establece que el ciclo útil requerido para un valor de corriente durante el periodo de posicionamiento de $I = 1A$ es de $D = 9,91 \times 10^{-3}$, en la notación de programación para una codificación de PWM de 8 bits, con valores de ancho de pulso entre

0 y 200 de $pwm0 = 2$.

Luego de 1 segundo, el valor de pwm (el ciclo útil de la señal PWM) incrementa y el retardo disminuye, lo cual hace que el siguiente paso se de llevandolo a una velocidad inicial v_1 . A seguir, el valor de pwm continúa aumentando como el retardo disminuyendo, tras cada conmutación, logrando así una aceleración progresiva del rotor hasta llevarlo a la velocidad v_2 en la cual se activa la operación en lazo cerrado. Los cambios en pwm y en el retardo se preestablecen en una tabla que recorre el programa en la rutina *StartMotor*. La tabla se muestra a continuación

paso	pwm	retardo
0	2	1000
1	3	200
2	4	150
3	5	100
4	6	80
5	7	70
6	8	65
7	9	60
8	10	55

Cuadro 4.1: Tabla de Rampa de corriente

Los retardos se calculan usando el canal B del módulo Timer1, el cual está configurado con un prescaler de 8, entonces para una frecuencia de cristal de 8Mhz, la ecuación que define la frecuencia de los ciclos eléctricos en el motor respecto al valor de retardo de la tabla, es

$$F_{el} = \frac{10^4}{6 * delay} \quad (4.14)$$

donde, $delay$ es el argumento de la función *StartupDelay* y F_{el} es la frecuencia de los ciclos eléctricos de excitación del motor. Debe aclararse que para encontrar la relación entre esta frecuencia y la velocidad del motor debe conocerse la cantidad de polos de este último. En realidad, para un motor con p número de polos, una revolución mecánica tiene la misma duración que $p/2$ ciclos eléctricos. De lo anterior, se dice entonces que la relación entre el retardo y la velocidad en RPM de un motor con p número de polos es

$$v_{rpm} = \frac{10^5}{p/2 * delay} \quad (4.15)$$

72CAPÍTULO 4. CONTROLADOR ELECTRÓNICO DE VELOCIDAD (ESC)

Al alcanzar la velocidad v_2 , el sistema pasa a la rutina redundante de la programación, el bucle infinito que calcula todo el tiempo, en base a la medición de la velocidad del rotor provista por una rutina de interrupción de la lectura del Back EMF, la señal de control *pwm* que se aplicará al motor para alcanzar la velocidad deseada. El bucle implementa la función de transferencia PID discreta descrita en la sección anterior. La figura 4.38 muestra el esquema de control en lazo cerrado de la operación del ESC.

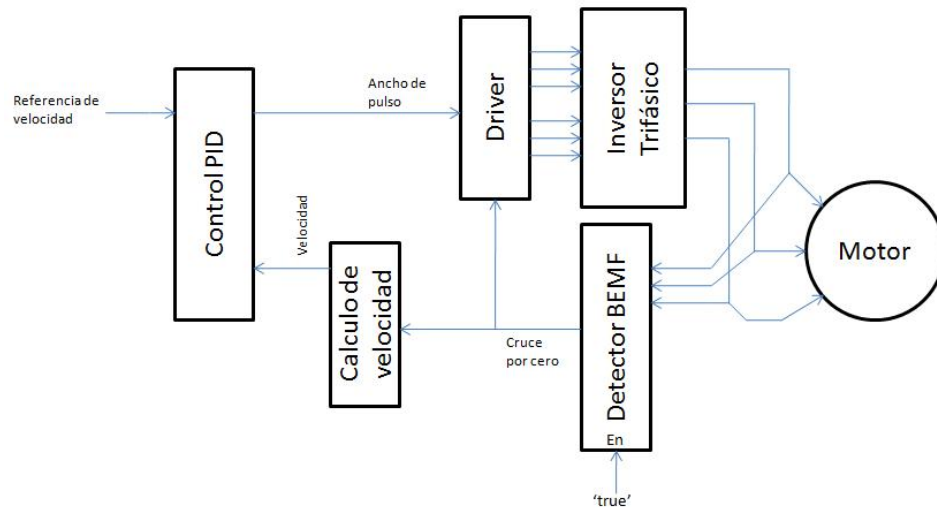


Figura 4.38: Esquema del ESC en lazo cerrado con control PID

El detector de Back EMF está ahora activado junto con las rutinas de interrupción de cálculo de velocidad y de conmutación. Esta última se realiza utilizando la información provista por el detector de cruces por cero. Habilitando uno de los contadores disponibles en el microcontrolador, se cuenta el tiempo exacto que tarda en llegar el cruce por cero del BEMF desde la última conmutación del driver, este tiempo se usa para calcular el retardo hasta la siguiente conmutación. La figura 4.39 muestra el conteo entre la conmutación hasta el cruce por cero del BEMF, los tiempos en los que las distintas rutinas de interrupción leen los sensores y realizan las tareas correspondientes.

4.11. PROTOCOLO DE COMUNICACIONES I²C(INTER-INTEGRATED CIRCUIT)73

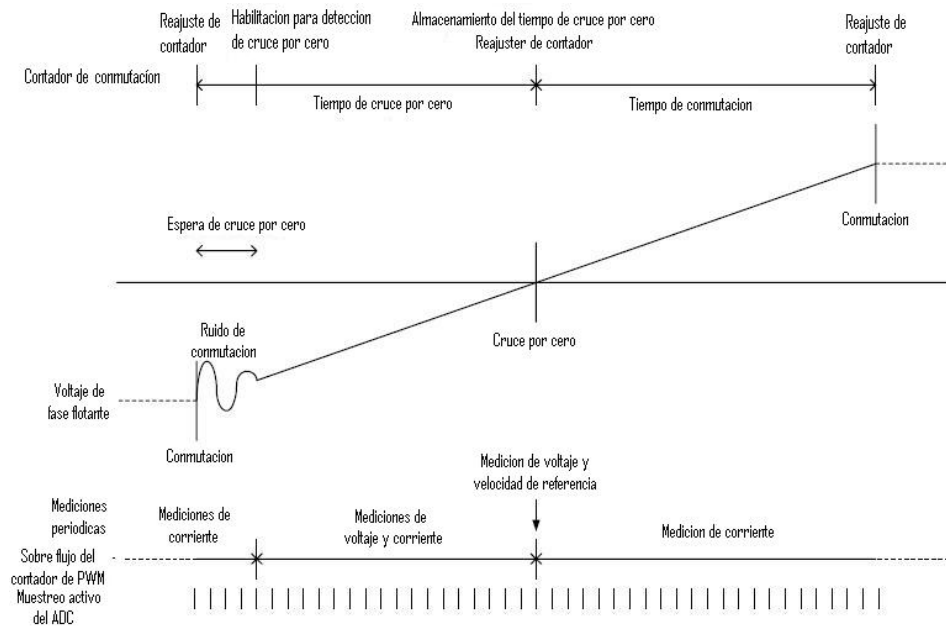


Figura 4.39: Vista detallada del periodo de conmutación en lazo cerrado [20]

4.11. Protocolo de comunicaciones I²C(Inter-Integrated Circuit)

Como parte de las mejoras a los ESC que se consiguen regularmente en el mercado, se implementa una comunicación I²C para enviar la información de referencia de velocidad y para solicitar del controlador la velocidad rotacional del motor. El protocolo I²C se usa ya que permite mayor confianza al tradicional método de enviar referencias de velocidad por medio de PWM, que puede ser objeto de perturbaciones por el ruido generado por la conmutación del motor.

I²C es un bus de comunicaciones en serie. Su proviene de Inter-Integrated Circuit (Circuitos Inter-Integrados). La velocidad es de 100Kbits por segundo en el modo estándar, aunque también permite velocidades de 3.4 Mbit/s. Es un bus muy usado en la industria, principalmente para comunicar micro-controladores y sus periféricos en sistemas integrados y generalizando más para comunicar circuitos integrados entre si que normalmente residen en un mismo circuito impreso. [8]

Las características más sobresalientes del bus I²C son:

- Se necesitan solamente dos líneas, la de datos (SDA) y la de reloj (SCL).
- Cada dispositivo conectado al bus tiene un código de dirección seleccionable mediante software. Haciendo permanentemente una relación Master/Slave los dispositivos conectados
- El bus permite la conexión de varios Masters, ya que incluye un detector de colisiones.
- El protocolo de transferencia de datos y direcciones posibilita diseñar sistemas completamente definidos por software.
- Los datos y direcciones se transmiten con palabras de 8 bits. [9]

Las SDA y SCL son drenador abierto, por lo que necesitan resistencias de pull-up.

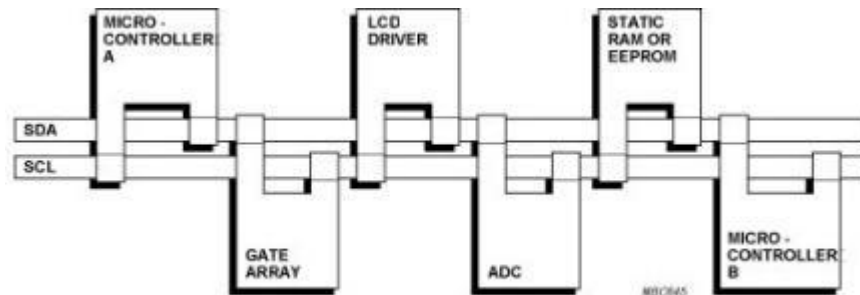


Figura 4.40: El bus I²C [10]

Los dispositivos conectados al bus I²C tienen una dirección única para cada uno. También pueden ser maestros o esclavos. El dispositivo maestro inicia la transferencia de datos y además genera la señal de reloj, pero no es necesario que el maestro sea siempre el mismo dispositivo, esta característica se la pueden ir pasando los dispositivos que tengan esa capacidad. Esta característica hace que al bus I²C se le denomine bus multimaestro. [8]

4.11.1. Direccionamiento de dispositivos en el bus I²C

Lo más común en los dispositivos para el bus I²C es que utilicen direcciones de 7 bits, aunque existen dispositivos de 10 bits. Este último caso es

raro. Una dirección de 7 bits implica que se pueden poner hasta 128 dispositivos sobre un bus I²C, ya que un número de 7 bits puede ir desde 0 a 127. Cuando se envían las direcciones de 7 bits, de cualquier modo la transmisión es de 8 bits. El bit extra se utiliza para informarle al dispositivo esclavo si el dispositivo maestro va a escribir o va a leer datos desde él. Si el bit de lectura/escritura (R/W) es "0", el dispositivo maestro está escribiendo en el esclavo. Si el bit es "1", el maestro está leyendo desde el esclavo. La dirección de 7 bit se coloca en los 7 bits más significativos del byte y el bit de lectura/escritura es el bit menos significativo. [11]

4.11.2. Condiciones de Start y Stop

Antes de que se establezca un intercambio de datos entre el Master y los Esclavos, el Master debe informar el comienzo de la comunicación (condición de Start); la línea SDA cae a cero mientras SCL permanece en nivel alto. A partir de este momento comienza la transferencia de datos. Una vez finalizada la comunicación se debe informar de esta situación (condición de Stop). La línea SDA pasa a nivel alto mientras SCL permanece en estado alto. [9]

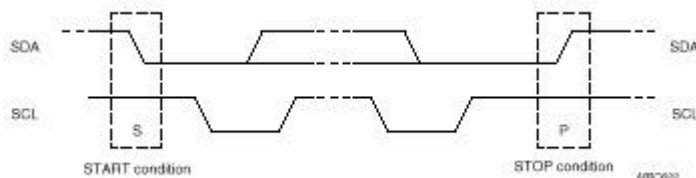


Figura 4.41: Condiciones de inicio y parada [10]

4.11.3. Transferencia de datos

El Maestro genera la condición de Start. Cada palabra puesta en el bus SDA debe tener 8 bits, la primera palabra transferida contiene la dirección del Esclavo seleccionado. Luego el Master lee el estado de la línea SDA, si vale "0" (impuesto por el esclavo), el proceso de transferencia continúa. Si vale "1", indica que el dispositivo direccionado no valida la comunicación, entonces, el Maestro genera un bit de stop para liberar el bus I²C. Este acuse de recibo se denomina ACK (acknowledge) y es una parte importante del protocolo I²C. Al final de la transmisión, el Maestro genera la condición

de Stop y libera el bus I2C, las líneas SDA y SCL pasan a estado alto. [9]

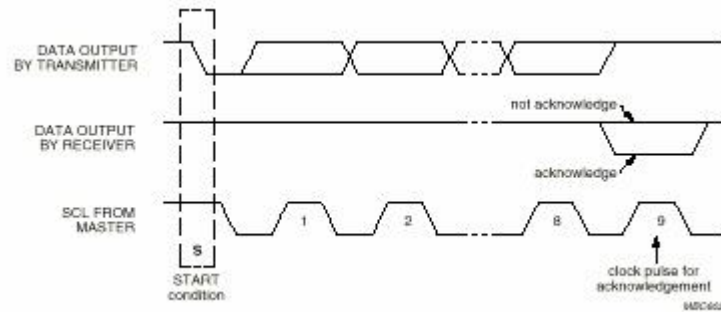


Figura 4.42: Reconocimiento [10]

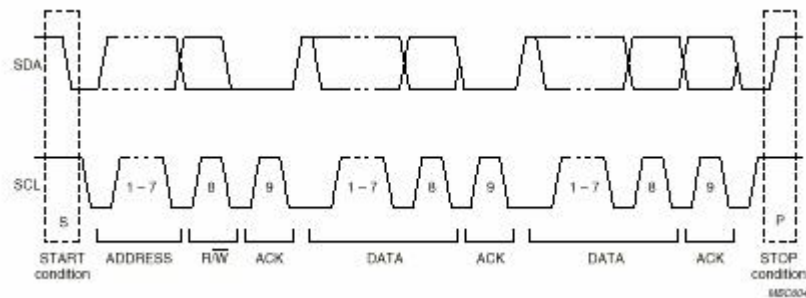


Figura 4.43: Transferencia de datos [10]

Si el bit de lectura/escritura (R/W) fue puesto en esta comunicación a nivel lógico bajo (escritura), el dispositivo maestro envía datos al dispositivo esclavo. Esto se mantiene mientras continúe recibiendo señales de reconocimiento, y el contacto concluye cuando se hayan transmitido todos los datos. En el caso contrario, cuando el bit de lectura/escritura estaba a nivel lógico alto (lectura), el dispositivo maestro genera pulsos de reloj para que el dispositivo esclavo pueda enviar los datos. Luego de cada byte recibido el dispositivo maestro (quien está recibiendo los datos) genera un pulso de reconocimiento.

El dispositivo maestro puede dejar libre el bus generando una condición de parada o Stop. Si se desea seguir transmitiendo, el dispositivo maestro puede generar otra condición de inicio en lugar de una condición de parada. Esta nueva condición de inicio se denomina "inicio reiterado" se puede

4.11. PROTOCOLO DE COMUNICACIONES I²C (INTER-INTEGRATED CIRCUIT) 77

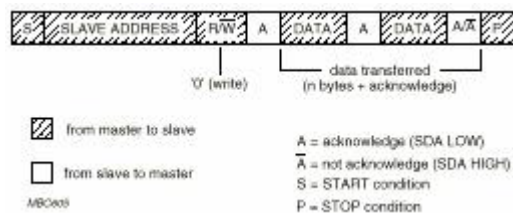


Figura 4.44: Transmisión de datos por parte del Maestro [9]

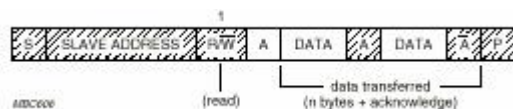


Figura 4.45: Recepción de datos por parte del Maestro [9]

emplear para direccionar un dispositivo esclavo diferente o para alterar el estado del bit de lectura/escritura.

4.11.4. Lectura desde un dispositivo esclavo

Antes de leer datos desde un dispositivo esclavo, primero se le debe informar desde cuál de sus direcciones internas se va a leer. De manera que una lectura desde un dispositivo esclavo en realidad comienza con una operación de escritura en él. Es igual a cuando se desea escribir en él; se envía la secuencia de inicio, la dirección de dispositivo con el bit de lectura/escritura en bajo y el registro interno desde el que se desea leer. Luego se envía otra secuencia de inicio nuevamente con la dirección de dispositivo, pero esta vez con el bit de lectura/escritura en alto. Luego se leen todos los bytes necesarios y se termina la transacción con una secuencia de parada.

4.11.5. Funcionamiento dentro del proyecto

El bus I²C se implementa en el controlador de velocidad con el fin de tener una garantía de que las referencias de velocidad que se envíen a este, sean correctamente entendidas por el ESC. Tradicionalmente en estos módulos las referencias de velocidad son enviadas por medio de un ancho de pulso de PWM con periodo de 20 ms y ancho de pulso variable entre 1 ms y 2 ms. Esta PWM es susceptible al ruido generado por las conmutaciones del motor, debido a las altas corrientes que se manejan, lo que puede llevar a grandes



Figura 4.46: Lectura de registros desde el Esclavo

problemas, ya que se pueden generar referencias de velocidad erróneas que finalmente generen un mal control de los motores.

Con el envío de referencias de velocidad a través de protocolo I²C, se evitara este tipo de inconvenientes, ya que los códigos son bien claros y definidos y no serían alterados por el ruido. Además, con esta nueva característica, es posible conocer directamente del controlador la medida de la velocidad rotacional del motor BLDC, que se usará en el desarrollo de la unidad central de control del quadrotor, como la señal de realimentación para realizar el control de los motores.

Capítulo 5

Resultados

En este capítulo se presentaran los resultados obtenidos del proyecto en cada una de sus etapas, la etapa del diseño de potencia, el circuito conmutador y la programación de los controladores.

5.1. Diseño de potencia

En esta sección se encuentran los resultados obtenidos para las pruebas realizadas a la etapa de potencia implementada. Primero se presenta el diseño del PCB para este propósito, luego se presentan los resultados para las pruebas realizadas para corroborar el correcto funcionamiento del puente trifásico, como de la adecuación y el filtro para el Back EMF.

5.1.1. PCB

El diseño del PCB para la etapa de potencia tuvo en cuenta la disipación de temperatura que sera necesita debido a las altas corrientes que van a circular por este. Con este fin se toman las pistas como de sección rectangular y se trabaja con la base de que una corriente de 10 A se presentara por estas en estado continuo.

Teniendo en cuenta estos parámetros y que la tecnología de diseño es de $105\ \mu m$, las pista para las capas externas por las que cruzara corriente son de 6 mm de ancho y para las capas internas 7 mm de ancho. Con respecto a las pistas delgadas, ya que solo llevaran voltajes pequeños, no es necesario un ancho muy grande por lo que se eligieron de 0,3 mm de ancho.

Las pistas que llevarán el peso de la corriente se ubicaron de tal forma que tengan espacio suficiente para disipación de calor. También se ubicaron paralelas para contrarrestar los efectos de inducción que las corrientes que pasen por estas afecten las señales en las pistas delgadas.

Finalmente en las figuras 5.1 a 5.4 se presentan las cuatro capas que conforman el PCB de potencia.

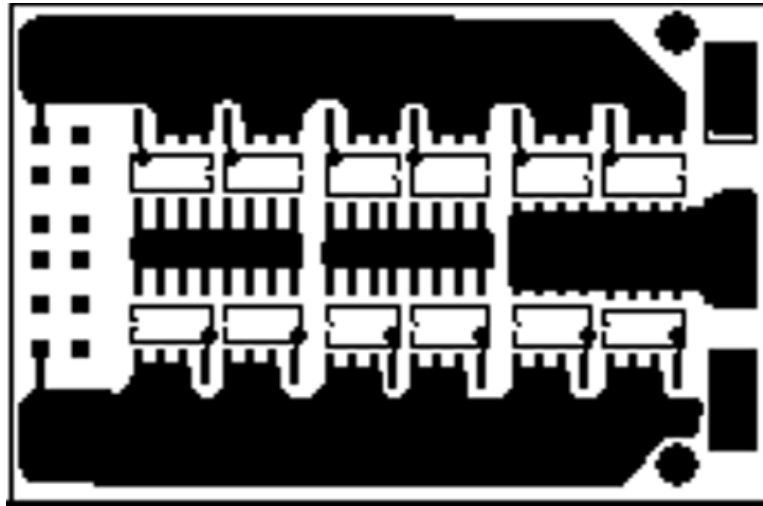


Figura 5.1: Capa superior del PCB de potencia

En la capa superior (5.1) se encuentran los transistores Mosfet de potencia, como también las pista que van a llevar en toda la operación del dispositivo la mayor cantidad de corriente. En la figura 5.2, se muestra una de la capas intermedias que se encarga de llevar la línea de polarización y la línea de tierra a los Mosfet de potencia de la capa superior. En la figura 5.3 se encuentra un plano de tierra. Finalmente en la capa inferior (5.4), se encuentran los componentes que conforman los driver's de los Mosfet, como también el sistema de adecuación y filtrado del Back EMF.

En las figuras 5.5 y 5.6, se muestra una visión en tres dimensiones generada por el software de diseño de PCBs que permite ver la distribución de los componentes y como finalmente se espera que sea el PCB de potencia real.

Finalmente en las figuras 5.7 y 5.8, se muestran las imágenes tomadas para el producto final del PCB de potencia.

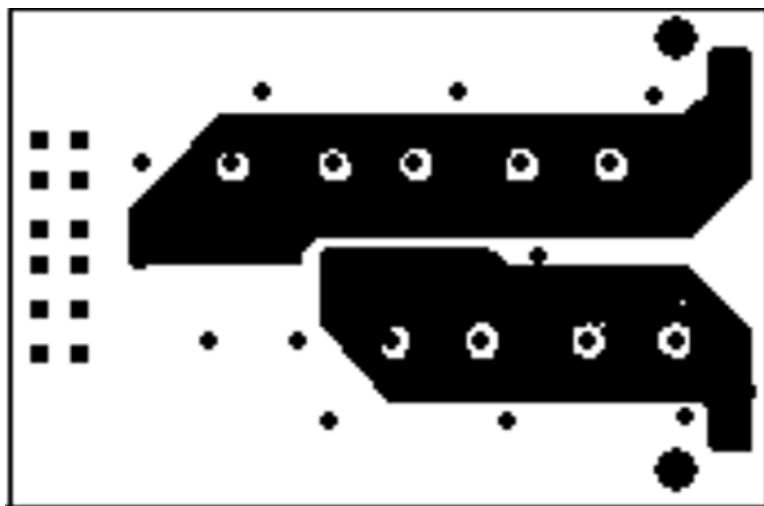


Figura 5.2: Capa intermedia 1 del PCB de potencia

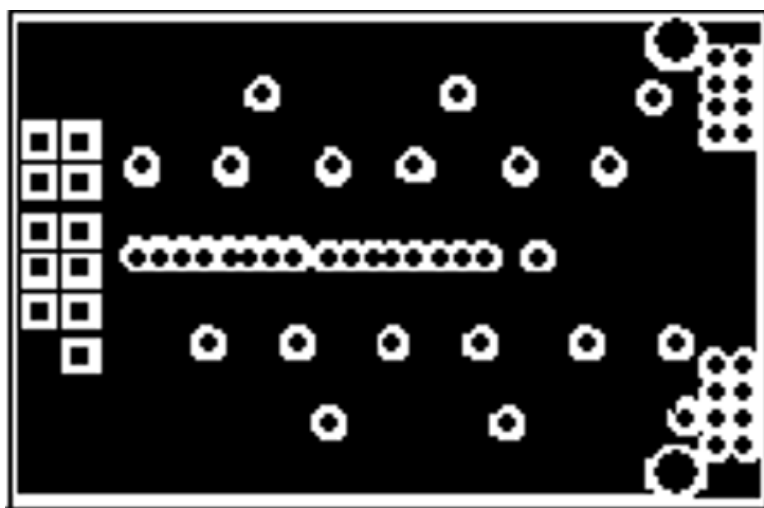


Figura 5.3: Capa intermedia 2 del PCB de potencia

5.1.2. Encendido y apagado de MOSFETs

Para comprobar el correcto funcionamiento del PCB de potencia se realizaron algunas pruebas con la tarjeta y un motor BLDC. Las pruebas consistieron en el encendido de los transistores Mosfet para corroborar el funcionamiento de los drivers. Tambien se realizaron mediciones de la ade-

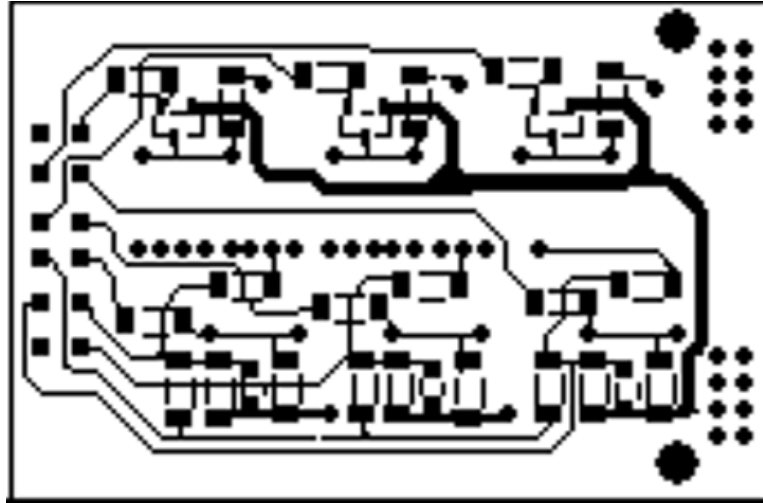


Figura 5.4: Capa inferior de PCB de potencia

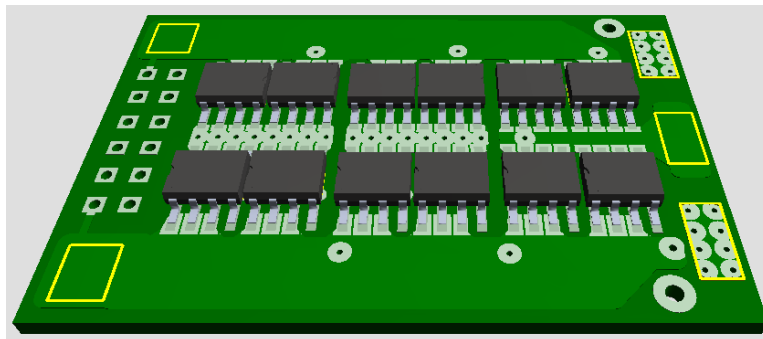


Figura 5.5: Imagen en 3D del PCB de potencia, vista superior

cuacion y el filtro pasabajos, ya que este es una parte muy importante para el buen funcionamiento del control.

En la figura 5.9 se presenta la señal de activación de uno de los Mosfet canal P y la señal que el driver le entrega a la compuerta de este. Se puede ver claramente que el driver cumple con su proposito y envia una muy buena señal de activación, con un pequeño retardo que no afecta el funcionamiento del Mosfet en su fase correspondiente.

En la figura 5.10 se muestra uno de los pulso de la señal de PWM que

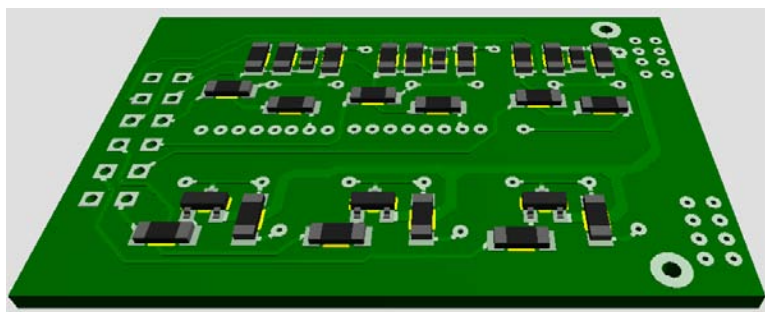


Figura 5.6: Imagen en 3D del PCB de potencia, vista inferior

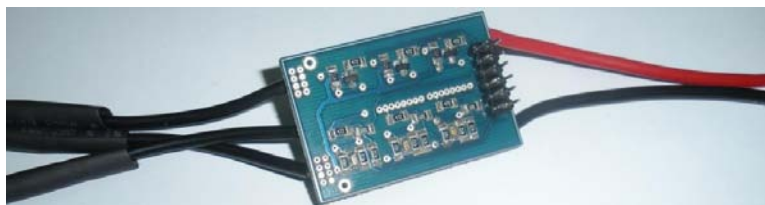


Figura 5.7: PCB de potencia en su parte inferior

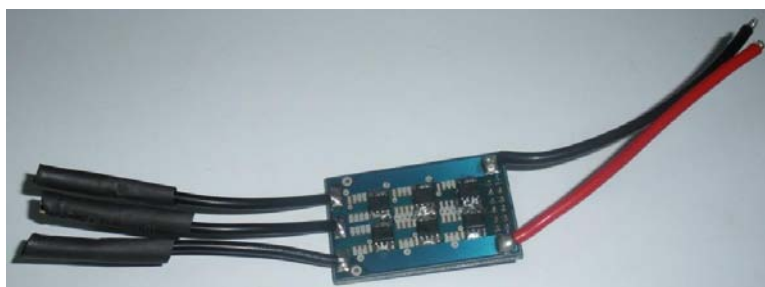


Figura 5.8: PCB de potencia en su parte superior

activa el Mosfet P y la salida de este mosfet en fuente. Se puede observar con el voltaje de la fuente llega casi a los 11 V que es lo que se espera que le entregue este Mosfet al motor.

En la figura 5.11 esta la señal para la activación de uno de los Mosfet canal N que viene del microcontrolador y la correspondiente señal que le entrega el driver a este Mosfet. Aunque se presenta una leve degradación del nivel logico, en la prueba se corroboró que esto no afecta el encendido preciso de este en la secuencia apropiada.

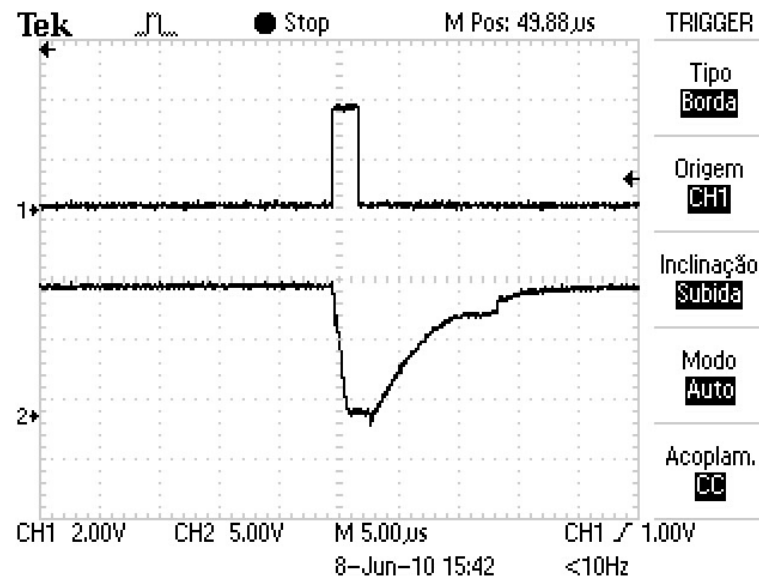


Figura 5.9: Arriba señal de encendido Mosfet P, Abajo señal en la compuerta para el Mosfet P

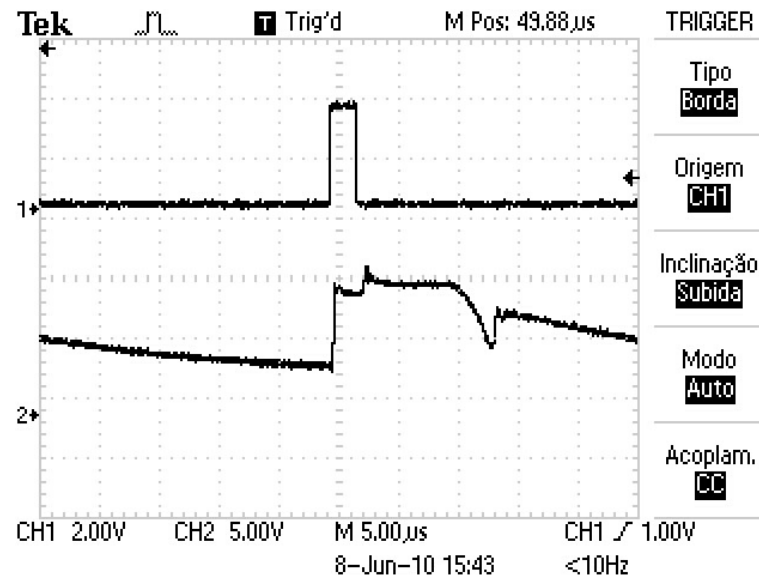


Figura 5.10: Arriba señal de encendido Mosfet P, Abajo señal en fuente del Mosfet P

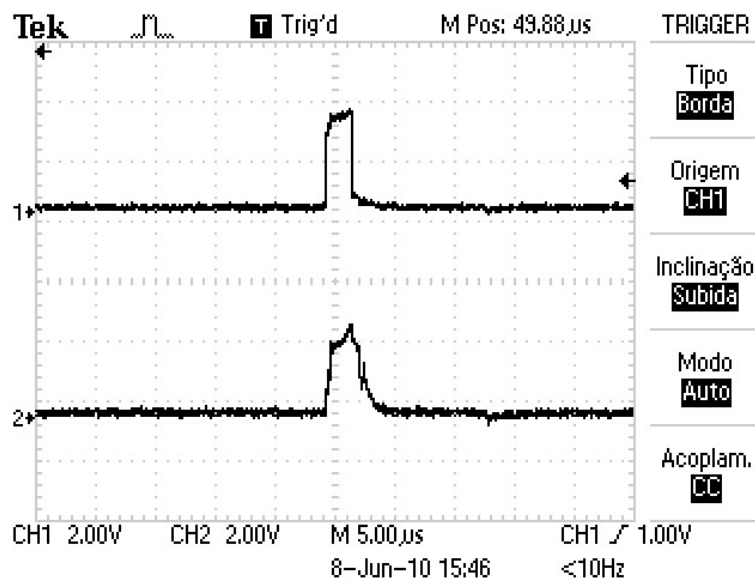


Figura 5.11: Arriba señal de encendido Mosfet N, Abajo señal en la compuerta Mosfet N

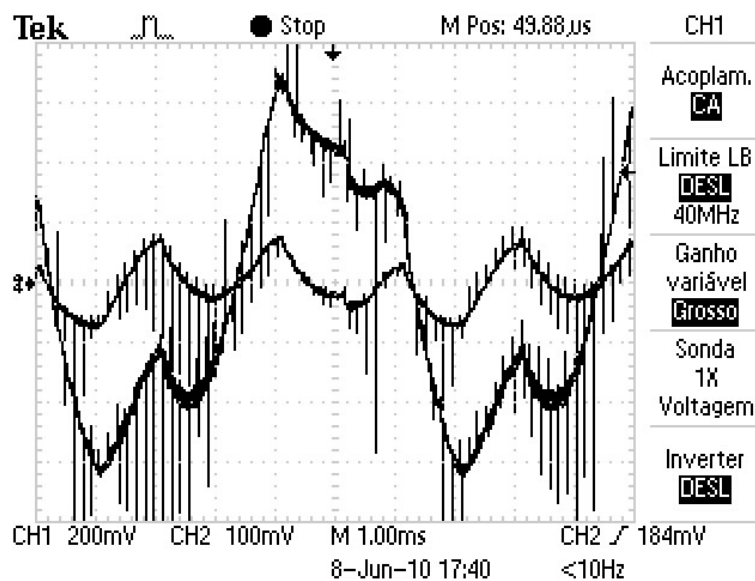


Figura 5.12: Back EMF y Tierra virtual ambos con acoplamiento capacitivo

En la figura 5.12 se encuentran en el medio la señal de la tierra virtual que sirve para encontrar los cruces por cero del Back EMF. La segunda señal presentada es el Back EMF. Cabe aclarar que ambas señales son medidas despues del filtro pasabajas, y como se puede apreciar que aunque tiene todavía algún ruido remanente, se pueden usar para calcular las conmutaciones para el motor.

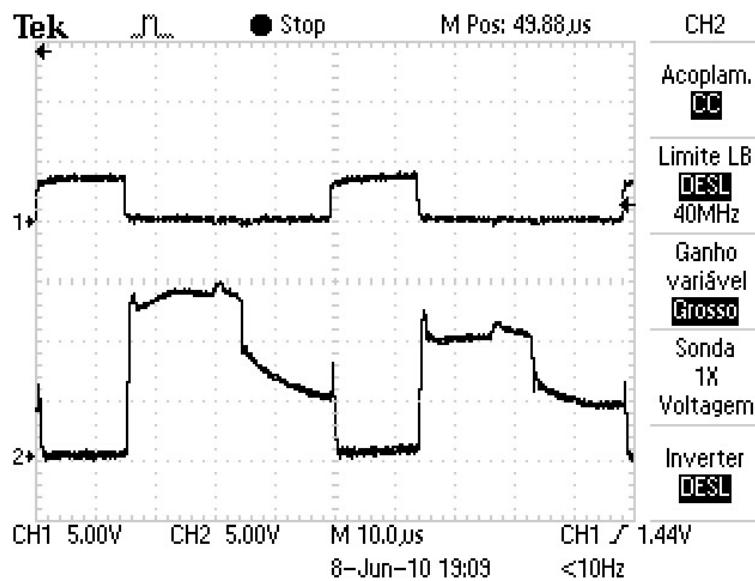


Figura 5.13: Arriba señal de activacion Mosfet N fase U, Abajo señal de salida de la fase U en el Mosfet N

En la figura 5.13 se muestra la señal de activación Mosfet canal N y lo que se presenta en la fuente de este con la llegada de esta señal. Se puede ver que antes que la activacion este presente, existe un voltaje presente en la fuente de este Mosfet que se atribuye al encendido del Mosfet canal P de esta misma fase. Otra parte de la señal presente en la fuente es el Back EMF para cuando esta fase esta flotante, como se esperaba. Finalmente se puede observar como con la llegada de la activacion, se fuerza a un voltaje, ya que este mosfet actúa como retorno de la corriente del motor.

5.2. Resultados controlador

Dos esquemas de control fueron propuestos para este si trabajo, a continuación se muestran las etapas de implementación y los ajustes al sistema, así como los resultados obtenidos.

5.2.1. Control de lazo abierto. Rampa de arranque

En el capítulo anterior, se mostró la base teórica de la implementación de un control de velocidad en lazo abierto, en el que se intenta seguir una rampa de velocidad aplicando un torque constante al motor, por medio de conmutaciones controladas y una función $pwm(t)$ para excitar las fases del motor. A continuación se muestra cómo fue realizada esta rampa de arranque en el microcontrolador *Atmega168*.

La primera consideración para la implementación en un circuito digital, es que la rampa continua debe ser discretizada, lo cual indica que debe convertirse a valores discretos y dar un periodo de la función en tiempo discreto. Esto es además de necesario, conveniente pues la forma conmutada en la que se envían los pulsos de voltaje al motor para producir movimiento requieren de tiempos y valores precalculados en el control del sistema de potencia. La rampa es entonces implementada con una rutina de inicialización llamada *StarMotor*. En esta rutina, se crean tablas de 50 datos que contienen valores discretizados de pwm y de retardos. Estos valores son los que se usarán en la rampa de arranque. Los siguientes son las acciones llevadas a cabo por este proceso:

- Generar tablas
- Llevar el rotor a la posición inicial, retardo de 1 segundo.
- Conmutación al paso siguiente, retardo según tabla.
- ...
- Habilitación de la lectura del BackEMF
- Fin de operación en lazo abierto

El programa envía un $pwm0$ al motor, con una configuración inicial para que el motor se sitúe en una posición conocida, esto dura 1 segundo, dándole suficiente tiempo al rotor para alcanzar la posición y superar la vibración

normal del motor. A continuación se inicia un bucle de 50 iteraciones que recorre la tabla de *pwm* y retardos, poniendo el *pwm* en el puerto con la configuración correspondiente durante un tiempo dado por *Retardo*. La tabla 4.1 fue implementada inicialmente, pero por ser un esquema de lazo abierto, requirió ajustes para la planta completa, el motor con la hélice de 3X4,7. La tabla final se muestra en el cuadro 5.1.

La prueba mostró un comportamiento correcto del propulsor, llevándolo a la velocidad especificada por el retardo de tiempo 20 (2 milisegundos), que se traduce en una frecuencia de 83,3 Hz eléctricos. El motor C2830 es un motor de 8 polos, lo cual significa que una revolución mecánica tiene la misma duración que cuatro ciclos eléctricos, entonces la frecuencia de 83,3 Hz se traduce en 1250RPM de giro del rotor.

La figura 5.14 muestra las señales de activación de los transistores P y N de una fase del motor. Las señales tienen una frecuencia de 83,3Hz, según el resultado anterior produciendo el giro de 1250RPM. Esta velocidad de giro queda establecida como la velocidad v_2 , definida en el capítulo del control de lazo abierto, como la velocidad a la cual el BackEMF es suficiente para medir posición y habilitar el control de lazo cerrado.

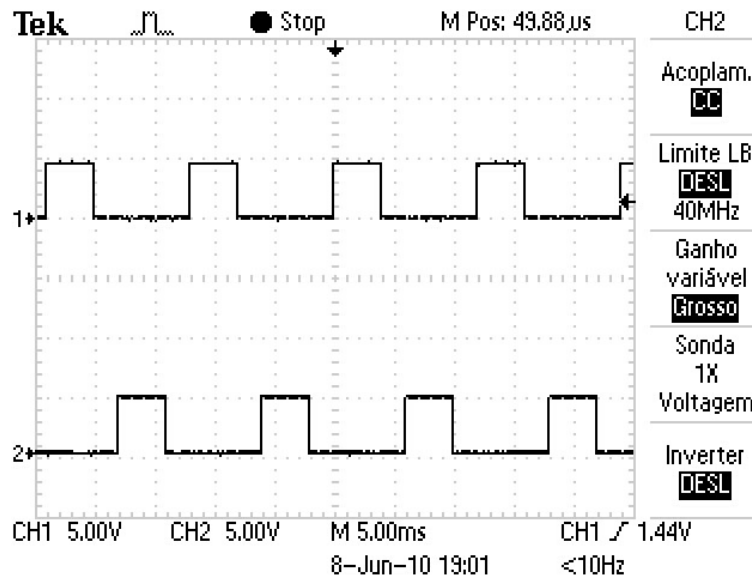


Figura 5.14: Señales de activación de fase U del motor a 1250RPM

Las ecuaciones para encontrar la frecuencia eléctrica de los ciclos a determinado valor de retardo, y la relación con la velocidad de giro del motor son las siguientes

$$F_{el}[Hz] = \frac{10^4}{6 * delay} \quad (5.1)$$

$$v_{motor}[RPM] = \frac{2 * 10^5}{p * delay} \quad (5.2)$$

donde, *delay* es el argumento de la función *StartupDelay*, F_{el} es la frecuencia de los ciclos eléctricos de excitación del motor en Hz, p es el número de polos del motor y v_{motor} es la velocidad de giro del motor.

5.2.2. Sintonización PID

La implementación del PID se dio utilizando la ecuación 5.3.

$$u(n) = K_p e(n) + K_i \sum_{k=0}^n e(k) + K_d (e(n) - e(n-1)) \quad (5.3)$$

Donde

$$K_i = \frac{K_p T}{T_i} \quad (5.4)$$

$$K_d = \frac{K_p T_d}{T} \quad (5.5)$$

El controlador PID usa una estructura para guardar su estado y parámetros. Dicha estructura se inicializa en el programa principal creando variables globales, disponibles para todos los procesos. La función *PID()* se llama cada cierto intervalo de tiempo T , definido como el tiempo de muestreo del controlador, y que se programa como un retardo en el bucle principal del programa. Cuando la función es llamada, lee los datos provenientes del cálculo de velocidad, y de la referencia de velocidad del puerto de comunicaciones, encuentra el error y por medio de registros calcula los valores de salida de cada una de las tres componentes PID, sumandolos para generar la señal de control, en este caso, el valor de PWM output compare. Para incrementar la precisión, el *p_factor*, *i_factor* y *d_factor* se escalan con un factor de 1:128, El resultado del algoritmo PID tiene que ser devuelto a la escala correcta dividiendo el valor entre 128.

$$pFactor = 128K_p$$

Asi el efecto del del i_factor y d_factor dependen del tiempo de muestreo T .

$$iFactor = 128K_p \frac{T}{T_i}$$

$$dFactor = 128K_p \frac{T_d}{T}$$

5.2.3. Saturacion del integrador

Cuando la entrada procesada, u , se acerca aun valor suficientemente alto, este es limitado de alguna manera. Sea por el rango numerico de del controlador PID, o por le rango de salida del controlador o por las limitaciones de amplificación del proceso mismo. Esto puede ocurrir si existe una gran diferencia entre la variable medida y el valor de referencia, tipicamente porque el proceso tiena mucha mas perturbaciones que las que el sistema esta capacitado para manejar.

Si el controlador usa un termino integral, esta situacion puede llegar a ser problematica. El termino integral sumara tanto como haya sido el error, y cuando esta perturbacion haya desaparecido, el controlador PID sobrecompensara el proceso de entrada hasta que la suma del intregador se normalice, esto se conoce como recalentamiento del controlador.

Este problema se puede evitar de mucha formas. En esta aplicacion la suma maxima del integrador es limitada no permitiendo que esta llegue a mas de MAX_I_TERM , que es el valor limite.

paso	pwm	retardo
1	3	300
2	4	225
3	5	150
4	6	120
5	7	105
6	8	97
7	9	90
8	10	82
9	10	80
10	11	78
11	11	76
12	11	74
13	12	72
14	12	70
15	12	68
16	13	66
17	13	64
18	13	62
19	14	60
20	14	58
21	14	56
22	15	54
23	15	52
24	15	50
25	16	48
26	16	46
27	16	44
28	17	42
29	17	40
30	17	38
31	18	36
32	18	34
33	18	32
34	19	30
35	19	28
36	19	26
37	20	24
38	20	22
39	20	20

Cuadro 5.1: Tabla de arranque del motor

Capítulo 6

Conclusiones

El desarrollo de este proyecto hace grandes aportes al estudio de los robots autónomos aéreos, sus características y el detalle de su funcionamiento, en cuanto a los propulsores. El capítulo del estado del arte de los cuatrirotores deja una motivación para el desarrollo de estos dispositivos en la universidad y el en país. En cuanto a los motores sin escobillas, se puede concluir que pese a las complicaciones en la forma de manejarlos, pueden llevarse a operación correcta con muy pocos elementos y una programación sencilla del esquema de lazo abierto. La tarjeta diseñada para la etapa de potencia cumple con las especificaciones de potencia, tamaño y peso justas para la aplicación. En ella se realizaron pruebas de disipación de potencia y calentamiento y se llegó a la conclusión de que necesita un radiador metálico para mantener una temperatura baja.

Los esquemas de control mostraron ser efectivos tanto para el arranque como para la operación continua. El control de lazo cerrado está limitado a funcionar sin la componente derivativa debido a los ruidos no filtrados en la medición del Back EMF, que generan inestabilidad en la velocidad por el carácter impropio del derivador.

6.1. Mejoras futuras

El esquema de control planteado es una simplificación del PID discreto, tiene problemas en la sintonización y en el funcionamiento del componente derivativo. Estos problemas no han sido resueltos y son parte de las mejoras propuestas para el controlador electrónico de velocidad. El problema de la disipación del calor generado en el circuito de la etapa de potencia es

también un tema para quien continúe con el proyecto, encaminado a la construcción del cuatrirotor. En cuanto a este, el proyecto trasciende de este trabajo de grado con la implementación de 4 ESC completos, financiados por la dirección de investigación de la sede Bogotá. Las otras partes del diseño del cuatrirotor son objetivo de desarrollo en el grupo de investigación UNRobot, del cual hace parte este proyecto.

Los diseños propuestos en este trabajo, plantean dos tarjetas separadas para el ESC, una con los circuitos de potencia y filtros analógicos y la otra con el microcontrolador y el puerto de comunicaciones. Se planteó de esta manera, para permitir que futuros cambios en el Hardware no implicaran la fabricación de todo el sistema, con lo cual se dejan abiertos todos los diseños de hardware y software para modificación libre.

Bibliografía

- [1] L. Tipler. Física para la ciencia y tecnología Reverté, Barcelona, 2007.
- [2] J. Shao. Direct Back EMF Detection Method for Sensorless Brushless DC (BLDC) Motor Drives Virginia Polytechnic Institute, 2003.
- [3] AVR444: Sensorless control of 3-phase brushless DC motors, Application Note, ATMEL
- [4] K.Rajashekara, A.Kawamura. Sensorless Control of AC Motor Drivers. IEEE press, 1996.
- [5] K.Uzuka, H.Uzuhashi. Microcomputer Control for Sensorless Brushless Motor. IEEE Trans. Industry Application ,vol.IA-21, May-June, 1985.
- [6] R.Becerra, T.Jahns, and M.Ehsani. Four Quadrant Sensorless Brushless ECM Drive. IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition 1991, pp.202-209.
- [7] J.Moreira. Indirect Sensing for Rotor Flux Position of Permanent Magnet AC Motors Operating in a Wide Speed Range. IEEE Industry Application Society Annual Meeting 1994, pp401-407.
- [8] I²C, disponible en linea en <http://es.wikipedia.org/wiki/I%C2%B2C>
- [9] El bus I²C, disponible en linea en <http://www.comunidadelectronicos.com/articulos/i2c.htm>
- [10] Díaz García, Antonio F., El bus I²C, Departamento de Arquitectura y Tecnología de Computadores Escuela Técnica Superior de Ingeniería Informática.
- [11] Carletti, Eduardo J., Comunicación - Bus I²C Descripción y funcionamiento, disponible en linea en http://robots-argentina.com.ar/Comunicacion_busI2C.htm

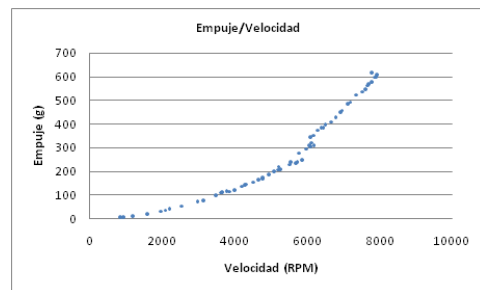
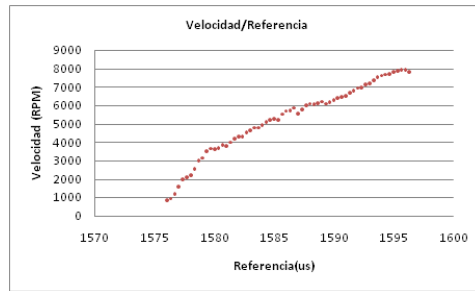
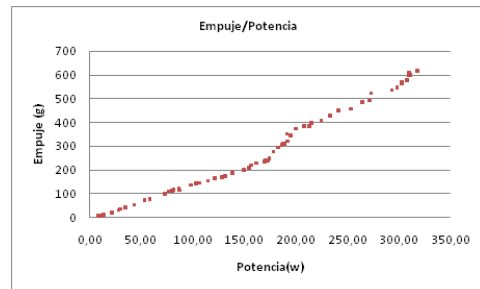
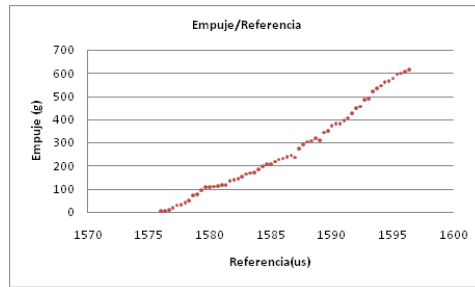
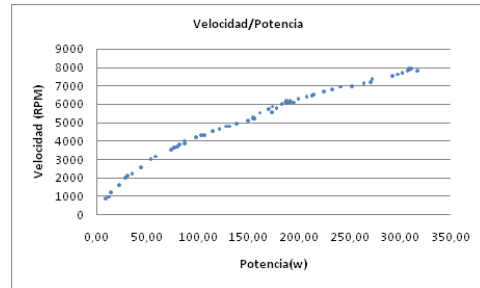
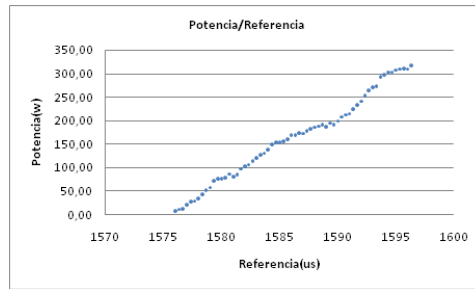
- [12] Sensorless commutation of brushless DC motors, nota de aplicación ATMEL Microcontrollers, traducción libre
- [13] Discrete PID controller, nota de aplicación ATMEL Microcontrollers, traducción libre
- [14] Juanpere Tolrà, Roger, Técnicas de control para motores Brushless, Comparativa entre conmutación Trapezoidal, conmutación Sinusoidal y Control Vectorial, Universidad de Cataluña, Motion Control Department, Barcelona, España.
- [15] Quintero Brian, Jaramillo Hector Enrique, Laín Santiago, Estudio aerodinámico de aerogeneradores de eje horizontal de potencia nominal superior al Mw, Universidad Autónoma de Occidente, Octubre de 2006
- [16] Aerodinamica, Salamanca, 1998, <http://html.rincondelvago.com/aerodinamica.html>
- [17] <http://www.apcprop.com/v/index.html>
- [18] Bora Erginer and Erdiñç Altu?, Modeling and PD Control of a Quadro-rotor VTOL Vehicle, Proceedings of the 2007 IEEE Intelligent Vehicles Symposium Istanbul, Turkey, June 13-15, 2007
- [19] Haomiao Huang, Gabriel M. Hoffmann, Steven L Waslander, Claire J. Tomlin, Aerodynamics and Control of Autonomous Quadrotor Helicopters in Aggressive Maneuvering, International Conference on Robotics and Automation Kobe International Conference Center Kobe, Japan, May 12-17, 2009
- [20] Sensorless control of 3-phase brushless DC motors, nota de aplicación ATMEL Microcontrollers, traducción libre
- [21] Inversor pwm, disponible en linea en <http://html.rincondelvago.com/inversor-pwm.html>
- [22] Salvatori Artezán, Marco, Diseño de un control de velocidad para motores de inducción por relación voltaje/frecuencia, Universidad de las Américas Puebla, Escuela de Ingeniería, Departamento de Ingeniería Electrónica, México a 11 de diciembre de 2003, cap 4

Capítulo 7

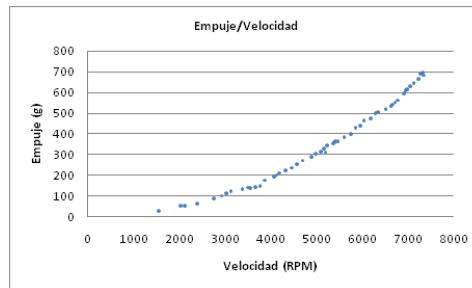
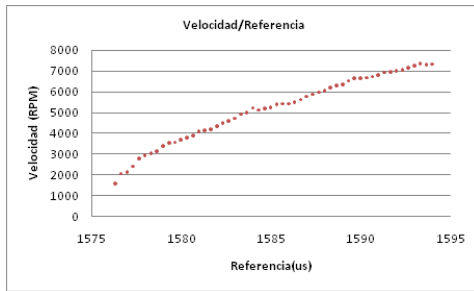
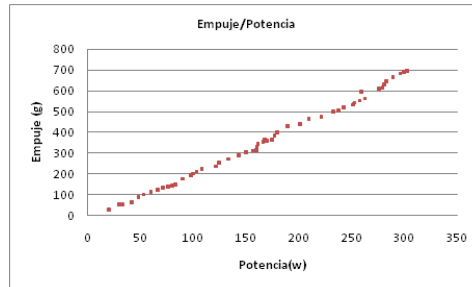
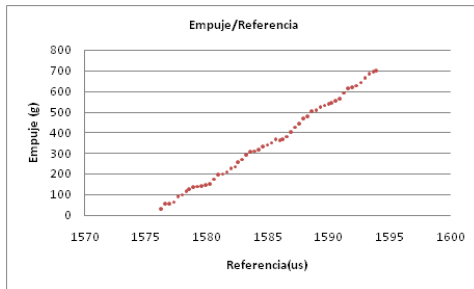
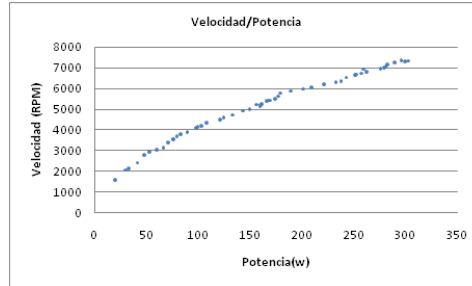
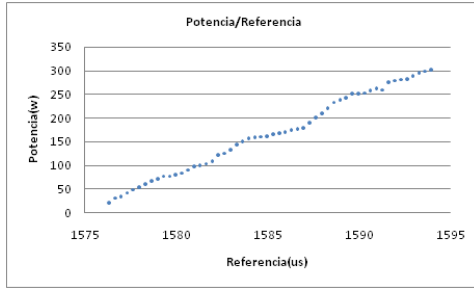
ANEXO A

A continuación se muestran las gráficas de los datos obtenidos con el banco de pruebas para el motor GPMG con tres hélices distintas. Las figuras muestran variables como el empuje o la velocidad en función de las entradas, como la referencia o la corriente de fase.

A. Motor GPMG 4600 con hélice 10x7 APC.



B. Motor GPMG 4600 con hélice 11x7 P.



*C. Motor GPMG 4600 con hélice
10x4,7APC.*

