



UNIVERSIDAD  
DE PIURA

FACULTAD DE INGENIERÍA

**Diseño de controlador de velocidad de motor brushless DC  
mediante la fuerza contraelectromotriz**

Tesis para optar el Título de  
Ingeniero Mecánico - Eléctrico

**Javier Martín Seminario Gastelo**

**Asesor:**  
**Dr. Ing. Edilberto Horacio Vásquez Díaz**

Piura, diciembre de 2021



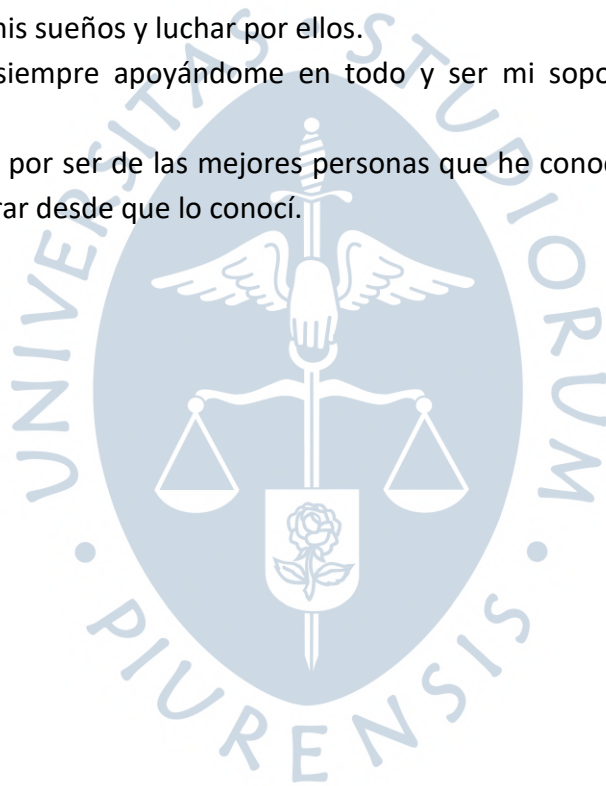
### **Dedicatoria**

A Dios y a la Virgen como muestra de agradecimiento por siempre protegerme a mí y a mi familia.

Para mis papás y a mi hermano por su constante soporte y aliento, además por siempre impulsarme a seguir mis sueños y luchar por ellos.

A Daniela por estar siempre apoyándome en todo y ser mi soporte emocional en todo momento.

A mis amigos de DSM por ser de las mejores personas que he conocido en especial a Diego por ayudarme a mejorar desde que lo conocí.





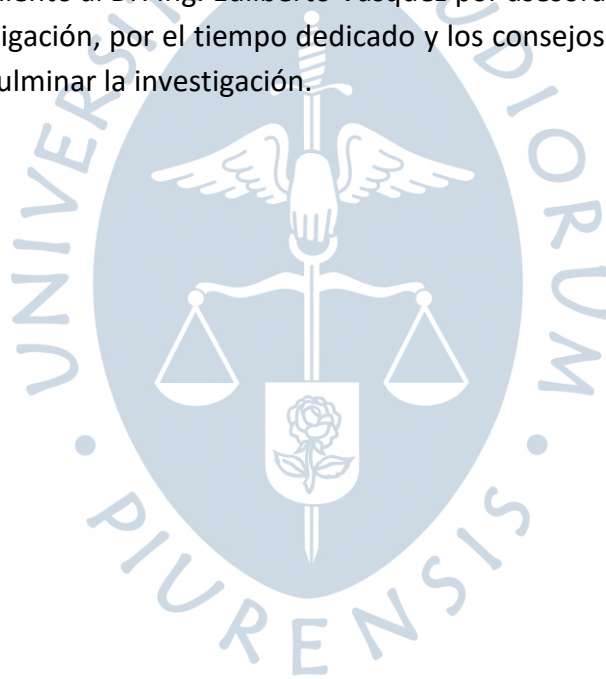
## **Agradecimientos**

A mis padres, por motivarme durante toda mi vida a siempre dar lo mejor de mí y acompañarme siempre.

A mi hermano Julio por ser mi ejemplo a seguir y por transmitirme su conocimiento.

A mi padrino Jorge y a mi tía Lourdes por sus consejos en mi estadía en Lima, y por siempre animarme a avanzar en mi futuro profesional.

Un especial agradecimiento al Dr. Ing. Edilberto Vásquez por asesorarme de la mejor manera lo largo de esta investigación, por el tiempo dedicado y los consejos dados, sin los cuáles no hubiera sido posible culminar la investigación.





## Resumen

Las características del motor *brushless* DC, como velocidad de giro, densidad de potencia, eficiencia y vida útil lo convierten en la mejor opción para ser usados en vehículos aéreos no tripulados, especialmente en drones. La presente investigación busca simular un tipo de control *sensorless* con la técnica "*zero cross detection*" en diferentes condiciones ya sea de velocidad o torque, para mostrar la efectividad de este control y su comportamiento frente a diferentes requerimientos.

En el primer capítulo, se realiza un análisis de este tipo de motor, sus principales características y las diferencias con otros tipos de motores, mostrando tanto sus ventajas como sus desventajas. Además, se parte de las ecuaciones características del motor para demostrar la característica principal de los motores BLDC que es la fuerza contraelectromotriz de forma trapezoidal.

En el segundo capítulo, se hace un estudio acerca de los tipos de control que se pueden aplicar a este motor, diferenciando entre los que implican entre el uso de sensores y los que no. Además, se mencionan conceptos fundamentales para el tipo de control a implementar como lo es la fuerza contraelectromotriz y la regulación por ancho de pulso.

En el tercer capítulo, se desarrolla la validación del motor y la construcción del modelo en Simulink, partiendo de un control usando sensores hall hasta implementar el método de control ZCD junto con la regulación por ancho de pulso, además se muestra la construcción de un estimador de velocidad de rotación del motor.

En el cuarto capítulo, se realizan diferentes pruebas en el programa Simulink, para validar el tipo de control planteado, junto con un análisis de las variables principales del motor.





## Tabla de contenido

Introducción .....	19
Capítulo 1 Fundamentos teóricos del motor <i>brushless</i> DC.....	21
1.1 Introducción al motor <i>brushless</i> DC .....	21
1.2 Teoría de funcionamiento .....	22
1.3 Modelado del motor <i>brushless</i> DC .....	24
1.3.1 Modelado de la fuerza contraelectromotriz trapezoidal .....	26
1.3.2 Modelado de las ecuaciones de movimiento .....	27
1.4 Comparación con motores DC convencionales.....	28
1.4.1 Tamaño físico y densidad de potencia.....	29
1.4.2 Velocidad de giro .....	29
1.4.3 Generación de ruido .....	30
1.4.4 Vida útil .....	30
1.4.5 Costo .....	30
1.4.6 Requerimientos de control .....	30
1.5 Comparación con motores PMSM.....	31
1.5.1 Aspecto constructivo .....	31
1.5.2 Forma de onda .....	32
Capítulo 2 Técnicas de control .....	35
2.1 Control Trapezoidal .....	35
2.2 Control <i>Sensored</i> .....	36
2.2.1 Sensor Hall .....	36
2.2.2 Esquema de funcionamiento .....	37
2.2.3 Esquema de control .....	38
2.3 Control PWM .....	39
2.3.1 Ciclo de trabajo o <i>Duty cycle</i> .....	40

2.4 Control <i>sensorless</i> .....	40
2.4.1 Fuerza contraelectromotriz .....	41
2.4.2 Técnica Zero Cross Detection.....	42
2.4.3 Ventajas y desventajas del método ZCD.....	46
Capítulo 3 Simulación en Matlab – Simulink.....	47
3.1 Modelado del motor en el <i>Toolbox</i> .....	47
3.1.1 Decodificación de señales hall .....	50
3.1.2 Simulación del inversor .....	52
3.2 Operación a lazo abierto y voltaje constante con sensores hall .....	54
3.2.1 Análisis en vacío .....	54
3.2.2 Análisis con carga .....	59
3.3 Controlador PI de velocidad con fuente de voltaje variable y sensores Hall.....	63
3.3.1 Controlador PID.....	63
3.3.2 Sintonización del PID.....	65
3.4 Controlador PWM de velocidad y sensores Hall .....	70
3.5 Implementación de método ZCD.....	74
3.5.1 Medición de la fuerza contraelectromotriz .....	74
3.5.2 Diseño de filtro pasa-bajo.....	77
3.5.3 Detección de cruce por cero .....	79
3.5.4 Construcción de señales hall virtuales.....	80
3.5.5 Retraso de 30 grados eléctricos.....	82
3.5.6 Arranque del motor .....	83
3.5.7 Estimador de velocidad.....	88
Capítulo 4 Análisis de resultados .....	89
4.1 Análisis de resultados para diferentes requerimientos de velocidad .....	89
4.1.1 Entrada escalón.....	89
4.1.2 Entrada rampa positiva .....	92
4.1.3 Entrada rampa negativa.....	94
4.2 Análisis de resultados para diferentes requerimientos de torque .....	95
4.2.1 Velocidad constante y carga de aumento lineal.....	96
4.2.2 Velocidad constante y carga de aumento lineal.....	98
Conclusiones.....	101

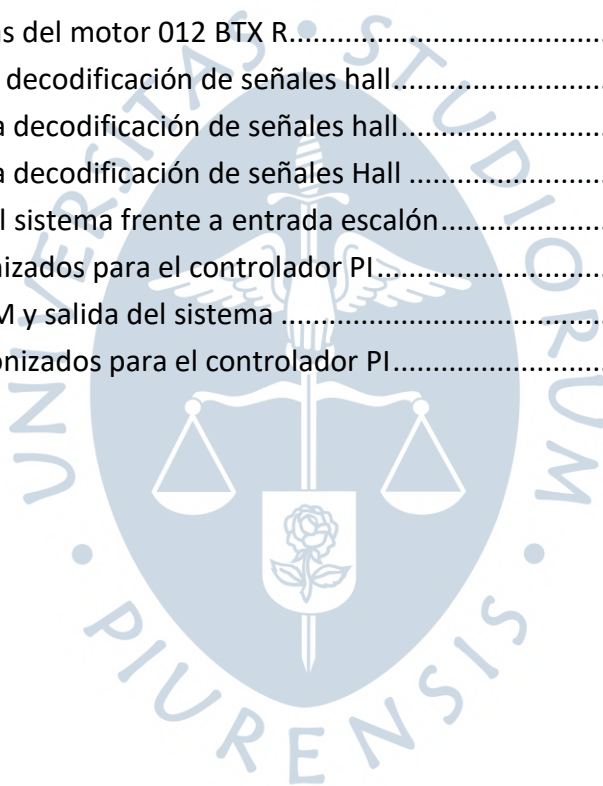
Recomendaciones .....	103
Referencias bibliográficas .....	105
Apéndices .....	109
Apéndice A. Artículo presentado .....	111





### Lista de tablas

Tabla 1. Características de motor PMSM y BLDC.....	32
Tabla 2. Comparación entre motor PMSM y motor BLDC .....	33
Tabla 3. Tabla de conmutación con sensores Hall .....	38
Tabla 4. Características del motor 012 BTX R.....	47
Tabla 5. Paso 1 para la decodificación de señales hall.....	50
Tabla 6. Paso 2 para la decodificación de señales hall.....	51
Tabla 7. Paso 3 para la decodificación de señales Hall .....	51
Tabla 8. Respuesta del sistema frente a entrada escalón.....	66
Tabla 9. Valores sintonizados para el controlador PI.....	67
Tabla 10. Entrada PWM y salida del sistema .....	71
Tabla 11. Valores sintonizados para el controlador PI.....	71





## Lista de figuras

Figura 1. Elementos del motor BLDC.....	22
Figura 2. Principio de funcionamiento del motor <i>brushless</i> .....	23
Figura 3. Corriente atravesando dos bobinas en un motor BLDC.....	23
Figura 4. Flujo resultante en motor BLDC.....	24
Figura 5. Devanados del motor conectados en estrella.....	24
Figura 6. Función trapezoidal para cada fase.....	27
Figura 7. Comparación entre motor <i>brushed</i> y <i>brushless</i> .....	28
Figura 8. Sección transversal de motor <i>brushed</i> .....	29
Figura 9. Rotor y estator del motor BLDC .....	31
Figura 10. Componentes del PMSM.....	32
Figura 11. Forma de onda de motor BLDC y PMSM.....	33
Figura 12. Conmutación de seis pasos en motor BLDC.....	35
Figura 13. Motor <i>brushless</i> DC con tres sensores de efecto Hall.....	37
Figura 14. Circuito controlador de puente trifásico para motor BLDC .....	37
Figura 15. Salidas de sensores Hall.....	38
Figura 16. Sistema de control <i>sensored</i> de motor BLDC.....	39
Figura 17. Variación de porcentaje de ciclo de trabajo .....	40
Figura 18. Forma de onda de la fuerza contraelectromotriz de motor <i>brushless</i> DC.....	42
Figura 19. Puntos de cruce por cero de la <i>back-emf</i> y corriente de fase .....	43
Figura 20. Fuerza contraelectromotriz medida y señal Hall para un devanado .....	43
Figura 21. Fuerza contraelectromotriz con altas frecuencias .....	44
Figura 22. Implementación de neutro virtual .....	44
Figura 23. Dimensiones del motor 3216 W 012 BXT R .....	48
Figura 24. Bloque de simulación del motor en Simulink.....	49
Figura 25. Ingreso de parámetros al bloque del motor .....	49
Figura 26. Diagrama de bloques de decodificación de señales hall.....	52
Figura 27. Esquema de puente H .....	52
Figura 28. Bloque del puente H en Simulink .....	53
Figura 29. Configuración de parámetros del puente H.....	53
Figura 30. Circuito a lazo abierto y voltaje constante.....	54
Figura 31. Velocidad de rotación del motor en vacío .....	55

Figura 32. Corriente en las tres fases del motor .....	55
Figura 33. Forma de las corrientes en motor BLDC .....	56
Figura 34. Torque producido por el motor .....	57
Figura 35. Señales hall del motor <i>brushless</i> DC.....	57
Figura 36. Medida de frecuencia en señal de voltaje con 12V .....	58
Figura 37. Frecuencia y periodo de señal con 12V.....	58
Figura 38. Medida de frecuencia en señal de voltaje con 9V .....	59
Figura 39. Frecuencia y periodo de señal con 9V.....	59
Figura 40. Característica Torque/Velocidad.....	60
Figura 41. Velocidad vs torque en motor <i>brushless</i> .....	60
Figura 42. Velocidad vs torque con distintas fuentes de alimentación .....	61
Figura 43. Potencia vs Velocidad.....	62
Figura 44. Potencia vs Torque .....	62
Figura 45. Torque vs corriente .....	63
Figura 46. Esquema de control a lazo cerrado.....	63
Figura 47. Efecto de la acción proporcional.....	64
Figura 48. Efecto de la acción integral .....	64
Figura 49. Efecto de la acción derivativa.....	65
Figura 50. Entrada escalón y salida del sistema.....	66
Figura 51. Esquema de control usando la función de transferencia .....	67
Figura 52. Referencia vs salida usando la función de transferencia .....	68
Figura 53. Circuito elaborado en Simulink con fuente variable y controlador PID.....	68
Figura 54. Referencia vs salida en sistema construido .....	69
Figura 55. Medida de frecuencia en señal de voltaje con 3120 rpm.....	69
Figura 56. Frecuencia y periodo de señal con 3120 rpm .....	70
Figura 57. Referencia vs salida usando la función de transferencia con PWM .....	72
Figura 58. Circuito elaborado en Simulink usando generador PWM.....	72
Figura 59. Referencia vs salida en sistema construido con PWM.....	73
Figura 60. Medida de frecuencia en señal de voltaje con regulación PWM en 3120 rpm .....	73
Figura 61. Frecuencia y periodo de señal con 3120 rpm y PWM.....	74
Figura 62. Medición de voltaje en las tres fases .....	75
Figura 63. Fuerza contraelectromotriz en las tres fases del motor .....	75
Figura 64. Fuerza contraelectromotriz ideal y medida .....	76
Figura 65. Corriente y fuerza contraelectromotriz en fase A.....	76
Figura 66. Esquema de filtro pasa-bajo.....	77
Figura 67. Filtro pasa-bajo aplicado a la señal de la fuerza contraelectromotriz .....	78
Figura 68. Señal filtrada y medida de fuerza contraelectromotriz .....	78
Figura 69. Detección de cruces por cero de la fuerza contraelectromotriz en Simulink.....	79
Figura 70. Detecciones de cruce por cero y fuerza contraelectromotriz en fase A.....	80
Figura 71. Señales ZCD en las tres fases.....	80



Figura 72. Señal hall y señales ZCD .....	81
Figura 73. Circuito de construcción de señales hall virtuales .....	81
Figura 74. Comparación de señal hall real con señal hall virtual y ZCD .....	82
Figura 75. Circuito de retraso de señal hall virtual .....	82
Figura 76. Nueva señal hall virtual y señal hall A .....	83
Figura 77. Señales hall virtuales predeterminadas .....	84
Figura 78. Arranque del motor con el primer método .....	85
Figura 79. Señales hall virtuales con el primer método .....	85
Figura 80. Señal de salida del controlador con el primer método .....	86
Figura 81. Arranque del motor con el segundo método .....	87
Figura 82. Fuerza contraelectromotriz en el arranque del motor .....	87
Figura 83. Bloque <i>triggered subsystem</i> en Simulink .....	88
Figura 84. Esquema del estimador de velocidad en Simulink .....	88
Figura 85. Entrada escalón al sistema .....	89
Figura 86. Velocidad de referencia vs real primer caso .....	90
Figura 87. Señal de error para entrada escalón .....	90
Figura 88. Corrientes en las tres fases del motor durante el arranque .....	91
Figura 89. Corrientes de las tres fases durante el cambio de referencia .....	91
Figura 90. Entrada rampa al sistema .....	92
Figura 91. Velocidad de referencia vs estimada segundo caso .....	93
Figura 92. Señal de error para entrada rampa .....	93
Figura 93. Corriente en las tres fases durante entrada rampa .....	94
Figura 94. Entrada rampa negativa al sistema .....	94
Figura 95. Velocidad de referencia vs estimada tercer caso .....	95
Figura 96. Señal de error en el tercer caso .....	95
Figura 97. Velocidad de referencia vs real con torque de aumento lineal .....	96
Figura 98. Torque real vs referencia de aumento lineal .....	97
Figura 99. Corriente en fase A para aumento de torque lineal .....	97
Figura 100. Velocidad real vs referencia con torque variable .....	98
Figura 101. Torque real vs referencia de comportamiento variable .....	98
Figura 102. Corriente en fase A con torque variable .....	99



## Introducción

En la actualidad la difusión de los drones (Vehículos aéreos no tripulados - UAV) se encuentra en constante crecimiento, estando presentes en un amplio campo de aplicaciones que van desde el sector pasatiempo hasta el campo comercial, industrial, militar y, que posiblemente, en el futuro se consolide dentro de nuevos campos de acción.

En el diseño de construcción del mecanismo de vuelo de un vehículo no tripulado se usan motores *brushless* DC o también llamados “sin escobillas” debido a que tienen mejores características que los motores de corriente continua convencionales como, una mayor relación Potencia/Peso, un mayor tiempo de vida útil y eficiencia. Sin embargo, este tipo de motor tiene la desventaja de necesitar un sistema de control más complicado y el uso de sensores de efecto Hall.

El control de los motores *brushless* DC generalmente incluye el uso de sensores hall para determinar la posición del rotor, los cuales generan una señal que luego de ser descodificada alimenta al inversor o puente H para decidir qué fases del motor deben estar alimentadas y que fase debe estar flotante.

En esta investigación se plantea un método de control usando la técnica Zero Cross Detection (ZCD) la cual no requiere el uso de los sensores de efecto Hall, y que permite acceder a todas las ventajas del motor *brushless* DC. Esta técnica de control es la mejor en comparación con las otras técnicas *sensorless* debido a que no necesita de algoritmos extremadamente complejos para el control y representa una buena alternativa para reemplazar la función de los sensores hall gracias a la misma naturaleza de funcionamiento del motor.

Para comprobar el correcto funcionamiento de esta estrategia de control se hace uso del *toolbox* especial Simulink del software Matlab, el cual permite simular el motor y el sistema de control en diversos escenarios de requerimientos de carga: torque o velocidad.



## Capítulo 1

### Fundamentos teóricos del motor *brushless* DC

#### 1.1 Introducción al motor *brushless* DC

En la actualidad existe un tipo de motor que ha ganado popularidad en los últimos años y este es el motor *brushless* DC o simplemente BLDC. La característica principal de este tipo de motor eléctrico es la ausencia de escobillas o de un sistema de conmutación mecánica que las reemplace.

Las escobillas son uno de los elementos más importantes dentro de los motores eléctricos convencionales, se definen como el elemento encargado de ejercer la conexión eléctrica entre el rotor o parte giratoria y la parte fija dentro de un motor. Las escobillas siempre se mantienen en contacto con los devanados del rotor, cambiando la polaridad de los devanados de una manera mecánica a medida que se produce el giro. (Flores Hornero, 2017)

El motor sin escobillas representa uno de los mejores resultados en la evolución tecnológica de los motores eléctricos. Este descubrimiento fue gracias a los estudios realizados por diversos científicos a lo largo del tiempo, como T.G Wilson y PH. Trickey a través del descubrimiento de una máquina de corriente continua que poseía un control electrónico de conmutación. Finalmente, luego de años de perfección y desarrollo en la década de 1980 se admitió utilizar imanes permanentes dentro de los motores eléctricos sin escobillas, logrando que se genere la misma cantidad de energía que los motores de corriente continua con escobillas. (Jimbo Tacuri, 2015)

Existen dos tipos de motores de imanes permanentes sin escobillas, uno de estos es el ya mencionado *brushless* DC y el otro es el motor PMSM. La diferencia entre estos dos grupos de motores radica principalmente en su alimentación. Los motores BLDC son alimentados con corriente continua, mientras que los motores PMSM se alimentan con corriente alterna.

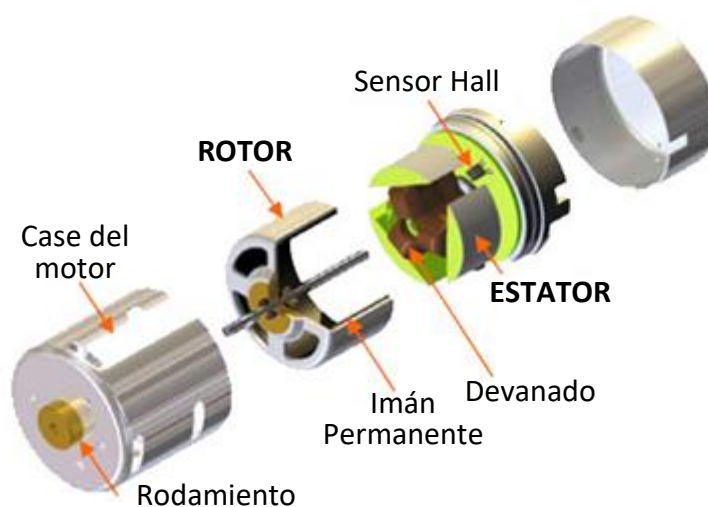
La segunda característica de los motores *brushless* DC es que pertenecen a la familia de los motores síncronos, es decir la frecuencia de la corriente de alimentación se encuentra sincronizada con la velocidad de giro del eje. La velocidad de sincronismo de estos motores está definida según la ecuación 1. (Irwin, 1997)

$$n = \frac{60f}{P} \quad (1)$$

Donde:

- $n$ : velocidad de sincronismo (rpm)
- $f$ : frecuencia de alimentación (Hz)
- $P$ : número de pares de polos

Los motores BLDC son máquinas eléctricas que poseen un arreglo de imanes permanentes en el rotor, que tienen la función de producir un campo magnético con una intensidad constante, y otro arreglo de bobinas concentradas en el estator conectadas como tres fases o más. Los elementos del motor mencionados se pueden apreciar en la **Figura 1** mostrada a continuación.



**Figura 1.** Elementos del motor BLDC  
Fuente: Genphoal Technology (s.f.)

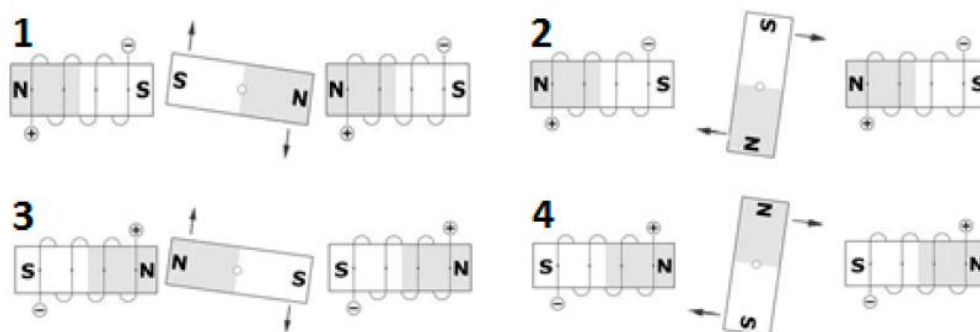
## 1.2 Teoría de funcionamiento

En el motor BLDC, a diferencia de los motores eléctricos de escobillas convencionales, la conmutación se controla de manera electrónica. La secuencia de conmutación de este tipo de motor se caracteriza por tener una bobina alimentada con tensión positiva, otra bobina con tensión negativa y la última en estado abierto. Con esto se quiere decir que la corriente entra en el devanado conectado a tensión positiva y sale por el devanado conectado a tensión negativa, mientras que el tercer devanado no participa en esa secuencia. (Flores Hornero, 2017)

La generación del torque del motor sucede debido a la interacción entre el rotor que está formado por los imanes permanentes y el campo magnético generado por las bobinas del estator. El mayor valor de torque que se puede obtener de estos motores sucede cuando están distanciados  $90^\circ$  y cuando estos se acercan, su valor va decreciendo. Para que el motor se mantenga en rotación permanente, se necesita que el campo magnético producido por las bobinas en el estator cambie de posición continuamente, esto se hace para que el rotor se mantenga en movimiento tratando de alcanzar el campo magnético generado por el estator. El sentido de rotación del motor depende de la secuencia en la que se energicen las bobinas,

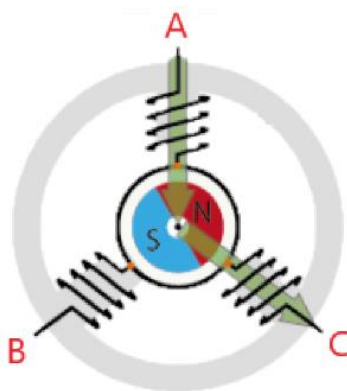
en este tipo de motor en particular se denomina conmutación de seis etapas. (Flores Hornero, 2017)

Cuando se excitan las bobinas del estator, significa que se inducen campos magnéticos capaces de generar un par de giro, y producir la rotación del eje del motor. En la **Figura 2**, se observa el principio del funcionamiento del motor *brushless* DC.



**Figura 2.** Principio de funcionamiento del motor *brushless*  
Fuente: Flores Hornero (2017)

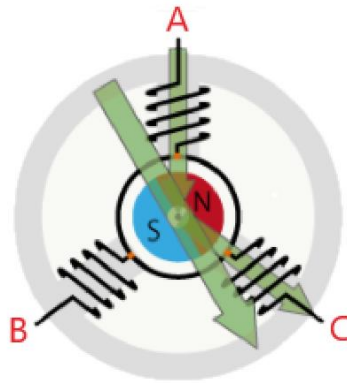
En la **Figura 3**, se observa el rotor y estator de un motor *brushless* DC, en el cual sus devanados se encuentran separados  $120^\circ$ , y están etiquetados con las letras A, B y C. Debido a esto, existen tres caminos por los que la corriente puede pasar, estos son, la fase A, la fase B y la fase C.



**Figura 3.** Corriente atravesando dos bobinas en un motor BLDC  
Fuente: Amilcare (2018)

Es importante mencionar, que la corriente siempre atraviesa dos fases. En la **Figura 3**, se muestra además la corriente atravesando las fases A y C. La corriente cuando pasa a través de una bobina produce un campo magnético. En este caso, el flujo magnético resultante que se produce cuando la corriente atraviesa las fases A y C, se muestra en la **Figura 4**.

Como se ha mencionado antes, la rotación se mantiene porque el flujo del imán permanente que forma el rotor trata de alcanzar al campo magnético resultante que es inducido por las bobinas. Esto significa que la energización de las bobinas A, B y C deben estar sincronizadas para asegurar que el flujo resultante siga en movimiento, y se produzca el giro.

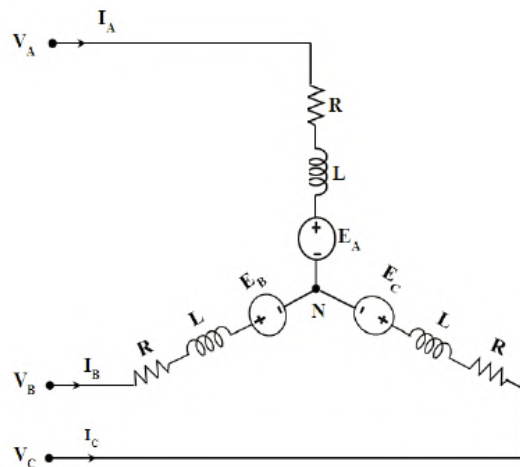


**Figura 4.** Flujo resultante en motor BLDC

Fuente: Amilcare (2018)

### 1.3 Modelado del motor *brushless* DC

Para poder realizar el modelado matemático del motor BLDC, se debe tener en consideración que los devanados deben estar conectados en estrella, tal y como se muestra en la **Figura 5**, junto con las variables usadas. Para el modelado matemático del motor es indiferente si es que la detección de la posición se realiza con sensores hall o mediante otro método. (Flores Hornero, 2017)



**Figura 5.** Devanados del motor conectados en estrella

Fuente: Poovizhi, Senthil Kuraman, Ragul, Priyadarshini, & Logambal (2017)

La ecuación 2 representa el voltaje presente en cada devanado, cambio en la tasa de flujo, dirección de la fuerza electromotriz inducida y la fuerza contraelectromotriz.

$$V_x = R_x I_x + E_{\psi_x} \quad (2)$$

El subíndice x, representa las distintas fases del motor, que puede ser A, B y C.

V: Voltaje de fase en el devanado.

I: Corriente de fase en el devanado.



$E_{\Psi_x}$ : Fuerza electromotriz inducida en cada fase.

R: Resistencia de cada devanado.

La fuerza electromotriz inducida en cada fase se puede escribir de una manera distinta de acuerdo con la ley de Faraday, como se muestra en la ecuación 3. En la cual se relaciona la magnitud de la fuerza electromotriz inducida con la razón de cambio de flujo magnético.

$$E_{\Psi_x} = \frac{d(\Psi_x)}{dt} \quad (3)$$

Para conocer el flujo en cada fase se necesitan los valores de autoinductancia e inductancia mutua. La autoinductancia es propiedad de la bobina, en la cual se opone a los cambios de corriente que fluyen a través de ella. Por otro lado, la inductancia mutua es un fenómeno que sucede cuando se produce una fuerza electromotriz en la bobina debido a que existe un cambio en la corriente de una bobina acoplada. Siguiendo estos conceptos, en cada fase A, B y C el flujo  $\Psi_x$  está representado siguiendo la ecuación 4. (Flores Hornero, 2017)

$$\begin{aligned} \Psi_A &= L_A I_A + M_{AB} I_B + M_{AC} I_C + \Psi_{pm}(\theta) \\ \Psi_B &= L_B I_B + M_{BC} I_C + M_{BA} I_A + \Psi_{pm}(\theta) \\ \Psi_C &= L_C I_C + M_{CA} I_A + M_{CB} I_B + \Psi_{pm}(\theta) \end{aligned} \quad (4)$$

Donde:

$\Psi_{pm}(\theta)$ : Enlace de flujo en imanes permanentes de cada fase.

$\theta$ : Ángulo de posición del rotor.

L: Autoinductancia

M: Inductancia mutua

Siguiendo la **Figura 3** se pueden simplificar la ecuación (4), haciendo que:  $L_A = L_B = L_C = L$ ,  $I_A + I_B + I_C = 0$  y que, además  $M_{AB} = M_{BC} = M_{CA} = M_{AC} = M_{CB} = M_{BA} = M$ . Sustituyendo las ecuaciones (3) y (4) en la ecuación (1) y teniendo en cuenta las simplificaciones realizadas, se obtiene la ecuación 5 mostrada a continuación, la cual representa el voltaje presente en cada devanado.

$$\begin{aligned} V_A &= R_{IA} + L \frac{dI_A}{dt} - M \frac{dI_A}{dt} + E_A \\ V_B &= R_{IB} + L \frac{dI_B}{dt} - M \frac{dI_B}{dt} + E_B \\ V_C &= R_{IC} + L \frac{dI_C}{dt} - M \frac{dI_C}{dt} + E_C \end{aligned} \quad (5)$$

### 1.3.1 Modelado de la fuerza contraelectromotriz trapezoidal

La fuerza contraelectromotriz en los devanados A, B y C se pueden expresar en función de la posición del rotor, como se muestra en la ecuación 6.

$$\begin{aligned} E_A &= \psi_m \omega_r f_A(\theta_e) \\ E_B &= \psi_m \omega_r f_B\left(\theta_e + \frac{2\pi}{3}\right) \\ E_C &= \psi_m \omega_r f_C\left(\theta_e - \frac{2\pi}{3}\right) \end{aligned} \quad (6)$$

Donde:

$\psi_m$ : Valor máximo del enlace de flujo de los imanes permanentes.

$\omega_r$ : Velocidad eléctrica del motor en  $\frac{rad}{s}$ .

$f_x$ : Función que representa la posición del rotor.

La velocidad eléctrica del motor puede escribirse en función de la velocidad mecánica ( $\omega_m$ ) y el número de polos del motor (P), como se muestra en la ecuación 7.

$$\omega_r = \left(\frac{P}{2}\right) \omega_m \quad (7)$$

En la ecuación 8, se realiza una simplificación para luego reemplazar junto con la ecuación 7 en la ecuación 6.

$$K_b = P\psi_m \quad (8)$$

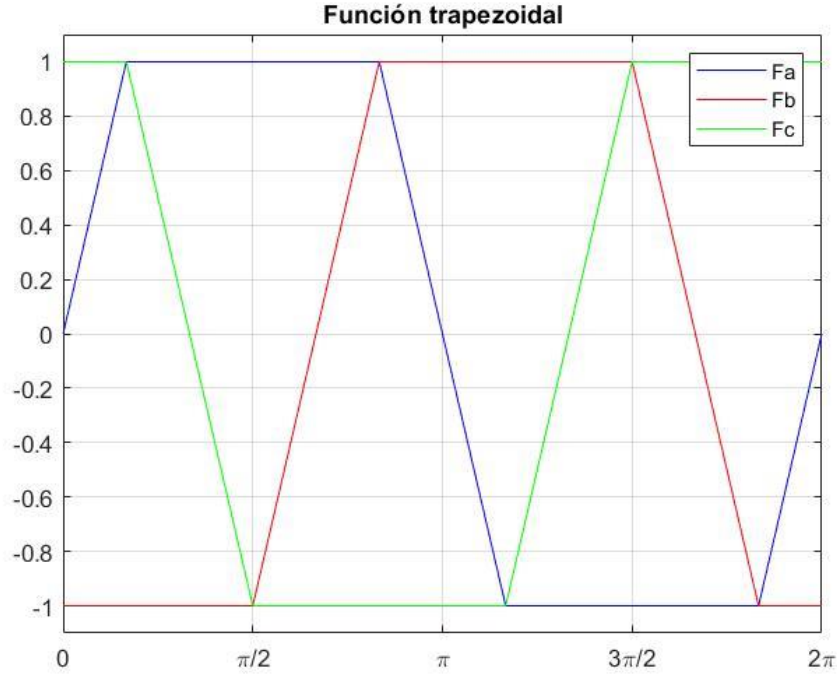
En la ecuación 9 se muestra el resultado de la ecuación 6 con los reemplazos correspondientes. Esta ecuación representa el valor de la fuerza contraelectromotriz medida en cada devanado.

$$\begin{aligned} E_A &= \omega_m \left(\frac{K_b}{2}\right) f_A(\theta_e) \\ E_B &= \omega_m \left(\frac{K_b}{2}\right) f_B\left(\theta_e + \frac{2\pi}{3}\right) \\ E_C &= \omega_m \left(\frac{K_b}{2}\right) f_C\left(\theta_e - \frac{2\pi}{3}\right) \end{aligned} \quad (9)$$

Las variables  $f_A$ ,  $f_B$  y  $f_C$  representan una función trapezoidal, que se caracteriza por poseer un rango entre [-1;1] y un dominio de [0;2 $\pi$ ].

Como se puede apreciar en la **Figura 6**, la forma de la fuerza contraelectromotriz medida en los devanados tiene forma trapezoidal, esto se puede comprobar con la ecuación 9, ya que, en cada una de las fases, solamente se multiplica un valor escalar por la función, lo que significa que la forma de la función será predominante. De esta manera queda

demostrado la mayor característica de los motores *brushless*, la cuál es, su particular forma de onda de fuerza contraelectromotriz.



**Figura 6.** Función trapezoidal para cada fase

### 1.3.2 Modelado de las ecuaciones de movimiento

Los motores eléctricos tienen como función principal el convertir la energía eléctrica en energía mecánica, pero esta transformación no es 100% eficaz, ya que se producen pérdidas. En el caso de los motores *brushless* DC una parte de energía se pierde en la generación de los campos magnéticos y en el efecto Joule. La capacidad de producir torque de este motor está dada por la ecuación 10. (Flores Hornero, 2017)

$$T_E = \frac{P\psi_m}{2} \left[ f_A(\theta_e)I_A + f_B\left(\theta_e + \frac{2\pi}{3}\right)I_B + f_C\left(\theta_e - \frac{2\pi}{3}\right)I_C \right] \quad (10)$$

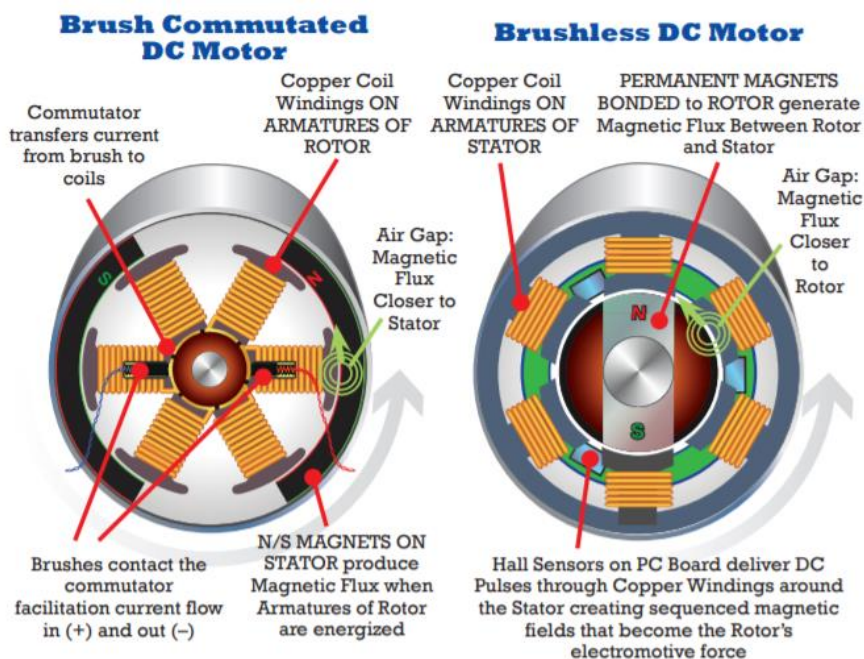
Basado en la investigación realizada en el trabajo "*Investigation of mathematical modelling of brushless dc motor (BLDC) drives by using Matlab-Simulink*" la anterior ecuación queda expresada de una forma más general como se muestra en la ecuación 11. (Poovizhi, Senthil Kuraman, Ragul, Priyadarshini, & Logambal, 2017)

$$T_E = \frac{P\psi_m}{2} [2I] = K_T I \quad (11)$$

Donde  $K_T$  representa el coeficiente de torque. Quedando demostrado de esta manera que teóricamente, el par producido por un motor *brushless* DC es constante.

### 1.4 Comparación con motores DC convencionales

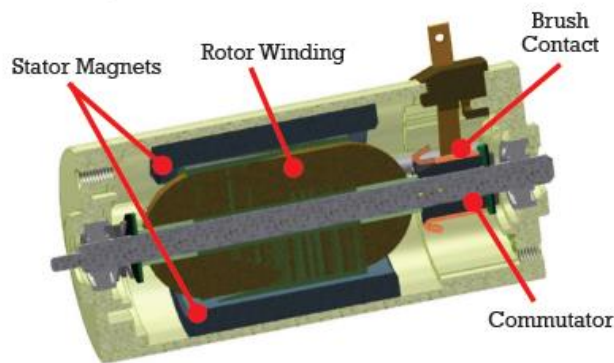
Los motores DC convencionales son también conocidos como motores *brushed* y la principal diferencia con los motores BLDC, se especifica en los nombres de cada uno de ellos. Los motores *brushed* son reconocidos por la inclusión del uso de escobillas al momento de realizar el diseño y construcción. Cada uno de estos motores DC convierten energía eléctrica en energía mecánica mediante la interacción de campos magnéticos, sin embargo, los motores *brushless* DC son capaces de producir un campo debido a sus imanes permanentes, mientras que el otro se genera cuando pasa corriente a través de los devanados del motor. Por otro lado, en los motores de escobillas el campo estacionario del estator se genera cuando los imanes permanentes interactúan con el campo giratorio del rotor, el cual contiene los devanados del motor. En la **Figura 7** se muestran ambos tipos de motores. (Lynch, Mela, & Members, 2017)



**Figura 7.** Comparación entre motor *brushed* y *brushless*

Fuente: Lynch, Mela, & Members (2017)

En ambos tipos de motores, la interacción de los campos produce un par capaz de hacer girar el rotor. Debido al giro del rotor, la corriente en los devanados se conmuta, para producir un par continuo. Los motores *brushed* utilizan escobillas hechas de grafito montadas sobre el conmutador que están conectadas a las bobinas del rotor. Con el giro del rotor, las escobillas se encargan de transferir la corriente desde un juego de bobinas a otro. En la **Figura 8** se observan los elementos del motor *brushed* ya mencionados.



**Figura 8.** Sección transversal de motor brushed  
Fuente: Lynch, Mela, & Members (2017)

Los motores BLDC realizan el proceso de conmutación de manera electrónica, por lo que no requieren el uso de escobillas y poseen muchas ventajas. Existen diferentes factores a considerar para realizar una comparación entre estos motores, los cuales se detallan a continuación.

#### **1.4.1 Tamaño físico y densidad de potencia**

Los motores DC convencionales poseen una impedancia térmica elevada debido a que los devanados se encuentran en el rotor y, en consecuencia, tienen una ruta térmica poco eficiente en la disipación del calor generado durante su funcionamiento. Por otro lado, los motores BLDC tienen una impedancia térmica más baja ya que los devanados se encuentran al exterior, logrando de esta manera que la ruta térmica sea más eficiente y al mismo tiempo que la disipación de calor sea mayor. (Lynch, Mela, & Members, 2017)

La densidad de potencia en un motor es un indicador de rendimiento crítico que relaciona el tamaño del motor y la potencia que este puede suministrar. Según lo explicado anteriormente, un motor BLDC es capaz de generar un par más continuo y una mayor potencia en comparación con un motor DC convencional. En algunas aplicaciones automotrices o con drones la densidad de potencia es un criterio de gran importancia para su correcto desarrollo. (Zikodrive Motor Controller, s.f.)

#### **1.4.2 Velocidad de giro**

Los motores brushed se caracterizan por tener un buen funcionamiento en el rango de 1000 a 10,000 rpm, esto es debido a que cuando se intenta trabajar a velocidades debajo del rango en un largo periodo de tiempo, las escobillas se desgastan, y estas partículas generadas se acumulan en el conmutador generando en varias ocasiones cortos en las bobinas que se encuentran conectadas. El límite superior del rango está establecido en 10,000 rpm debido a las propias limitaciones mecánicas del motor, ya que, si se intenta trabajar a velocidades más altas, las escobillas tendrán poco contacto con el conmutador, haciendo que el contacto eléctrico no sea suficiente. (Lynch, Mela, & Members, 2017)

Los motores *brushless* pueden girar a velocidades mucho mayores, siendo su única limitación, la integridad mecánica del rotor, la cual está relacionada con la pérdida de estabilidad de los rodamientos utilizados.

#### **1.4.3 Generación de ruido**

El ruido perceptible de los motores es generado por los rodamientos, escobillas y el desequilibrio del rotor. Por esta razón los motores BLDC al no tener escobillas, hacen que la generación de ruido sea menor, realizando su funcionamiento de una manera más silenciosa en comparación como los motores DC convencionales. En los motores *brushed* el ruido eléctrico generado es bastante elevado debido al ruido blanco generado por las escobillas y la interfaz del conmutador, aunque se puede eliminar este ruido mediante el uso de filtros eléctricos, condensadores, bobinas de ferrita, entre otros. En conclusión, se puede decir que en ambos tipos de motor el ruido se puede reducir de manera aceptable mediante la selección adecuada de rodamientos y manteniendo el equilibrio del rotor. (Lynch, Mela, & Members, 2017)

#### **1.4.4 Vida útil**

Los motores *brushless* tienen una mayor vida útil que los motores DC convencionales, debido a que no presentan el limitante mecánico que son las escobillas y conmutador. Existen diversos materiales para las escobillas disponibles, aunque siguiendo un parámetro general, se puede asumir que la vida útil de los motores *brushed* se encuentra en el rango de 2000 a 5000 horas de ejecución. Por otro lado, los motores *brushless* DC tienen una esperanza de vida de alrededor 10,000 horas, y se encuentran limitadas únicamente por la vida útil de los rodamientos y las condiciones ambientales. (Pascual Vega, 2019)

#### **1.4.5 Costo**

El factor económico es siempre uno de los más importantes al momento de tomar la decisión final entre estos dos tipos de motores. El costo inicial de un motor *brushless* DC es mucho mayor que un motor DC convencional. Además, si se cuenta el costo de la conmutación externa, la diferencia de precios asciende un poco más. Sin embargo, si se considera la duración de la vida útil del activo, los gastos de mantenimiento y pérdidas de ingreso por paradas programadas o inesperadas, la diferencia entre el costo de los motores se verá reducida. Es importante decir que la elección entre estos dos tipos de motores no solamente depende del factor económico, sino también del tiempo de inactividad en la que estará la máquina y si trabajará con velocidad constante o variable. (Lynch, Mela, & Members, 2017)

#### **1.4.6 Requerimientos de control**

El motor *brushed* no tiene necesidad de un circuito electrónico para controlar la velocidad de giro, debido a que este sucede de manera mecánica, influyendo en el diseño, montaje y costo de este. Por otro lado, el motor *brushless* DC necesita un controlador

electrónico para realizar la conmutación, es decir, requiere de un diseño e implementación más complejos en comparación con el otro modelo. (Pascual Vega, 2019)

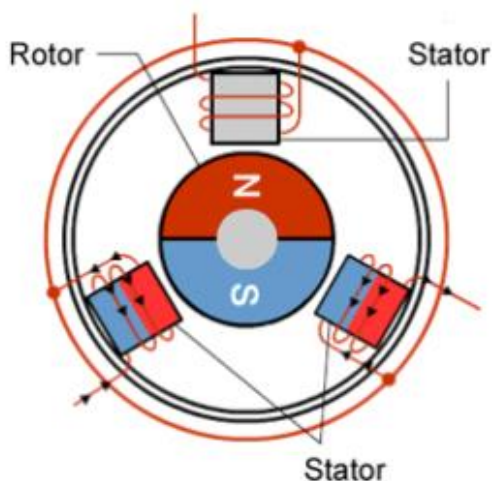
### 1.5 Comparación con motores PMSM

Los motores síncronos de imanes permanentes se clasifican dependiendo la densidad de flujo y la forma de la corriente de excitación. Dentro de esta clase de motores se encuentra el motor PMSM y los motores BLDC. Los motores BLDC como se mencionó anteriormente son los que están actualmente reemplazando a los motores DC convencionales, mientras que los motores PMSM se están convirtiendo en una mejor alternativa que los motores de inducción de corriente alterna.

#### 1.5.1 Aspecto constructivo

El estator de un motor BLDC está formado por una serie de láminas de acero apiladas con devanados arrollados. En general poseen tres bobinas correspondientes a cada una de sus fases y conectadas en estrella. Las bobinas están conformadas por numerosos anillos, cuya función es formar los seis polos de potencia uniformemente distribuidos en la periferia del rotor. (Amilcare, 2018)

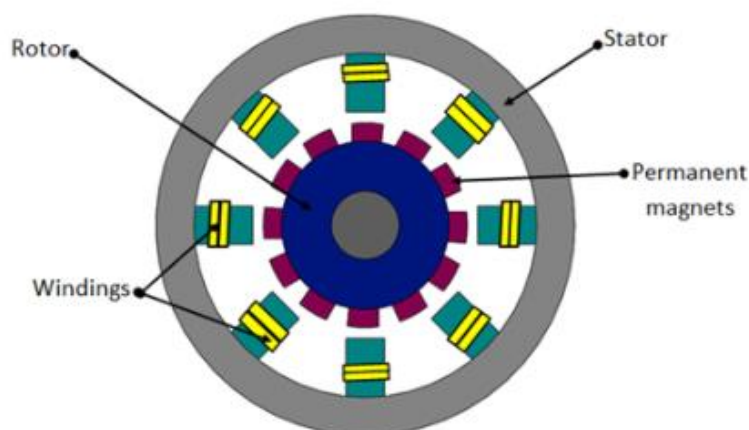
El rotor de este tipo de motor está conformado por imanes permanentes, llamados también imanes de rotor. Debido a esto, las bobinas no giran, sino que lo hacen los imanes permanentes que conforman el rotor, por tal razón, es que no existe la necesidad de escobillas y un conmutador. En la **Figura 9**, se aprecia tanto el estator como el rotor del motor BLDC.



**Figura 9.** Rotor y estator del motor BLDC

Fuente: Amilcare (2018)

Por otro lado, en el motor PMSM, el estator está conformado por básicamente los mismos componentes que un motor de inducción, por ejemplo, núcleo estator magnético, cubierta de terminales, devanados de CA trifásicos conductores, etc. En el rotor, de igual manera que el motor *brushless* DC, se encuentra conformado por imanes permanentes. En la **Figura 10** se muestra la arquitectura del motor PMSM.



**Figura 10.** Componentes del PMSM  
Fuente: Embitel. Delivered with passion (2019)

La principal diferencia constructiva entre estos dos motores se encuentra en la forma de enrollamiento de las bobinas en el estator. En el motor PMSM las bobinas se enrollan de manera sinusoidal en el estator, lo cual genera una de las mayores diferencias entre estos motores, que es la forma de onda sinusoidal de la fuerza contraelectromotriz.

### 1.5.2 Forma de onda

Los motores PMSM se conocen también como motores CA de imanes permanentes y se caracterizan por tener una densidad de flujo y fuerza contraelectromotriz de forma sinusoidal. Por otro lado, el motor BLDC se caracteriza por tener una densidad de flujo de forma rectangular, mientras que la corriente de fase y fuerza contraelectromotriz de forma trapezoidal. Lo anterior se ve resumido en la **Tabla 1** (Bello, Muhammad, Musa, & Abubakar, 2014)

**Tabla 1.** Características de motor PMSM y BLDC

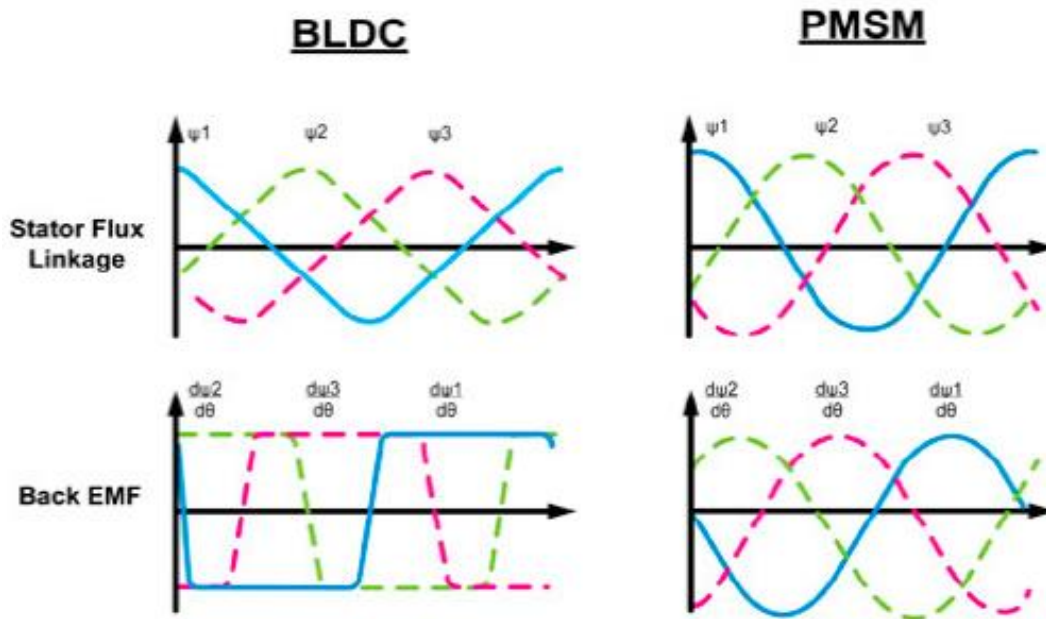
Propiedad	PMSM	BLDC
Excitación de corriente de fase	Sinusoidal	Trapezoidal
Densidad de flujo	Sinusoidal	Rectangular
Fuerza contraelectromotriz de fase	Sinusoidal	Trapezoidal
Potencia y torque	Constante	Constante

Fuente: Bello, Muhammad, Musa, & Abubakar (2014)

Los motores PMSM y los BLDC son bastantes parecidos, ya que tienen la misma estructura, componentes y poseen imanes permanentes en el rotor que interactúan con el campo magnético que producen las bobinas del estator. La diferencia entre estos dos radica en la forma de la fuerza contraelectromotriz en los motores PMSM, esto es un efecto generado por la forma en la que se enrollan las bobinas en el estator, que es de forma sinusoidal, mientras que en un motor BLDC las bobinas se enrollan uniformemente en las bobinas del estator. En la **Figura 11** se aprecian las diferencias entre las formas de ondas producidas en cada motor.



En motor BLDC, se produce una forma de onda trapezoidal debido a que los devanados se encuentran en polos salientes, mientras que en un motor PMSM, los devanados están distribuidos en varios polos, logrando que la forma de onda sea más sinusoidal. Estas diferencias hacen que desde un punto económico los motores BLDC son menos costosos para producir, pero que al mismo tiempo pueden ser ligeramente menos eficientes y más ruidosos que los motores PMSM.



**Figura 11.** Forma de onda de motor BLDC y PMSM  
Fuente: Bello, Muhammad, Musa, & Abubakar (2014)

En la **Tabla 2** se muestra una serie de características de cada tipo de motor que sirven para poder tener en claro cuáles son las diferencias más importantes entre estos dos. Dentro de estas características se muestra: el tipo de alimentación, forma de la fuerza contraelectromotriz, tipo de conmutación, número de fases conectadas, complejidad del control y si existen ondulación de par.

**Tabla 2.** Comparación entre motor PMSM y motor BLDC

PMSM	BLDC
Motor Síncrono	Motor Síncrono
Alimentado con corriente sinusoidal	Alimentado con corriente directa
Fuerza contraelectromotriz sinusoidal	Fuerza contraelectromotriz trapezoidal
Variación continua de la posición de flujo del estator	Conmutación de la posición de flujo del estator cada 60°
Hasta tres fases conectadas al mismo tiempo	Solo dos fases conectadas al mismo tiempo
Control complejo (onda 3φ sinusoidal)	Control simple (Conmutación trapezoidal)
No hay ondulación de par en la conmutación	Ligera ondulación de par en la conmutación

Fuente: Sidda, Kiranmayi, & Nagaraju (2017)



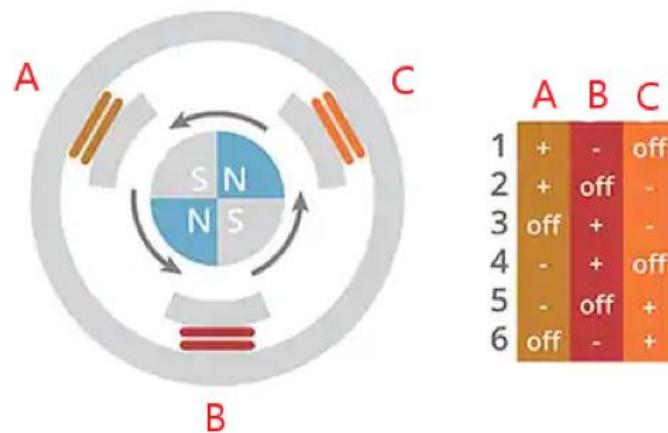
## Capítulo 2

### Técnicas de control

#### 2.1 Control Trapezoidal

En los motores *brushless* DC, la conmutación se realiza de manera electrónica, y uno de los métodos más sencillos y eficientes para realizarla es el método trapezoidal o también conocido como método seis pasos, el cual permite el giro del motor. Una rotación completa equivale a 360 grados eléctricos y el estudio de este método se realiza cada 60°, el cual, multiplicado por seis, completa la rotación, de ahí proviene el nombre de conmutación de seis pasos.

El algoritmo de conmutación de seis pasos requiere un valor de retroalimentación de la posición del rotor, el cual se obtiene generalmente mediante sensores de efecto hall. Las seis fases de conmutación mueven un campo electromagnético el cual genera que los imanes permanentes del rotor muevan el eje del motor. En la **Figura 12** se observa el patrón del funcionamiento de la conmutación de seis pasos. (Kelly, 2017)



**Figura 12.** Conmutación de seis pasos en motor BLDC

Fuente: Kelly (2017)

Una de las características más importantes del motor *brushless* DC, es que solamente se mantienen dos fases conectadas al mismo tiempo, mientras que el tercer devanado se encuentra flotante o libre. Como se observa en la **Figura 12**, esto se cumple en todo momento, por ejemplo, en el paso 1, la fase A y la fase B se encuentran conectadas a positivo y negativo respectivamente, mientras que la fase C se encuentra libre.

El propósito de la conmutación electrónica es lograr energizar los devanados del estator en una secuencia determinada, logrando lo mostrado en la **Figura 12**. Para que lo anterior pueda suceder, se necesita de una alta precisión del controlador, en consecuencia, se debe conocer la posición exacta del estator en relación con el rotor en todo momento. En el caso de existir alguna desalineación, entre la posición esperada y la posición real, el rendimiento del motor se verá afectado y disminuirá.

## **2.2 Control *Sensored***

Este tipo de control de velocidad del motor *brushless* DC, se caracteriza por la presencia de sensores de posición. Los sensores pueden estar configurados de diversas maneras, pero en general se encuentran distribuidos en intervalos de 60 a 120 grados. La ventaja que presentan los motores *brushless* DC con sensores es que logran crear un sistema de circuito cerrado que permite al controlador conocer la posición del rotor en todo momento, haciendo que el patrón de transmisión se ejecute con mucha precisión. La gran desventaja de estos motores es que dependen por completo de los sensores para lograr un correcto funcionamiento, esto genera que este sistema no pueda funcionar en un ambiente lleno de polvo, vibración o humedad, ya que el rendimiento del sensor está relacionado con las condiciones de operación. (Zikodrive Motor Controllers, s.f.)

### **2.2.1 Sensor *Hall***

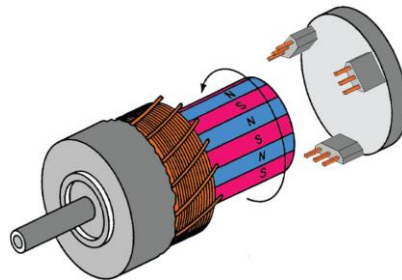
Los sensores magnéticos, tienen la función de convertir información magnética o codificada magnéticamente en señales eléctricas las cuales posteriormente serán procesadas por diversos circuitos electrónicos para su interpretación. Dentro de la familia de sensores magnéticos se encuentran los sensores de efecto Hall cuya señal de salida se encuentra en función de la densidad del campo magnético a su alrededor. (ElectronicsTutorials, s.f.)

El principio de efecto Hall se basa en que cuando un conductor con corriente fluyendo a través de él, se coloca dentro de un campo magnético, este inducirá una fuerza transversal en los portadores de carga, que empujará a los positivos a un lado y a los negativos a otro. Esta acumulación de carga en los lados del conductor induce voltaje. (Motion Control Tips, s.f.)

A la salida del sensor, se produce un voltaje, conocido como voltaje Hall, que es directamente proporcional a la fuerza del campo magnético que atraviesa al material semiconductor que conforma el sensor. Este voltaje es del nivel de los microvoltios, a pesar de que el sensor esté sometido a grandes campos magnéticos, este tipo de sensor pueda ser usado en una amplia gama de condiciones de efecto magnético. (ElectronicsTutorials, s.f.)

El sensor de efecto Hall se encarga de proporcionar información acerca de la magnitud del campo magnético. De manera general, estos sensores se encuentran diseñados para estar en modo “apagado” o circuito normalmente abierto, siempre que no haya algún campo magnético presente. Estos cambian a modo “encendido” si se encuentran sometidos a un

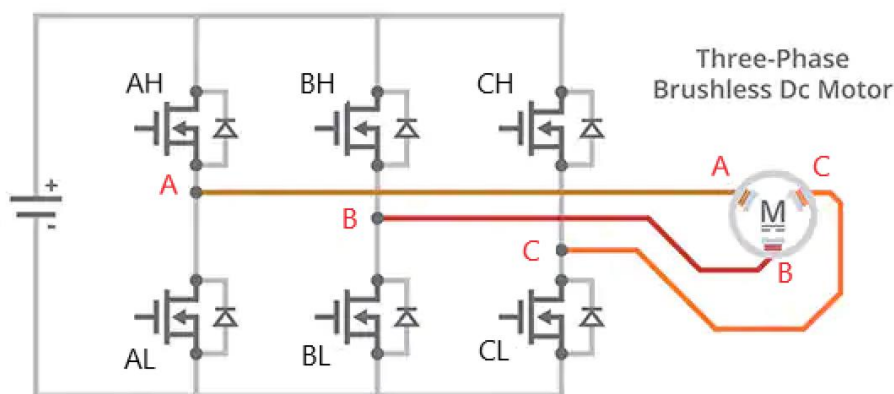
campo magnético de polaridad y fuerza suficiente. (ElectronicsTutorials, s.f.). En la **Figura 13**, se muestra un motor *brushless* DC junto con tres sensores de efecto Hall, los cuales tienen la función de proporcionar la posición del rotor al controlador.



**Figura 13.** Motor *brushless* DC con tres sensores de efecto Hall  
Fuente: Motion Control Tips (s.f.)

### 2.2.2 Esquema de funcionamiento

Los sensores de efecto Hall, han estado presentes desde el comienzo de la construcción de los motores sin escobillas, ya que se encargan de realizar la retroalimentación para la conmutación. El motor BLDC trifásico, como muestra en la **Figura 13**, necesita únicamente de tres sensores ubicados en el estator para poder conocer la posición del rotor en todo momento. Esta posición obtenida, sirve para cambiar los transistores activados en el puente trifásico y de esta forma seguir impulsando al motor. Las salidas del sensor Hall son denominadas de forma común como A, B y C. En la **Figura 14**, se muestra el motor BLDC, junto con sus sensores de efecto Hall, conectados a un puente trifásico, siendo esta la idea principal del control del motor BLDC.



**Figura 14.** Circuito controlador de puente trifásico para motor BLDC  
Fuente: Kelly (2017)

Los sensores de efecto Hall, permiten el control de un motor BLDC, debido a que pueden proporcionar la posición angular dentro de cada ciclo eléctrico. La retroalimentación es dada mediante un cambio de valor de "OFF" a "ON" o de cero a uno. En la Tabla 3 se muestran las salidas de los sensores de efecto Hall, junto con las fases activas del motor, lo que permite

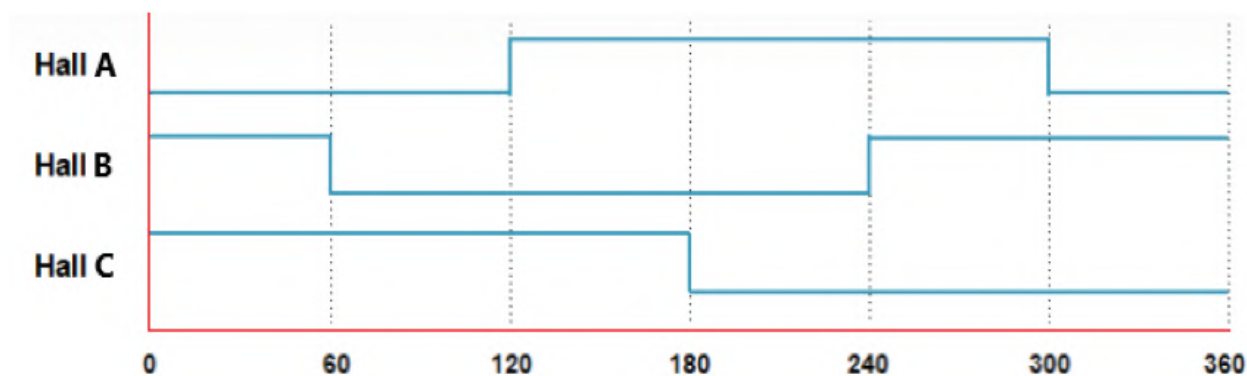
observar la relación entre la posición detectada por los sensores con las fases que se encuentran alimentadas y la que se encuentra libre.

**Tabla 3.** Tabla de conmutación con sensores Hall

# Vector	Sensor A	Sensor B	Sensor C	Fase A	Fase B	Fase C
1	0	1	1	+	Libre	-
2	0	0	1	Libre	+	-
3	1	0	1	-	+	Libre
4	1	0	0	-	Libre	+
5	1	1	0	Libre	-	+
6	0	1	0	+	-	Libre

Fuente: Gao (2013)

Las salidas de los sensores mostradas en la **Tabla 3**, se observan de manera gráfica en la **Figura 15**.

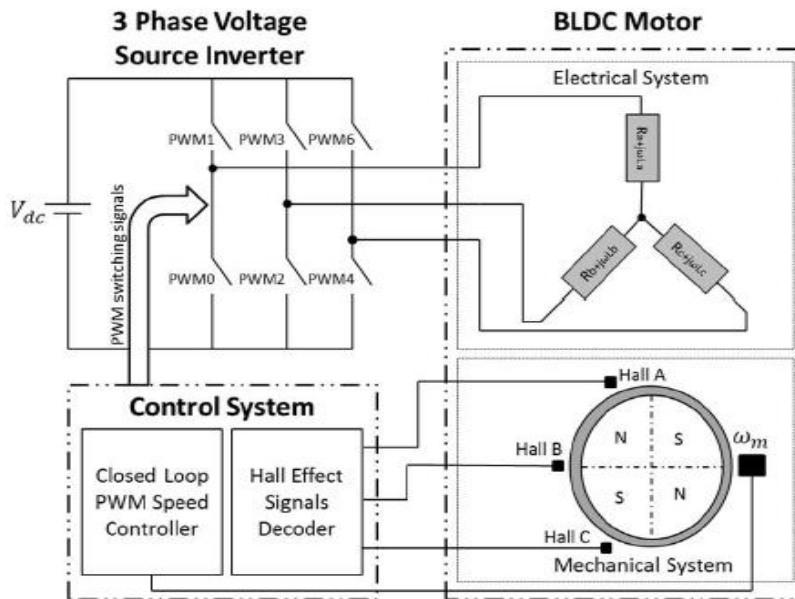


**Figura 15.** Salidas de sensores Hall

### 2.2.3 Esquema de control

Utilizando los sensores de efecto Hall, el sistema de control es un bucle cerrado, conformado por el controlador, el puente trifásico, el actuador que es el motor *brushless* DC y los sensores, como se muestra en la **Figura 16**.

El sistema de control comienza recibiendo la información de los sensores acerca de la posición del rotor, para poder decidir qué transistores del puente trifásico se debe alimentar. Además, se necesita de una señal de referencia, que en este caso indicará la velocidad a la que se requiere que gire el motor, de esta manera el controlador regulará el ancho de pulso, para alimentar al motor con el voltaje adecuado. Se alimenta al motor, el cual comienza a girar, y por los sensores de efecto Hall, se va realizando la conmutación electrónica para continuar el movimiento.



**Figura 16.** Sistema de control *sensored* de motor BLDC  
Fuente: Tashakori & Ektesabi (2014)

### 2.3 Control PWM

En el motor *brushless* DC la velocidad de giro está directamente relacionada con el voltaje de alimentación al que está conectado. Si la velocidad de giro del motor es constante, es suficiente con conectarlo con una fuente DC directamente, por ejemplo, una batería. El problema surge cuando se requiere distintos valores de velocidad para la función que va a realizar el motor. Con una fuente de voltaje constante, se necesita una forma de variar el voltaje que está alimentando al motor.

Antiguamente para poder variar la velocidad del motor, se insertaba una resistencia en serie, para de esta manera reducir la potencia suministrada. Esta forma de controlar la velocidad del motor es ineficiente ya que desperdicia la energía de la batería debido a la pérdida de potencia, la cual obedece a la ecuación 12. (Weber, 1965)

$$P = I^2 R \quad (12)$$

Un método de mayor eficiencia para regular el voltaje de alimentación es el de modulación por ancho de pulso, el cual consiste en reducir la potencia promedio que entrega una señal eléctrica. El valor de voltaje y corriente promedio que alimenta a la carga se controla mediante el encendido y apagado de un interruptor a una elevada frecuencia. La relación entre la potencia total suministrada y el tiempo del interruptor en estado encendido es proporcional, lo que significa para obtener una mayor potencia en la carga conectada, el interruptor debe estar en posición de encendido la mayor cantidad de tiempo.

El PWM es adecuado para hacer funcionar cargas inerciales, como en este caso un motor, debido a que este no se ve afectado por la conmutación discreta, debido a que su inercia hace que reaccionen lentamente. Además, la frecuencia de conmutación debe ser lo

suficientemente elevada, para no afectar a la carga, es decir, que la onda resultante sea lo más suave posible.

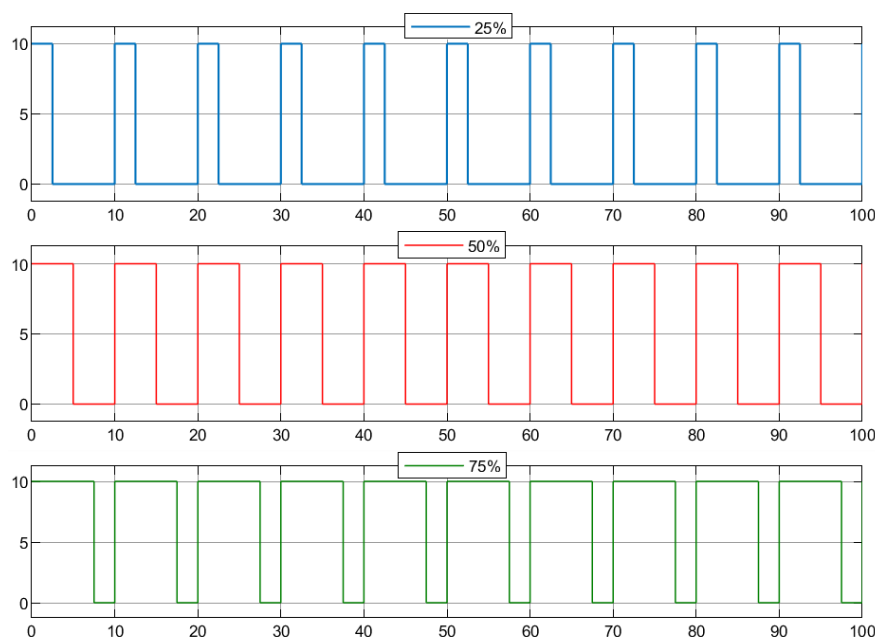
A diferencia del método convencional de regulación de voltaje, que genera una alta pérdida de potencia, la mayor ventaja del PWM es que en los dispositivos de conmutación la pérdida de potencia es muy baja, esto debido a que cuando el interruptor se encuentra apagado, no existe corriente y cuando está encendido, se alimenta a la carga con una caída de voltaje prácticamente nula en el interruptor.

### 2.3.1 Ciclo de trabajo o Duty cycle

La proporción entre el tiempo de encendido con respecto al periodo de tiempo total es conocido como ciclo de trabajo, y está representada por la ecuación 13. Si el ciclo de trabajo es alto significa que la alimentación ha estado encendida la mayor parte de tiempo, por el contrario, si el ciclo de trabajo es bajo, significa que la alimentación ha estado apagada la mayor parte del tiempo.

$$\text{Ciclo de trabajo} = \frac{t_{on}}{T} (100\%) \quad (13)$$

Este parámetro siempre es expresado en porcentaje, y el máximo valor que puede tomar es de 100%. En la **Figura 17** se muestran tres distintos porcentajes de ciclo trabajo, que actúan sobre un voltaje de entrada de 10V.



**Figura 17.** Variación de porcentaje de ciclo de trabajo

## 2.4 Control *sensorless*

En los motores *brushless* DC, es posible eliminar los sensores de posición de efecto Hall en aplicaciones donde no se requiera un control de posición. Existen métodos llamados



*sensorless*, los cuales hacen uso de la fuerza contraelectromotriz o de la corriente del motor. Estas variables brindan información acerca de la posición del rotor con la suficiente precisión para poder mantener el motor en operación. (Gamazo-Real, Vázquez-Sánchez, & Gómez-Gil, 2010)

Existen diferentes estrategias para realizar un control *sensorless*, sin embargo, la más popular es la técnica basada en la fuerza contraelectromotriz.

#### **2.4.1 Fuerza contraelectromotriz**

Los motores y generadores tienen una semejanza en el funcionamiento y en la construcción. El motor tiene la función de transformar la energía eléctrica en energía mecánica, mientras que el generador se encarga de realizar la función contraria. Según la ley de inducción de Faraday expresada en la ecuación 14, cuando la bobina del motor se encuentra girando, el flujo magnético cambia y se induce una fuerza contraelectromotriz.

$$F_{em} = - \frac{d\phi_B}{dt} \quad (14)$$

Esto significa que, cuando la bobina del motor gira, se encuentra funcionando como un generador, por lo que es capaz de generar una fuerza electromotriz.

Además, la ley de Lenz expresada en la ecuación 15, manifiesta que la fuerza electromotriz se opone a toda variación, de tal manera que la fuerza electromotriz con la que se alimenta al motor será contraria a la generada por el mismo motor, siendo esta última la llamada fuerza contraelectromotriz. (Yedamale, 2003)

$$\phi = \vec{B} \cdot \vec{S} = BS \cos(\alpha) \quad (15)$$

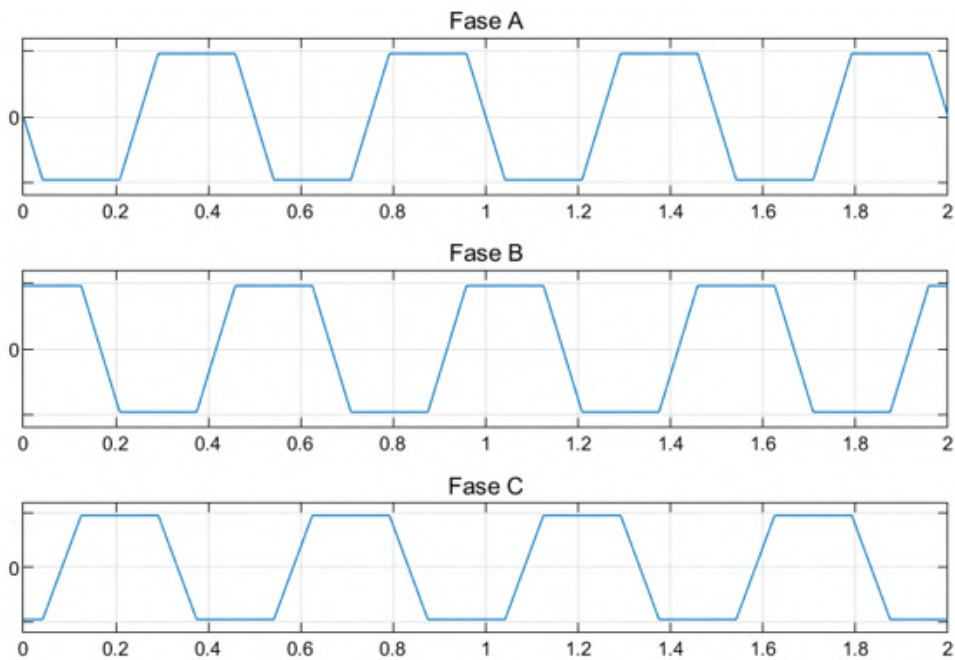
Donde:

- $\phi$ : Flujo magnético.
- $B$ : Campo magnético.
- $S$ : Superficie definida por el conductor.
- $\alpha$ : Ángulo formado entre  $\vec{S}$  y la dirección del campo.

La fuerza contraelectromotriz es producida cuando el motor funciona como generador, lo que indica de manera indirecta que su valor es proporcional a la velocidad angular del motor. Por lo que, si el motor se encuentra apagado, la fuerza contraelectromotriz es cero y a medida que el motor aumenta su velocidad, esta crece para oponerse a la fuerza electromotriz de alimentación. (Yedamale, 2003)

En el motor *brushless* DC, la fuerza contraelectromotriz generada por el motor, se puede medir en el devanado que queda libre. Aquí es donde nace la mayor característica de los motores *brushless* DC, la cual la diferencia de los motores PMSM, que es la forma de onda

trapezoidal que tiene la fuerza contraelectromotriz generada. En la **Figura 18** se aprecia esta característica de los motores *brushless* DC.



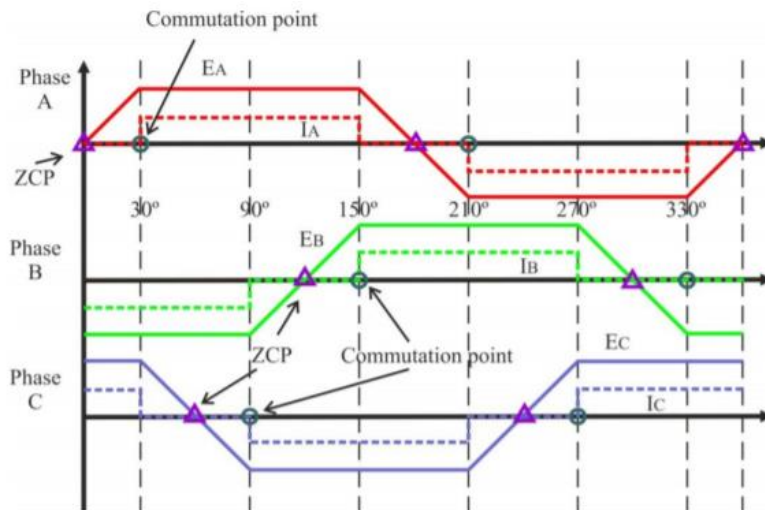
**Figura 18.** Forma de onda de la fuerza contraelectromotriz de motor *brushless* DC

#### 2.4.2 Técnica Zero Cross Detection

La técnica de control “*zero cross detection*” se basa en la detección del momento en el que la fuerza contraelectromotriz de la fase que se encuentra flotante o libre cruza el valor de cero. La detección mencionada brinda suficiente información, para poder continuar con la siguiente secuencia de conmutación del inversor, es decir, el cruce por cero determina el momento en que se debe realizar la conmutación electrónica.

En general, en las aplicaciones donde se usa un motor *brushless* DC, se requiere que se produzca el mayor torque posible, para lograr esto, la conmutación electrónica en el puente trifásico debe realizarse cada  $60^\circ$  eléctricos.

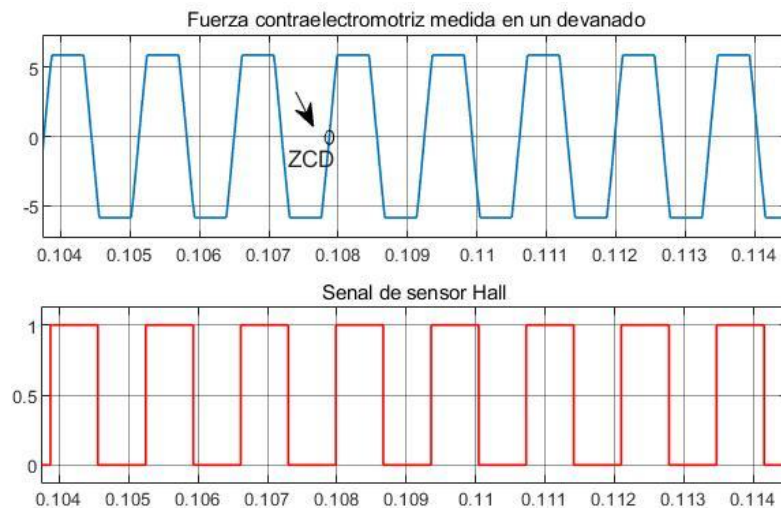
Cuando un devanado del motor se encuentra en estado flotante, significa que no está conectado a la fuente de alimentación, por lo tanto, la medición de corriente en ese devanado va a ser igual a cero. En conclusión, cuando se realice el cruce por cero de la fuerza contraelectromotriz, la corriente en ese devanado será igual a cero. Lo mencionado se puede observar en la **Figura 19**. Además, se observa que la detección del cruce no está sincronizada con la conmutación de esa fase, y que presenta un adelanto de  $30^\circ$  eléctricos.



**Figura 19.** Puntos de cruce por cero de la *back-emf* y corriente de fase

Fuente: Gamazo-Real, Vázquez-Sánchez, & Gómez-Gil (2010)

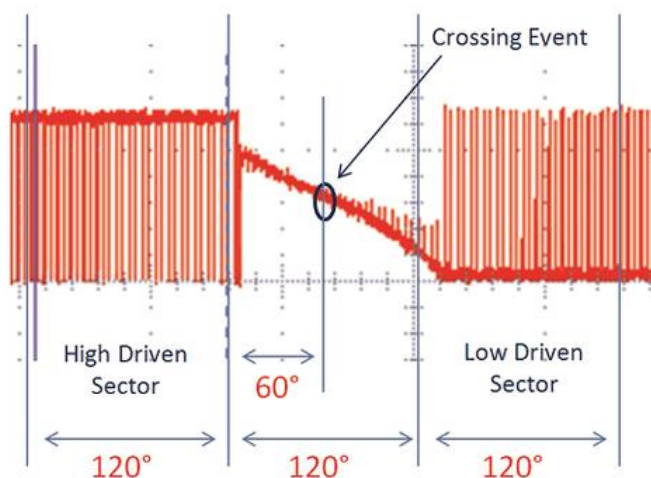
En la **Figura 20**, se observa el adelanto del cruce de la fuerza contraelectromotriz en comparación con la señal hall para un solo devanado, la diferencia con los otros devanados es únicamente el desfase que se presenta. A partir de esta gráfica se deduce que, para aplicar el método *sensorless* con la detección de cruce por cero, será necesario retrasar la señal el tiempo equivalente a  $30^\circ$  eléctricos.



**Figura 20.** Fuerza contraelectromotriz medida y señal Hall para un devanado

Las gráficas de la fuerza contraelectromotriz mostradas anteriormente, tienen una forma puramente trapezoidal y sucede cuando la fuente de alimentación es constante, pero si la fuente se encuentra regulada por un PWM aparecen altas frecuencias dentro de la señal,

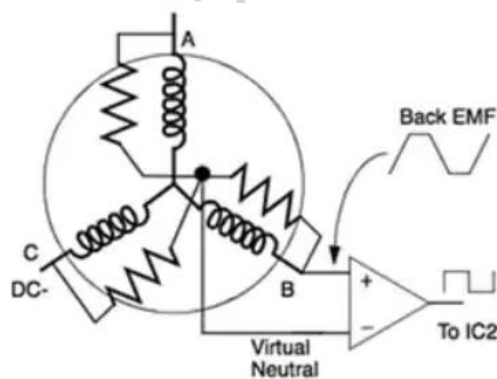
las cuales se observan en la **Figura 21**. Debido a la forma de señal, para poder detectar el cruce por cero, es necesario hacer uso de un filtro, y así eliminar las frecuencias elevadas.



**Figura 21.** Fuerza contraelectromotriz con altas frecuencias  
Fuente: Mendoza (2013)

Analizando la **Figura 21**, se comprueba lo mencionado acerca de que el cruce por cero sucede únicamente cuando la bobina se encuentra en estado flotante. Sin embargo, la mayoría de los motores BLDC no permiten obtener la gráfica de la fuerza contraelectromotriz, debido a que no tienen un acceso al neutro del motor.

Para realizar la detección de los cruces por cero, existen diversos métodos, entre estos, el más convencional es el planteado por David Erdman en la investigación *“Control system, method of operating an electronically commutated motor and laundering apparatus”* quien propone la construcción de un neutro virtual, usando tres resistencias conectadas en estrella, de tal forma que se pueda medir la tensión entre el neutro virtual y el terminal flotante, dando como resultado la fuerza contraelectromotriz requerida. En la **Figura 22** se observa la conexión en estrella de las resistencias para formar el punto neutro virtual. (Erdman, 1987)



**Figura 22.** Implementación de neutro virtual  
Fuente: Keeping (2013)

A pesar de la efectividad de este método en términos de teóricos, cuando se realiza la medición del punto neutral con respecto al GND, se observa que no es un punto de tensión estable, y añadido el PWM, resulta en una señal inestable, y con ruidos de alta frecuencia.

Para eliminar el ruido de altas frecuencias, se usa un filtro paso bajo, pero al incluir una capacitancia, aparece un ligero retardo en la señal filtrada. Cuando el motor trabaje a velocidades bajas o medias, el retardo probablemente no generará ningún problema mayor, sin embargo, cuando se trabaje con velocidades altas, el retardo afectará seriamente al proceso de conmutación del inversor, por lo tanto, va a provocar una falla en el lazo de funcionamiento del motor.

El método para medir la fuerza contraelectromotriz utilizado para la simulación posterior se basa en no construir un neutro virtual y medir la fuerza contraelectromotriz directamente de la señal GND. La medición del voltaje en un devanado sigue la ecuación 16, donde el voltaje neutro es reemplazado por un equivalente. (Fernández, 2016)

$$V_{Neutro} = \frac{V_{DC}}{2} - \frac{e_A + e_B}{2} \quad (16)$$

Donde:

- $e_A, e_B$ : Fuerza electromotriz inducida en cada fase

Y al tener un sistema equilibrado, se cumple la hipótesis de que la suma de las fuerzas electromotrices es igual a 0, como se observa en la ecuación 17. (Fernández, 2016)

$$e_A + e_B + e_C = 0 \quad (17)$$

Reemplazando la ecuación 17 en la ecuación 16, se obtiene que la tensión el devanado de estado flotante se calcula siguiendo la relación de la ecuación 18. (Fernández, 2016)

$$V_C = e_C + V_{Neutro} = \frac{3e_C}{2} + \frac{V_{DC}}{2} \quad (18)$$

En la ecuación 18, se observa que ya no es necesario hacer uso del neutro virtual, y además que para detectar la fuerza contraelectromotriz " $e_C$ ", se necesita hacer una comparación entre el voltaje medido y la mitad del voltaje de alimentación, como se muestra en la ecuación 19. (Fernández, 2016)

$$\frac{3e_C}{2} = V_C - \frac{V_{DC}}{2} \quad (19)$$

Debido a que se requiere la fuerza contraelectromotriz únicamente para detectar el cruce por cero, la magnitud del valor no brinda más información. Por tanto, para el cálculo de los cruces por cero se usa la ecuación 20, dependiendo del devanado en el que se quiera medir.

$$e_A = V_A - \frac{V_{DC}}{2}$$

$$e_B = V_B - \frac{V_{DC}}{2} \quad (20)$$

$$e_C = V_C - \frac{V_{DC}}{2}$$

Debido al uso de un regulador PWM, se necesita de un filtro pasa baja que elimine las altas frecuencias generadas al momento de regular el voltaje de alimentación.

El siguiente paso, una vez detectado los cruces por cero, diferenciando si tendencia en creciente o decreciente, se debe realizar un retraso de 30° eléctricos, para posteriormente construir las señales Hall virtuales, esto se hace con la finalidad de poder controlar la secuencia de conmutación del inversor y es posible porque la señal de detección de cruce por cero brinda la suficiente información.

### **2.4.3 Ventajas y desventajas del método ZCD**

Las ventajas de hacer uso del método de detección de cruce por cero o ZCD son las siguientes:

- Simplicidad del circuito de control en comparación con otros métodos *sensorless*.
- Baja dependencia de hardware debido a la ausencia de sensores.
- Menor probabilidad de recibir señales de interferencias externas.
- Reducción de costos del sistema y de peso en el motor.

Las desventajas de este método son las siguientes:

- Dificultades al trabajar en bajas velocidades, por el menor valor de la fuerza contraelectromotriz.
- Requiere de un proceso de filtrado de señal

### Capítulo 3

#### Simulación en Matlab – Simulink

El programa para realizar la simulación del control propuesto para el motor *brushless* DC es Matlab, específicamente, el *toolbox* especial que posee llamado Simulink.

Simulink es una herramienta que permite utilizar un entorno multidominio para simular el comportamiento de un sistema completo. La interfaz principal es la programación por bloques y cuenta con su propia biblioteca de bloques personalizables, los cuales permiten realizar modelados y simulaciones lo más cercano posible a la realidad. Simulink se usa ampliamente en el control automático, diseño de modelos y procesamiento de señales digitales. Además, brinda la facilidad de trabajar juntamente con Matlab, combinando así la programación gráfica y textual. (MathWorks, 2021)

#### 3.1 Modelado del motor en el *Toolbox*

El motor BLDC escogido para realizar las pruebas es marca *Faulhaber* serie 3216 modelo 012 BTX R. Los parámetros más importantes de este motor se muestran en la tabla 4. Estos valores son significativos para realizar la simulación dentro del software, y permitirán comparar los valores esperados con los obtenidos, como por ejemplo el valor de la corriente en vacío y el torque de arranque.

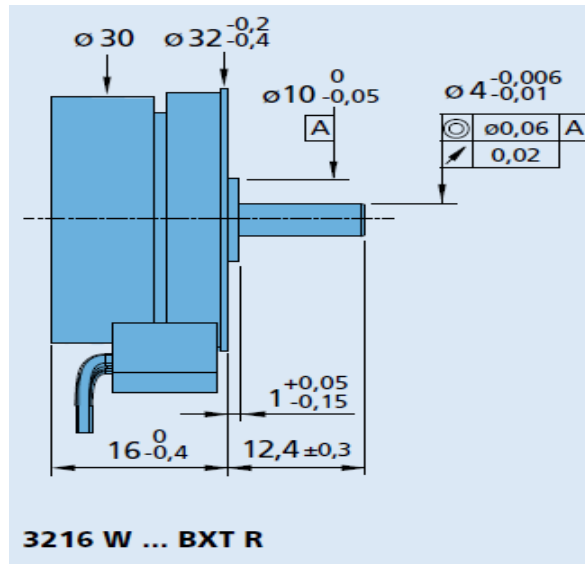
**Tabla 4.** Características del motor 012 BTX R

Característica	Símbolo	Valor	Unidades
Voltaje Nominal	$U_N$	12	V
Resistencia (fase-fase)	$R$	0.88	$\Omega$
Eficiencia máxima	$n_{max}$	83	%
Velocidad en vacío	$n_o$	6240	$\text{min}^{-1}$
Corriente en vacío	$I_o$	0.129	A
Torque de arranque	$M_A$	245	mNm
Constante de velocidad	$K_n$	530	$\text{min}^{-1}/\text{V}$
Constante <i>Back-EMF</i>	$K_e$	1.89	$\text{mV}/\text{min}^{-1}$
Constante de torque	$K_m$	18	mNm/A
Constante de corriente	$K_I$	0.0555	A/mNm
Pendiente curva n-M	$\Delta n/\Delta M$	25.9	$\text{min}^{-1}/\text{mNm}$
Inductancia (fase-fase)	$L$	331	$\mu\text{H}$
Constante tiempo mecánica	$\tau_m$	4.97	ms

Característica	Símbolo	Valor	Unidades
Inercia	$J$	18.3	$\text{gcm}^2$
Número de pares de polos	$P$	7	-

Fuente: Faulhaber (2020)

Este motor tiene una dimensión pequeña como se muestra en la **Figura 23**, ya que está diseñado para ser usado en drones y equipos aéreos no tripulados.



**Figura 23.** Dimensiones del motor 3216 W 012 BXT R

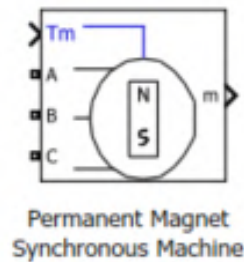
Fuente: Faulhaber (2020)

El software Simulink brinda un conjunto de librerías para diferentes aplicaciones como se ha mencionado anteriormente, dentro de estas se encuentra la librería *Simscape*, la cual posee diferentes campos de aplicación como: fluidos, electricidad, transmisión, etc.

El bloque usado para la simulación del motor *brushless* se encuentra en la siguiente dirección: *Simscape/Electrical/Specialized Power System/Fundamental Blocks/Machines*. El nombre de este bloque es *Permanent Magnet Synchronous Machine*, y se muestra en la Figura 24.

Para la configuración de este bloque, al entrar a la pestaña propiedades, se debe marcar el número de fases, el cual en este caso es tres, especificar cuál es la forma de onda de la fuerza contraelectromotriz, la cual como ya se ha mencionado anteriormente es trapezoidal, siendo esta una de las características más importantes de los motores *brushless* DC, y se debe agregar una entrada mecánica, aquí existen tres opciones que son: el torque, la velocidad de giro o la mecánica rotacional, en este caso, la variable mecánica de entrada escogida es el torque ( $T_m$ ).





**Figura 24.** Bloque de simulación del motor en Simulink

La siguiente pestaña llamada parámetros, permite ingresar alrededor de 12 datos del motor a simular, sin embargo, es muy difícil encontrar esos valores en los *datasheet* de los motores BLDC. El bloque presenta la ventaja de que permite calcular todos esos parámetros a partir de las especificaciones del fabricante, estos datos que se solicitan se muestran en la **Figura 25**.

**Figura 25.** Ingreso de parámetros al bloque del motor

La tercera pestaña del bloque es para ajustes avanzados, donde lo que se hace es elegir el “solver” que se utiliza poder simular el comportamiento del motor. Se dan tres opciones que son: trapezoidal no iterativo, trapezoidal robusto y euler robusto. Para la simulación se usa el último mencionado ya que fue el que mostraba menor ruido al momento de plotear las gráficas de las variables del motor.

El bloque del motor tiene cuatro entradas que son: las fases A, B y C, junto con el torque con el que debe operar el motor, y además presenta como salida un bus de señales, que

contiene las corrientes de las tres fases en amperios, la fuerza contraelectromotriz en las tres fases en voltios, las señales de efecto Hall que requiere el motor para realizar la conmutación electrónica, la velocidad de giro en rpm, la rotación del ángulo en radianes y el torque electromagnético generado.

Antes de iniciar la simulación del método *sensorless*, es necesario realizar la comprobación del bloque del motor, para verificar que los parámetros de salida sean realmente los esperados según el fabricante. Por esta razón, para la verificación se utilizan las señales de los sensores hall para indicar los disparos de los transistores.

### 3.1.1 Decodificación de señales hall

En la **Tabla 3** del capítulo 2 se observa la relación entre las señales Hall y las fases energizadas del motor, para dentro del software es necesario indicarle al inversor que transistores son los que deben estar alimentados y cuáles no, por eso es necesario realizar una decodificación de las señales hall.

El primer paso de la decodificación consiste en aplicar el operador lógico “no” a las tres señales hall, como se muestra en la **Tabla 5**.

**Tabla 5.** Paso 1 para la decodificación de señales hall

Hall A	Hall B	Hall C	- Hall A	- Hall B	- Hall C
0	1	1	1	0	0
0	0	1	1	1	0
1	0	1	0	1	0
1	0	0	0	1	1
1	1	0	0	0	1
0	1	0	1	0	1

El segundo paso es aplicar el operador lógico “y” en seis combinaciones diferentes que son:

- C1: Hall B y - Hall A
- C2: Hall C y - Hall B
- C3: Hall A y - Hall C
- C4: Hall A y - Hall B
- C5: Hall B y - Hall C
- C6: Hall C y - Hall A

El resultado de esta operación lógica se muestra en la **Tabla 6**, en Simulink a la salida del bloque “and” es necesario usar un bloque de conversión de tipo de dato para transformar el resultado en dato tipo “double”.

**Tabla 6.** Paso 2 para la decodificación de señales hall

C1	C2	C3	C4	C5	C6
1	0	0	0	0	1
0	1	0	0	0	1
0	1	0	1	0	0
0	0	1	1	0	0
0	0	1	0	1	0
1	0	0	0	1	0

El tercer paso consiste en realizar tres restas, relacionando dos columnas en cada resta, las agrupaciones para las operaciones son las siguientes:

- R1: C1 – C4
- R2: C2 – C5
- R3: C3 – C6

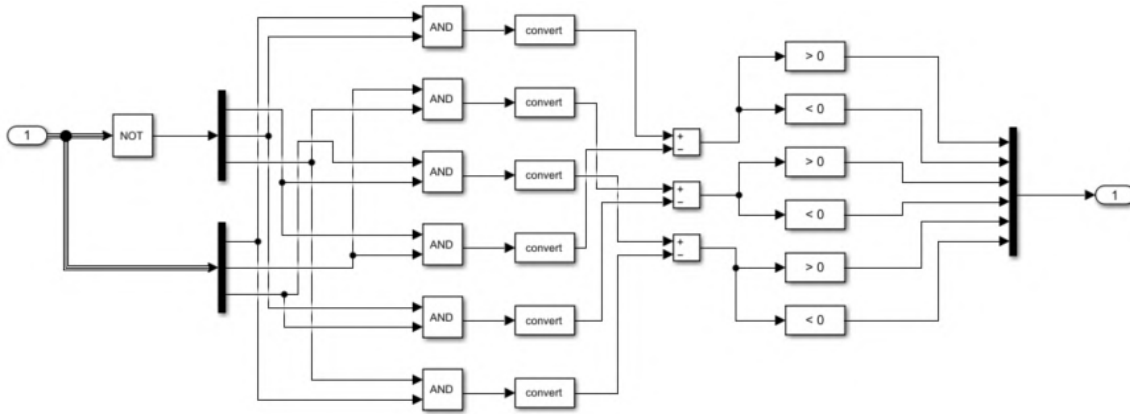
El resultado de hacer esa operación como se observa en la **Tabla 7** es la secuencia de alimentación de fases.

**Tabla 7.** Paso 3 para la decodificación de señales Hall

R1	R2	R3	Fase A	Fase B	Fase C
1	0	-1	+	Libre	-
0	1	-1	Libre	+	-
-1	1	0	-	+	Libre
-1	0	1	-	Libre	+
0	-1	1	Libre	-	+
1	-1	0	+	-	Libre

Finalmente, el último paso es realizar una comparación con cero de las tres columnas, aquí se obtienen dos tipos de respuestas, si es mayor que cero, la respuesta es uno, si es menor que cero la respuesta es cero. La salida de la decodificación de las señales hall es un bus de seis señales, las cuales alimentan a cada transistor del inversor.

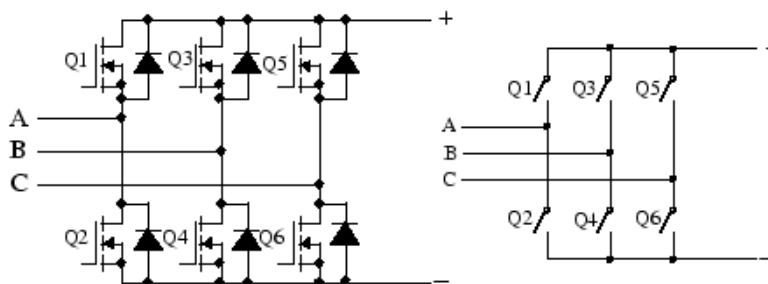
El diagrama de bloques en el programa Simulink se muestra en la **Figura 26**, donde la entrada 1, son las señales de efecto hall que tiene como salida el bloque del motor, además se observa el bloque “convert” que cumple la función de cambiar la naturaleza de la variable de booleana a *double*, para poder ingresar al bloque que aplica la resta, en el caso de que este bloque no se use, el programa va a detectar un error, ya que una variable tipo booleano no puede ser operada matemáticamente como se requiere.



**Figura 26.** Diagrama de bloques de decodificación de señales hall

### 3.1.2 Simulación del inversor

Para el uso del motor *brushless* se debe implementar un convertidor de potencia, en este caso será un inversor trifásico PWM. El circuito electrónico que cumple la función de transformar la fuente de voltaje continua a alterna es conocido como puente H, puede estar conformado por dos o tres brazos, cada uno de estos brazos está compuesto por dos transistores, que en general son transistores MOSFET. El esquema general del puente H se observa en la **Figura 27**.

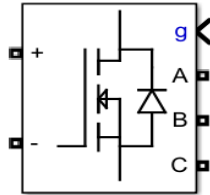


**Figura 27.** Esquema de puente H  
Fuente: MathWorks (2006)

El funcionamiento comprende de conectar los transistores a la fuente de voltaje de la misma manera que en el esquema mostrado, y adicionalmente usar una señal de control para cada uno de los transistores. La señal de conmutación de los transistores sigue la secuencia de los seis pasos, esto con la finalidad de alimentar a las bobinas del motor de una manera adecuada. Ya que en este caso se usa un PWM para regular el voltaje de alimentación, la señal de control para los transistores también tiene la función de regular la corriente de cada fase. (Cotte & Moreno, 2010)

Los transistores del puente H se controlan por parejas, que son tres, la primera es Q1 y Q2, la segunda es Q3 y Q5 y la última es Q5 y Q6. Cuando uno de los transistores de la pareja se encuentra en estado abierto, el otro se encuentra cerrado.

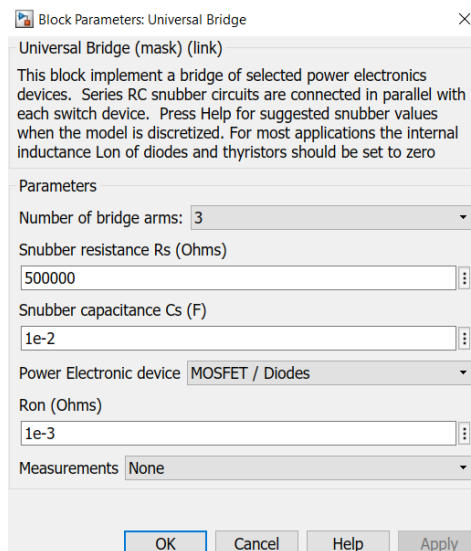
En Simulink como primera opción se tiene la posibilidad de construir el inversor usando los bloques de transistores y como segunda opción se puede usar el bloque “universal bridge” el cual permite implementar un convertidor de potencia y brinda mucha flexibilidad en su configuración. En este caso, se usa el último mencionado, cuyo bloque en la librería de Simulink es el mostrado en la **Figura 28**.



**Figura 28.** Bloque del puente H en Simulink

Este bloque permite implementar un convertidor de potencia trifásico, siguiendo el esquema de un puente H, además, permite la configuración de hasta seis transistores. El bloque permite la simulación de dispositivos electrónicos de potencia con conmutación natural como los diodos o tiristores y también los conmutados forzosamente como los IGBT y los MOSFET. (Mathworks, 2006)

Los parámetros para la configuración de este bloque se muestran en la **Figura 29**.



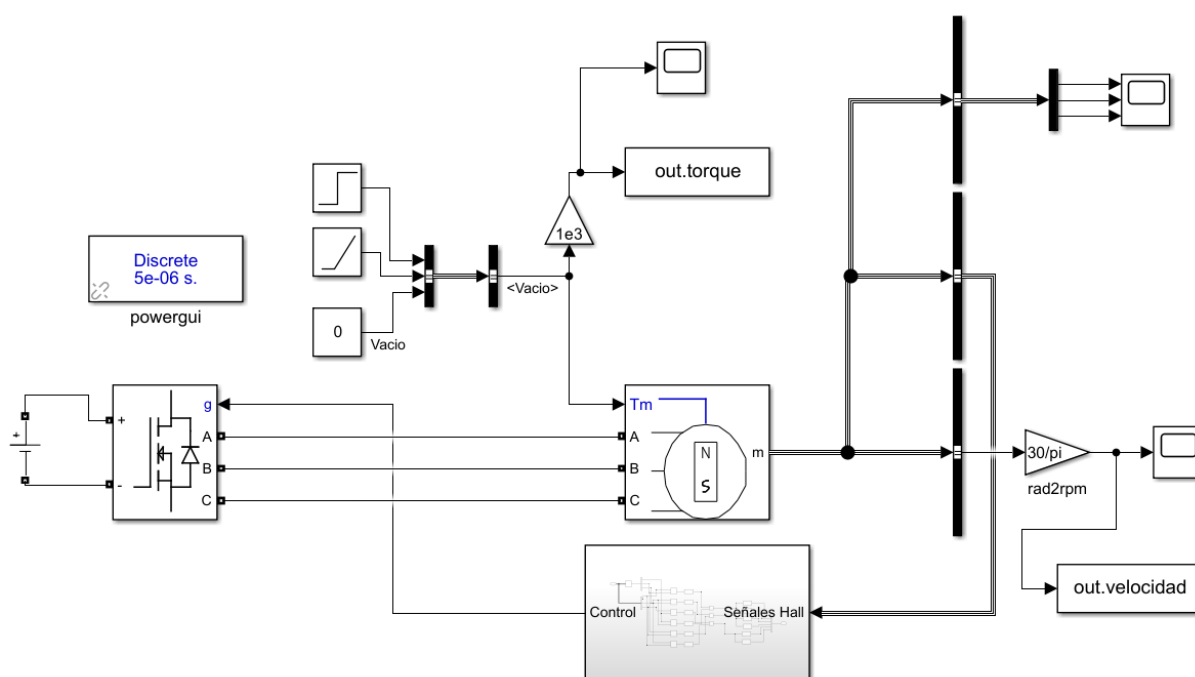
**Figura 29.** Configuración de parámetros del puente H

La señal de control “g” para el bloque del puente H, es el resultado de realizar la decodificación de las señales Hall, mostradas anteriormente.

Con la configuración del bloque del motor, la decodificación de las señales hall, y la implementación del puente H para cumplir la función del inversor trifásico, solo hace falta la conexión a una fuente de voltaje constante y se puede establecer el circuito a lazo abierto.

### 3.2 Operación a lazo abierto y voltaje constante con sensores hall

Una vez configurado todo lo mencionado, se construye el sistema en lazo abierto del motor, con la finalidad de obtener las gráficas características del motor *brushless* y comparar los valores de las variables más importantes. El circuito elaborado en Simulink se muestra en la **Figura 30**, en el cual se encuentran los cuatro elementos descritos. La fuente de alimentación conectada al puente H es de 12V, además, se han implementado tres tipos de entrada de torque, el cual indica cual es el torque que debe producir el motor, analizar diversas relaciones entre el torque y otras variables posteriormente.

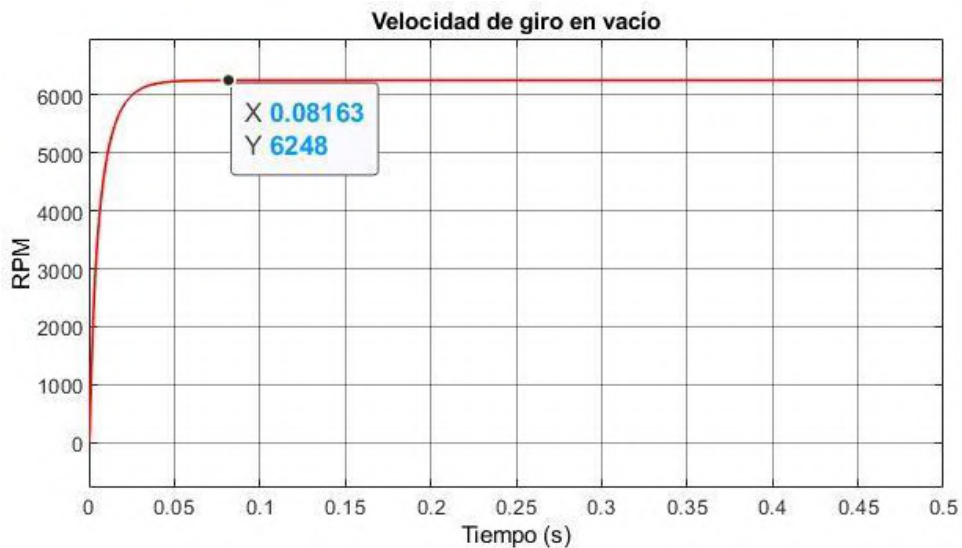


**Figura 30.** Circuito a lazo abierto y voltaje constante

#### 3.2.1 Análisis en vacío

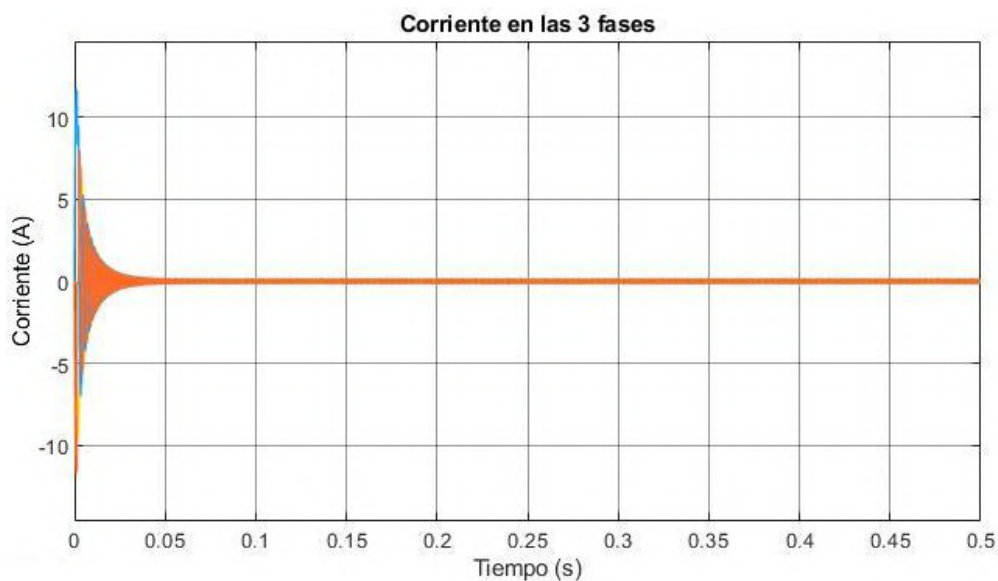
La primera variable por analizar es la velocidad de rotación del motor en vacío. La velocidad esperada según el *datasheet* es de  $6240 \text{ min}^{-1}$  o rpm con una alimentación de 12V. La medición de velocidad de rotación a lazo abierto obtenida en la simulación se observa en **Figura 31**.

El valor obtenido en esta gráfica es de 6248 rpm, lo cual está dentro del rango aceptable de simulación. Además, se observa que, para llegar a ese valor de velocidad, el motor demora un aproximado de 0.03 segundos.



**Figura 31.** Velocidad de rotación del motor en vacío

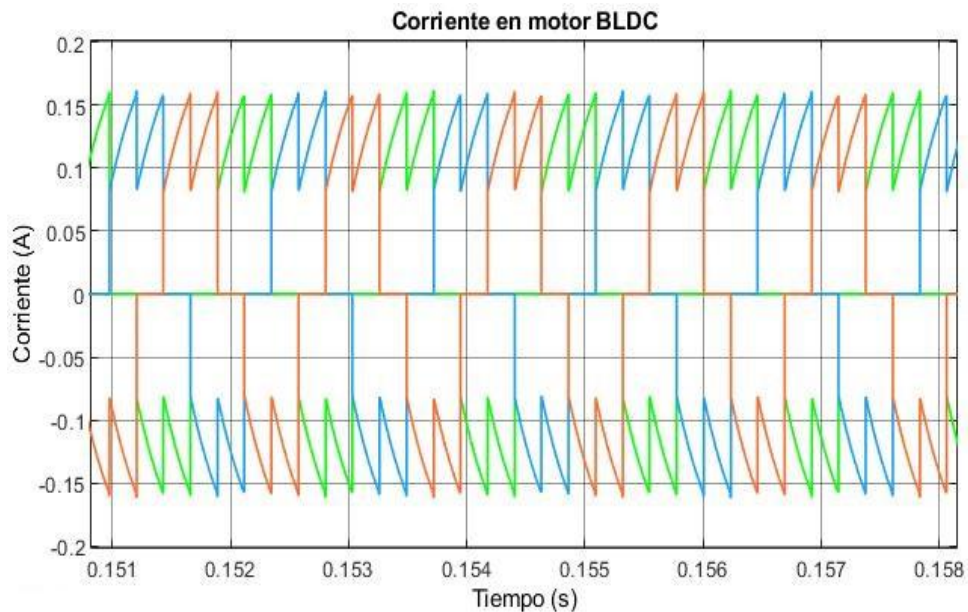
La segunda variable por analizar es la corriente en vacío, el valor esperado según el *datasheet* es de 0.129 A, además se debe cumplir que solo dos bobinas estén energizadas al mismo tiempo. En la **Figura 32** se muestra la forma de las tres corrientes en las fases del motor, se tiene una corriente de arranque de 11.8 A, la cual va decreciendo hasta llegar a un valor estacionario.



**Figura 32.** Corriente en las tres fases del motor

La Figura 33 es un acercamiento de la figura anterior y se puede observar la forma característica de las corrientes cada una de las fases del motor *brushless* DC, el valor máximo de corriente que puede tener en vacío es de 0.16 A, y a partir de los 0.09 A muestra una inclinación hasta llegar al su máximo para luego regresar en ese instante al valor de cero.

Además, se observa que una fase siempre se encuentra con un valor de corriente nulo, mientras que las otras dos poseen un valor de corriente positivo y la otra un valor negativo. Esta característica comprueba que el bloque del motor se está comportando como un motor *brushless* y cumple con los valores esperados de corriente.



**Figura 33.** Forma de las corrientes en motor BLDC

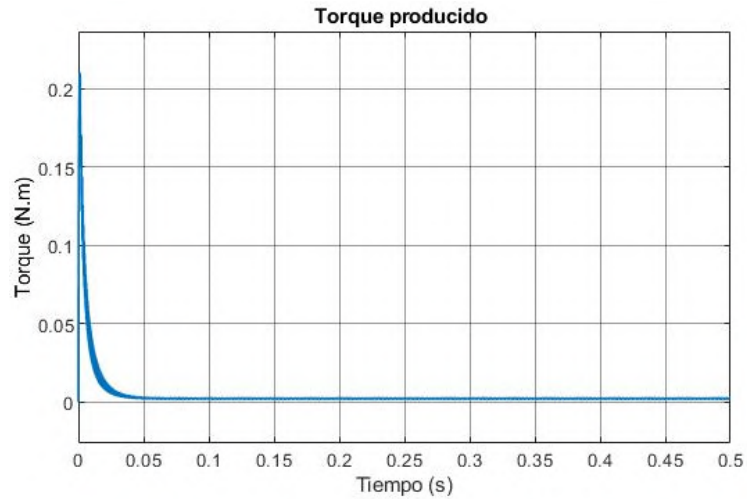
La tercera variable que analiza es el torque producido para el arranque y el valor estacionario de este, ya que se está trabajando en vacío es de esperarse que el estacionario sea cero.

El torque de arranque esperado es de 245 mN.m, que es igual a 0.245 N.m, y según la **Figura 34** el valor del torque producido por el motor es de 0.22 N.m, este valor está bastante cerca del esperado, por tal razón, el comportamiento del bloque del motor visto desde la variable torque también cumple con los valores esperados.

Una vez que se llega al valor máximo del torque y el motor ya ha terminado su fase de arranque, como se está trabajando con el motor en vacío, este valor va decreciendo rápidamente hasta llegar al valor esperado.

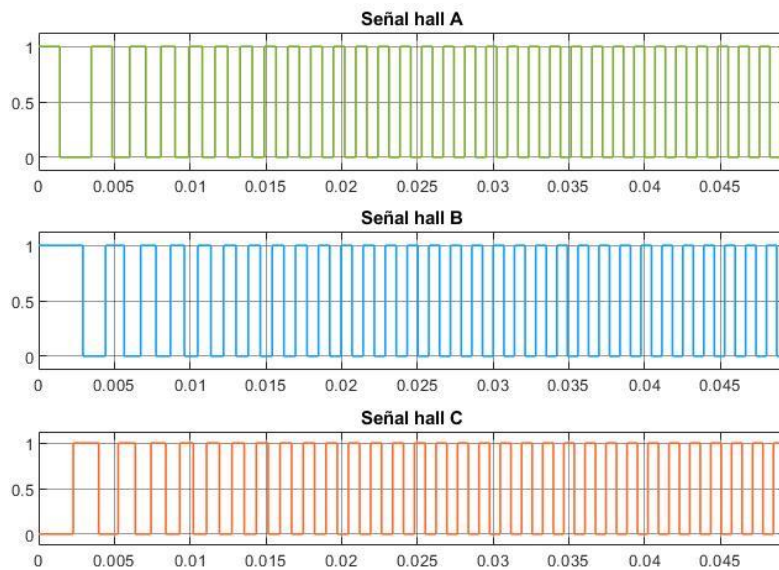
Se puede observar también que la línea de la gráfica no tiene el mismo grosor que las variables anteriores y esto se debe a que una de las características del motor *brushless* DC es que presenta una ligera ondulación en el torque generado.





**Figura 34.** Torque producido por el motor

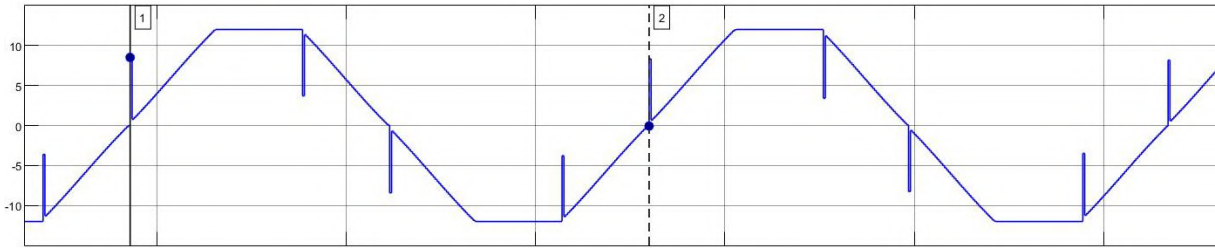
Este circuito está funcionando, haciendo uso de las señales hall, y estas se observan en la **Figura 35**. Al comienzo las señales hall tienen un ancho de pulso mucho mayor, y esto se debe que el motor está girando a menor velocidad ya que se encuentra en la fase de arranque, por tanto, la detección producida por los sensores también es lenta, pero a medida que el motor aumenta su velocidad de giro, las detecciones realizadas por los sensores también son más frecuentes.



**Figura 35.** Señales hall del motor *brushless* DC

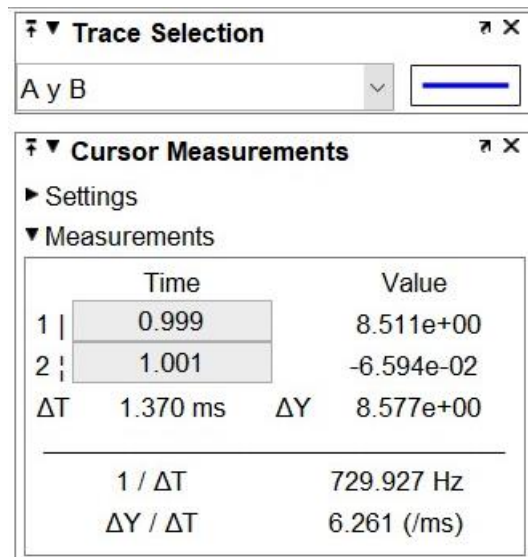
Adicionalmente, se evalúa la simulación realizada usando la Ecuación 1, la cual relaciona la velocidad de rotación del motor, la frecuencia y el número de pares de polos.

El primer análisis se realiza en vacío y con la fuente de alimentación de 12 V, los medidores de voltaje entregan una señal que permite hacer la medición del periodo de la señal para posteriormente obtener la frecuencia como se observa en la **Figura 36**.



**Figura 36.** Medida de frecuencia en señal de voltaje con 12V

En la **Figura 37** se obtienen del programa Simulink los valores de frecuencia y periodo de la señal.



**Figura 37.** Frecuencia y periodo de señal con 12V

Usando la ecuación respectiva, se obtiene lo siguiente:

$$n = \frac{60 * 729.927}{7} = 6256.517 \text{ rpm}$$

El valor de velocidad medido en la simulación es de 6250 rpm en las mismas condiciones, comparando estos valores el error entre ambos resultados es el siguiente:

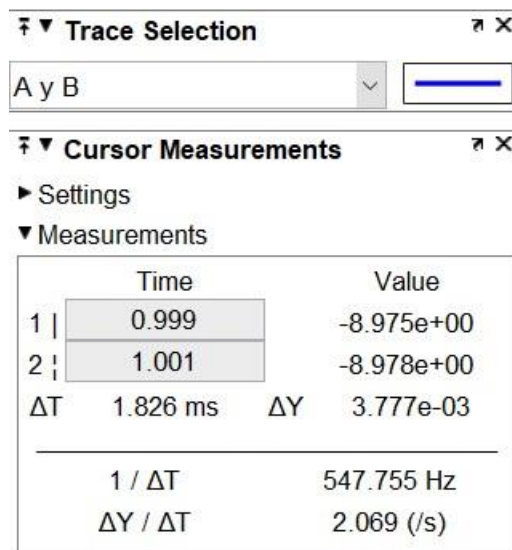
$$\text{Error} = \frac{6256.517 - 6250}{6250} * 100 = 0.1\%$$

El segundo análisis en vacío se ha realizado usando una fuente constante de 9V, para comprobar la relación velocidad-voltaje y que la Ecuación 1 se siga cumpliendo correctamente, en la **Figura 38** se observa la señal obtenida.



**Figura 38.** Medida de frecuencia en señal de voltaje con 9V

En la se obtienen del programa Simulink los valores de frecuencia y periodo de la señal.



**Figura 39.** Frecuencia y periodo de señal con 9V

Usando la ecuación respectiva, se obtiene lo siguiente:

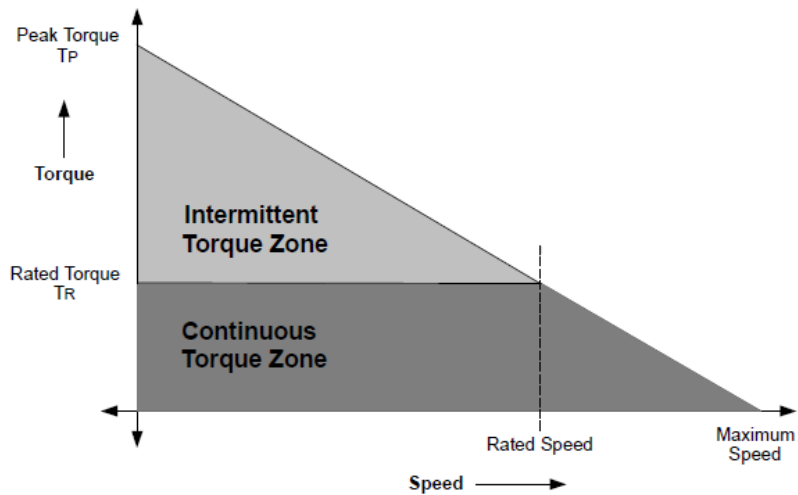
$$n = \frac{60 * 547.755}{7} = 4695.042 \text{ rpm}$$

El valor de velocidad medido en la simulación es de 4697 rpm en las mismas condiciones, comparando estos valores el error entre ambos resultados es el siguiente:

$$Error = \frac{4697 - 4695.042}{4697} * 100 = 0.042\%$$

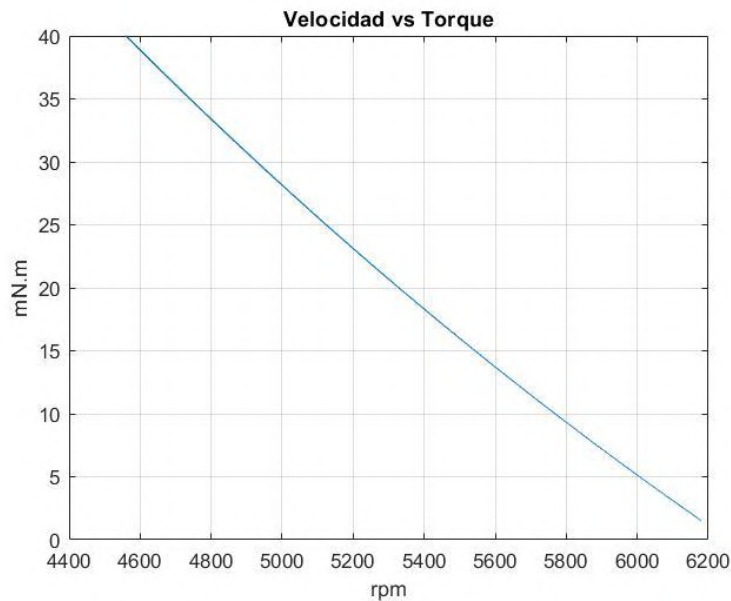
### 3.2.2 Análisis con carga

Una de las características más importante en el motor *brushless* DC, es la relación torque/velocidad, la cual es lineal y se aprecia en la **Figura 40**. Aquí se observa que la mayor velocidad de rotación del motor se da cuando está trabajando sin carga, y a medida que la carga aumenta, la velocidad de rotación va a ir disminuyendo.



**Figura 40.** Característica Torque/Velocidad  
Fuente: Yedamale (2013)

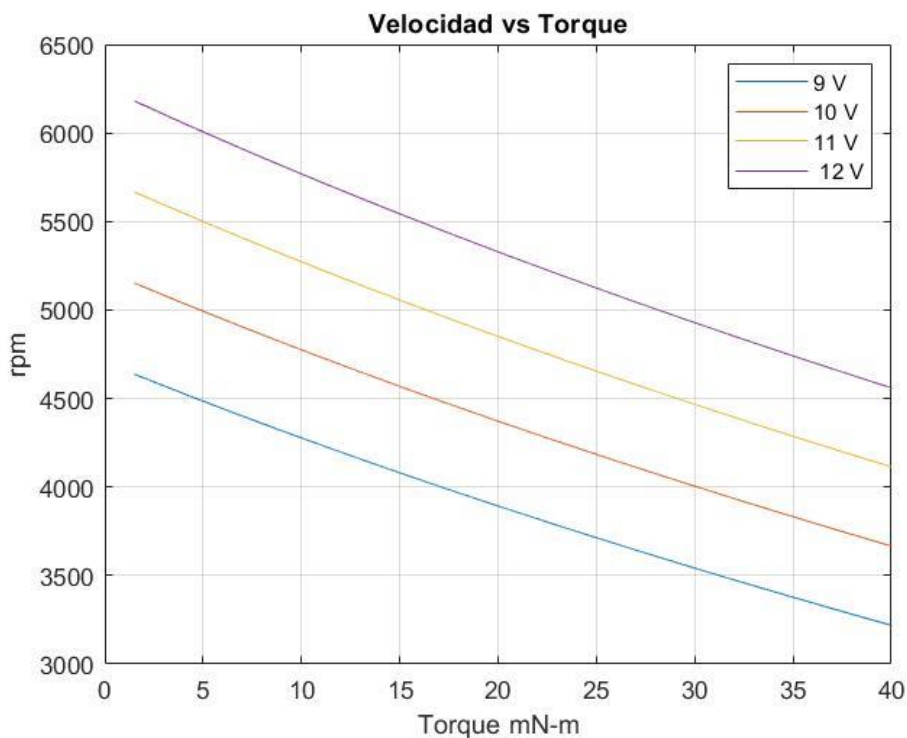
El valor del par nominal del motor *brushless* escogido es de 40 mN.m, y en la **Figura 41** se observa que el modelado cumple con la relación proporcional inversa entre el torque y la velocidad.



**Figura 41.** Velocidad vs torque en motor *brushless*

Además, se observa que cuando el torque requerido aumenta, y la fuente de alimentación se mantiene constante a 12 V, la velocidad de rotación del motor disminuye.

Otra característica importante de los motores *brushless* DC es que existe una relación proporcional entre la fuente de alimentación y la velocidad de giro, para poder identificar esto, la fuente de alimentación tuvo valores de 9 V, 10 V, 11 V y 12 V, como se observa en la **Figura 42**.



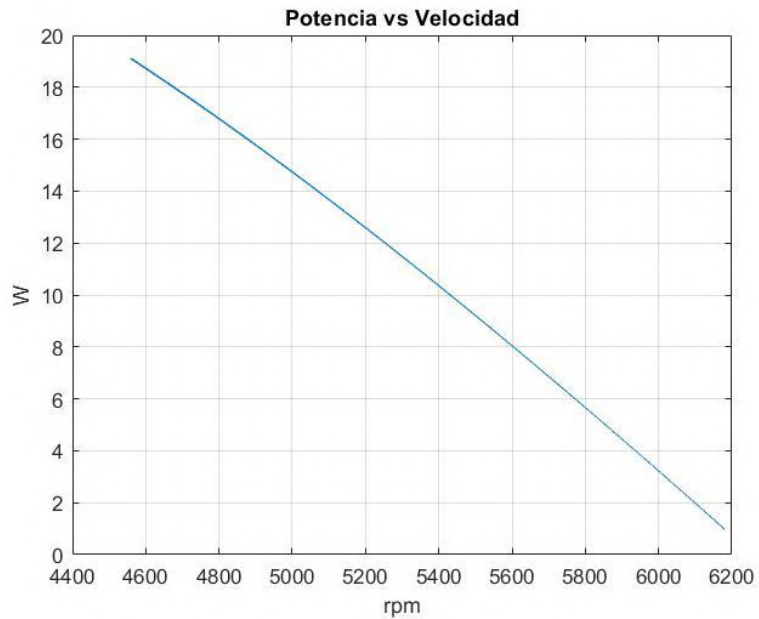
**Figura 42.** Velocidad vs torque con distintas fuentes de alimentación

Adicionalmente, se observa que cuando el motor trabaja con la carga nominal y con una fuente menor a 12 V, entonces la velocidad de giro del motor será menor, con esto se comprueba la relación que existe entre la alimentación del motor y la velocidad de giro de este. Se comprueba también que el comportamiento en la relación Torque/velocidad se mantiene a pesar de que la alimentación del motor ha variado.

Otra característica que es importante es la potencia mecánica que entrega el motor, para encontrar este valor se hace uso de la ecuación 21.

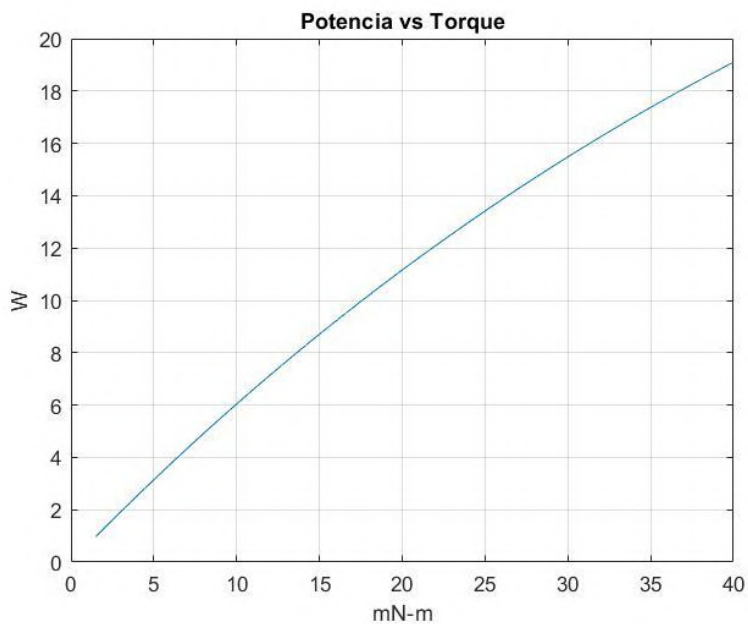
$$Potencia [W] = Torque [N.m] \times \omega \left( \frac{rad}{s} \right) \quad (21)$$

En la **Figura 43**, se observa la relación entre la potencia entregada por el motor y su velocidad de giro, la cual es inversamente proporcional. Cuando trabaja en vacío, su velocidad es la máxima posible, pero la potencia entregada es nula ya que no produce ningún torque. A medida que el torque va aumentando y por consecuencia la velocidad de giro del motor va disminuyendo, la potencia entregada por el motor aumenta como se puede apreciar.



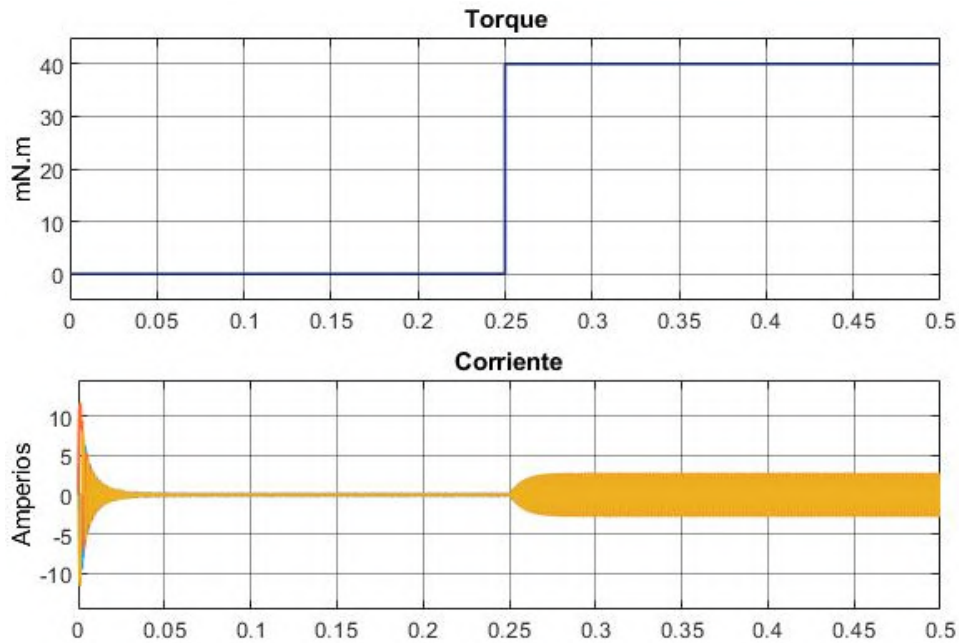
**Figura 43.** Potencia vs Velocidad

En la **Figura 44** se observa cómo es la relación entre la potencia que entrega el motor en W y el torque generado en mN.m, la cual es directamente proporcional, ya que cuando el torque aumenta, la potencia generada también lo hace.



**Figura 44.** Potencia vs Torque

El siguiente punto para evaluar es el comportamiento de la corriente cuando existe un cambio en el torque generado por el motor. En la **Figura 45** se observa el comportamiento de la corriente desde el arranque en vacío y cuando el motor trabaja con carga.



**Figura 45.** Torque vs corriente

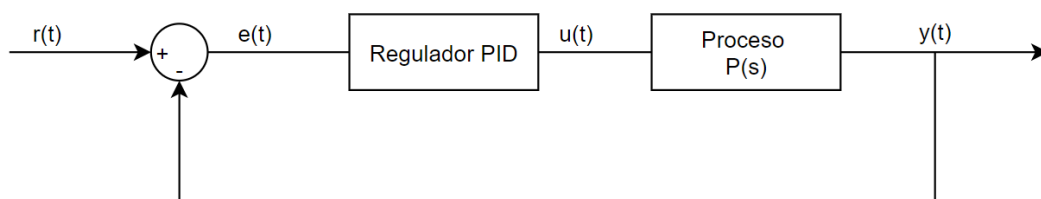
Como se observa, cuando el motor trabaja con carga, el valor de la corriente en las fases del motor aumenta. El crecimiento de la corriente no sucede bruscamente, por el contrario, como se aprecia en la gráfica, se produce de manera gradual.

### 3.3 Controlador PI de velocidad con fuente de voltaje variable y sensores Hall

Simulink contiene el bloque llamado “*controlled voltage source*”, que es una fuente de voltaje controlable, con esto se podrá confirmar que el control de velocidad de rotación del motor *brushless* DC, se puede realizar regulando la fuente de alimentación. Para realizar el control se hace uso de un PID cuya entrada es la diferencia entre la velocidad de referencia y la velocidad medida y su salida es la señal de control que va conectada al bloque de la fuente de voltaje regulable.

#### 3.3.1 Controlador PID

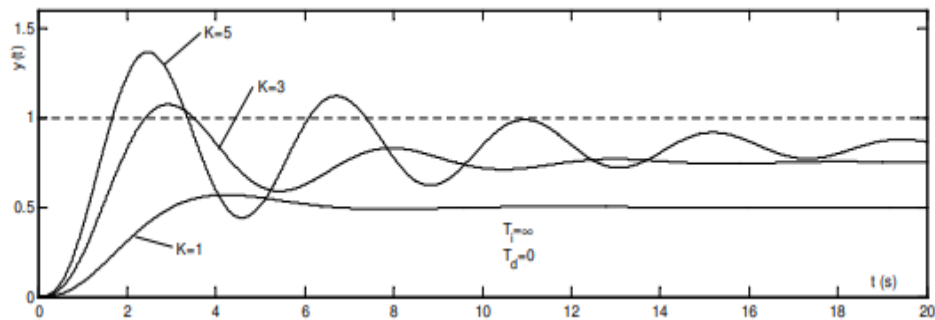
El esquema de un sistema a lazo cerrado está conformado por la señal de referencia  $r(t)$ , el error  $e(t)$ , un regulador, la variable manipulable  $u(t)$  y la variable de salida  $y(t)$ . El esquema general del control a lazo cerrado se muestra en la **Figura 46**.



**Figura 46.** Esquema de control a lazo cerrado

El PID cuenta con tres partes fundamentales que son la acción proporcional, la acción integral y la acción derivativa.

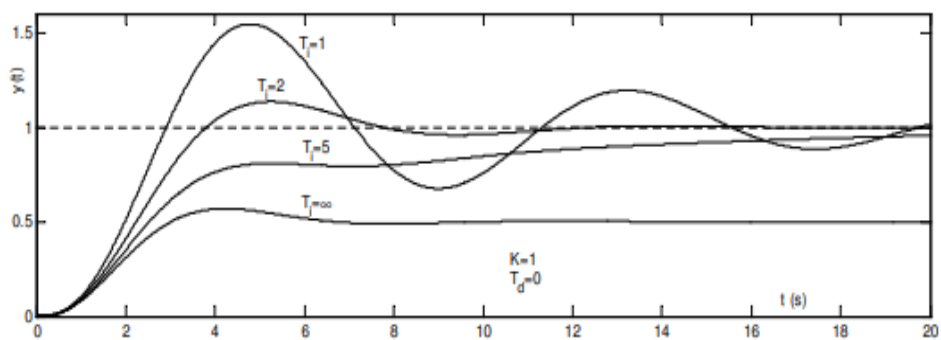
El efecto de la acción proporcional se observa en la **Figura 47** y la constante proporcional  $K$  cuando tiene un valor bajo, el error entre la referencia y la salida es alto, por el contrario, cuando el valor de  $K$  es alto, el error disminuye, pero el sistema se vuelve más oscilatorio. (Cova, 2005)



**Figura 47.** Efecto de la acción proporcional

Fuente: Cova (2005)

El efecto de la acción integradora se observa en la **Figura 48** y este aumenta a medida que la constante  $T_i$  disminuye. Se observa que en comparación con el caso anterior el error en el estado estacionario desaparece, además la tendencia a oscilar aumenta cuanto el  $T_i$  disminuye y aumenta el tiempo de establecimiento. (Cova, 2005)

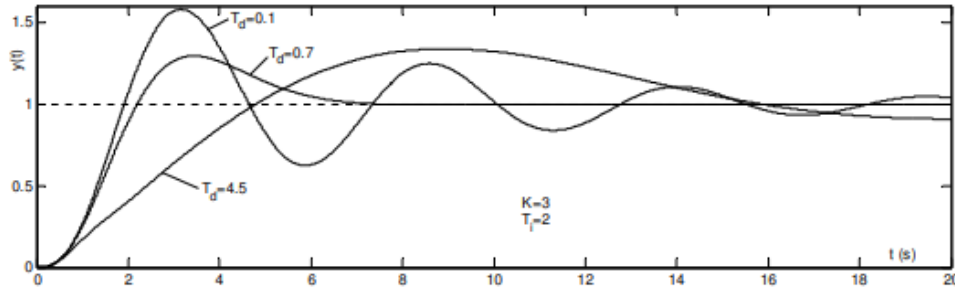


**Figura 48.** Efecto de la acción integral

Fuente: Cova (2005)

El efecto de la acción derivativa es de carácter anticipativo, ya que es capaz de medir la velocidad de cambio en la señal de error y es capaz de mejorar la estabilidad del sistema. En la **Figura 49** se observa su efecto frente a un sistema oscilatorio y como es que ayuda a mejorar la estabilidad. (Ipanaqué, 2012)





**Figura 49.** Efecto de la acción derivativa

Fuente: Cova (2005)

### 3.3.2 Sintonización del PID

Para realizar la sintonización del controlador, se hace uso del método experimental, el cual consiste en evaluar el sistema a lazo abierto y encontrar los valores de las variables para las ecuaciones 22 y 23.

$$K = \frac{\Delta Y}{\Delta u} \quad (22)$$

Donde:

- K: ganancia estática del sistema
- Y: salida del sistema
- u: entrada al sistema

$$\tau = t_f - t_o \quad (23)$$

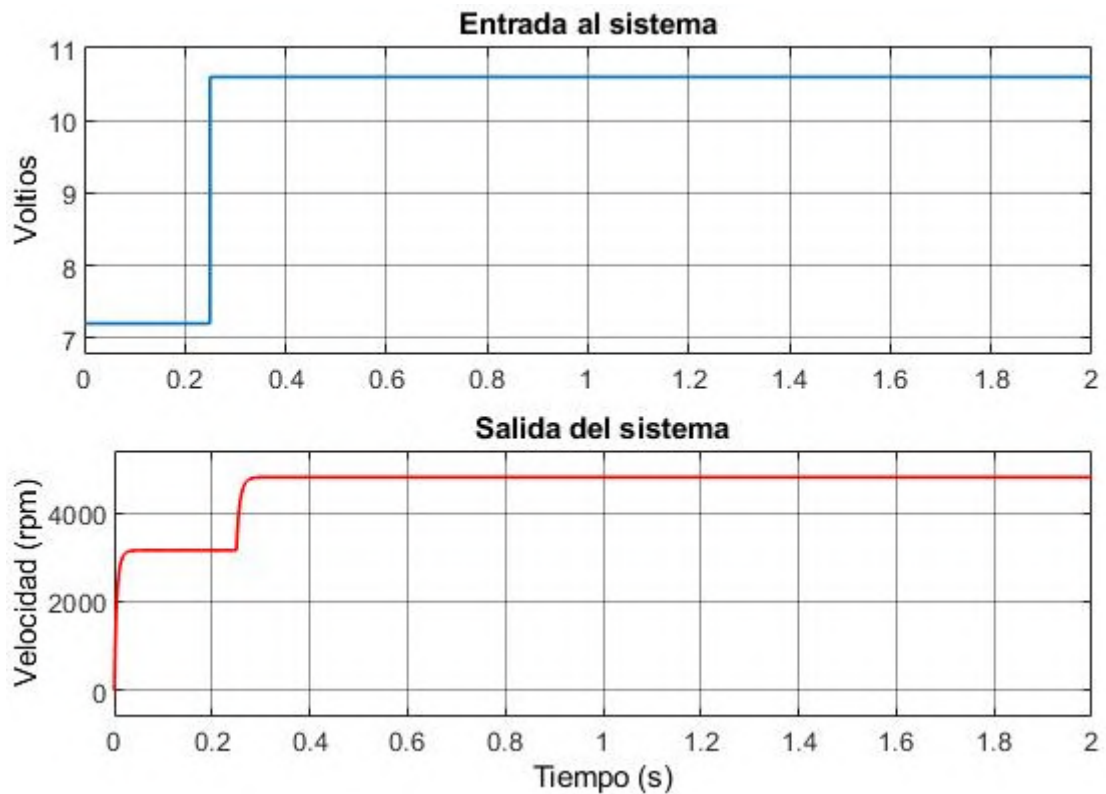
Donde:

- $\tau$ : constante de tiempo
- $t_f$ : tiempo en el que alcanza el 63.2 % del valor estacionario
- $t_o$ : tiempo en el que se hace la entrada escalón

Se supone que el sistema es primer orden, por lo tanto, conociendo las variables K y  $\tau$ , se reemplaza en la fórmula general de una función de transferencia, la cual se muestra en la ecuación 24.

$$F(s) = \frac{K}{\tau s + 1} e^{-\tau s} \quad (24)$$

Para hallar el valor de K, se realiza el proceso a lazo abierto y se usa una entrada escalón para analizar la salida del sistema, para esto se ha decidido trabajar con un valor del 40% del torque nominal. En la **Figura 50** se observa el resultado de aplicar una entrada escalón al sistema.



**Figura 50.** Entrada escalón y salida del sistema

Los valores resultantes de la simulación se encuentran en la **Tabla 8**, y se procede a calcular la función de transferencia del proceso.

**Tabla 8.** Respuesta del sistema frente a entrada escalón

Entrada (u)	Salida (Y)
7.2 V	3161 rpm
10.8 V	4815 rpm

Reemplazando en la ecuación 22, se obtiene lo siguiente:

$$K = \frac{\Delta Y}{\Delta u} = \frac{4815 - 3161}{10.8 - 7.2} = 459.44$$

Para calcular  $\tau$  primero se debe calcular el 63.2% del incremento ocasionado por la entrada escalón.

$$\Delta Y = (4815 - 3161) = 1654 \text{ rpm}$$

$$63.2 \% \Delta Y = 1045.328 \text{ rpm}$$

El valor al que se le debe tomar el tiempo es el 63.2%  $\Delta Y$  sumado con el valor de salida inicial de la variable.

$$63.2 \% \Delta Y + 3161 = 4206.328 \text{ rpm}$$

El cual sucede en el instante  $t_f = 0.25694 \text{ s}$  y ya que el escalón sucede en el instante  $t_o = 0.25$ , el valor de la constante de tiempo es:

$$\tau = 0.25694 - 0.25 = 0.00694$$

Además, observando la gráfica de salida se concluye que no hay retraso por tal razón la función de transferencia es la siguiente:

$$F(s) = \frac{459.44}{0.00694s + 1}$$

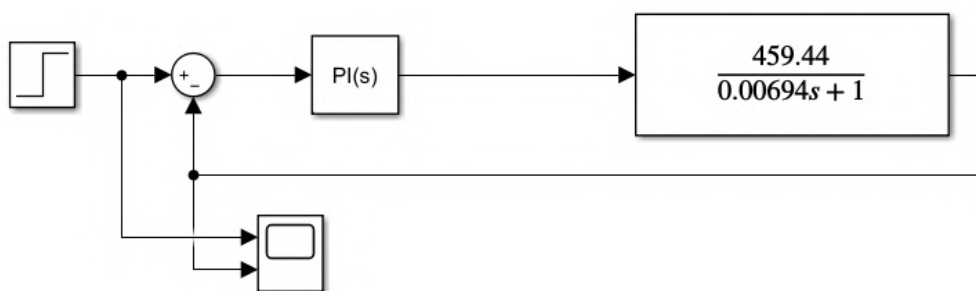
Conociendo la función de transferencia del proceso, es posible sintonizar el PID, para esto existen diferentes métodos y en este caso se ha decidido usar una herramienta propia de Simulink para calcular las variables del controlador. Además, para evitar las complicaciones de sintonizar la acción derivativa del controlador, se ha optado por usar únicamente un controlador PI.

Los valores obtenidos para el controlador se muestran en la **Tabla 9**.

**Tabla 9.** Valores sintonizados para el controlador PI

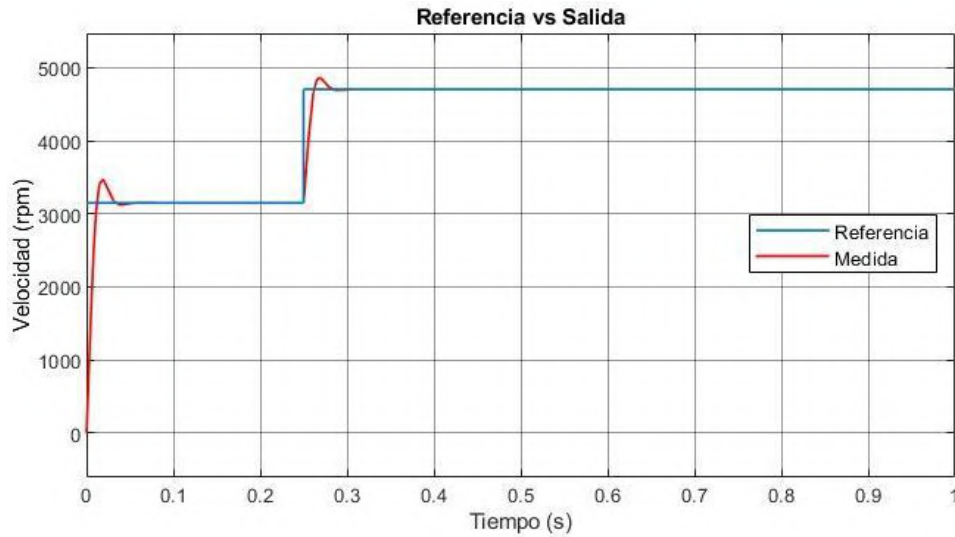
Proporcional (P)	Integral (I)
0.0012449	0.52935

Antes de probar los valores para el controlador en el sistema de bloques con el motor, se evalúa su comportamiento con la función de transferencia, usando el esquema de la **Figura 51**.



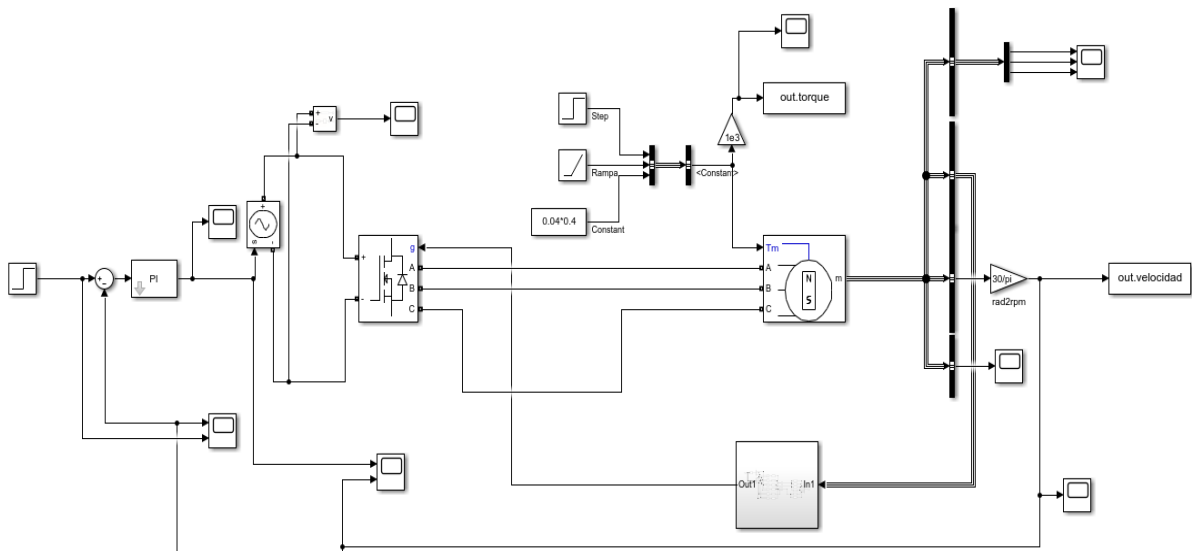
**Figura 51.** Esquema de control usando la función de transferencia

La salida del sistema en comparación con la referencia se muestra en la **Figura 52** y se observa que la salida se ajusta bien a la referencia, por lo que los parámetros del PID aseguran un correcto funcionamiento del controlador.



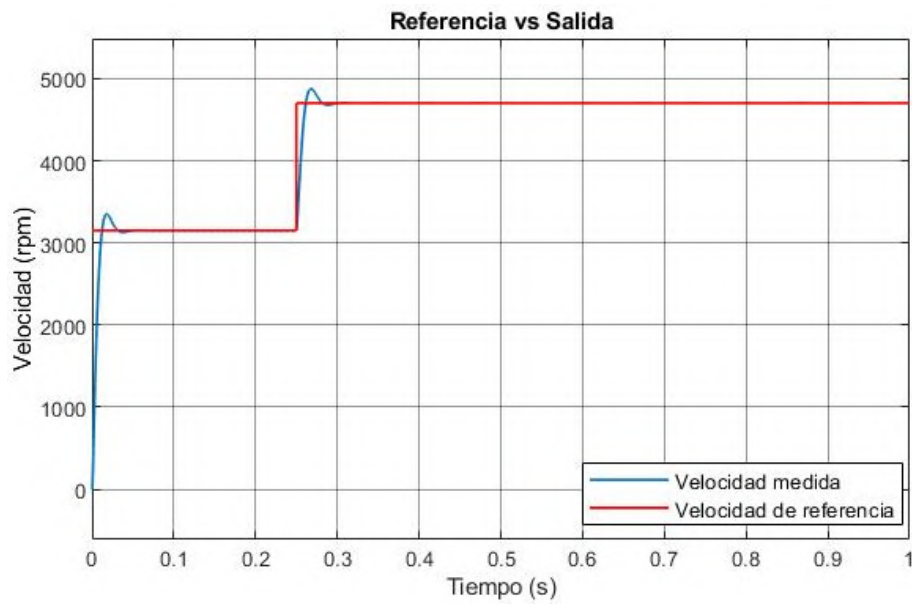
**Figura 52.** Referencia vs salida usando la función de transferencia

Ahora los mismos parámetros del controlador se ingresan al sistema construido, el cual se muestra en la **Figura 53**. Este circuito tiene incluido el bloque de fuente de voltaje regulable y el controlador PI del sistema a lazo cerrado.



**Figura 53.** Circuito elaborado en Simulink con fuente variable y controlador PID

El resultado se aplicará esos valores al controlador en el sistema construido, se muestra en la **Figura 54**.

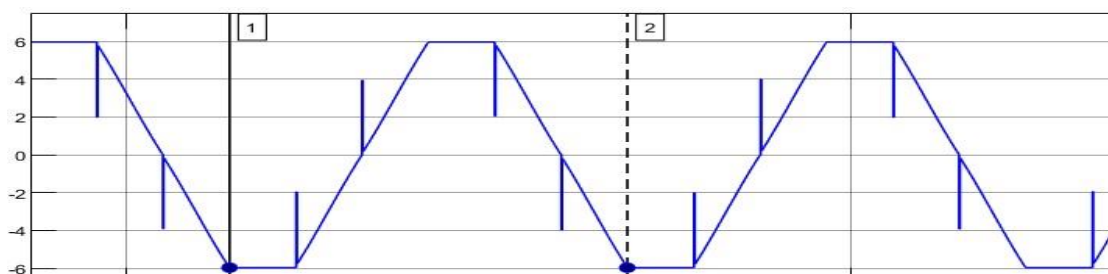


**Figura 54.** Referencia vs salida en sistema construido

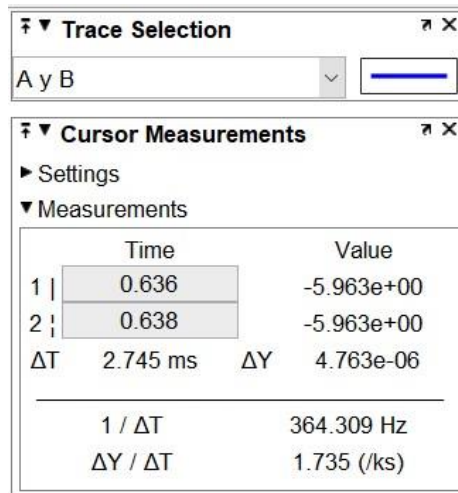
Se observa que el valor medido se ajusta bastante bien a la referencia, por tanto, los valores del controlador son los adecuados y, además, se puede observar la semejanza entre las gráficas de referencias vs salida usando la función de transferencia y el sistema de bloques, por lo que se puede concluir que la función de transferencia ha sido bien calculada.

Con esto se concluye que para realizar un control de velocidad en el motor *brushless* DC, es necesario poder regular la fuente de alimentación, sin embargo, en una implementación física hacer uso de una fuente de voltaje regulable aumenta el costo y peso del vehículo no tripulado, por lo que se debe buscar otra forma como regular el voltaje de alimentación.

Adicionalmente, se realiza la misma comprobación que en el caso del motor en vacío y fuente constante usando la Ecuación 1. Para el primer caso usa una referencia de velocidad de 3120 rpm y la señal del voltaje se observa en la **Figura 55** y los valores obtenidos en la **Figura 56**.



**Figura 55.** Medida de frecuencia en señal de voltaje con 3120 rpm



**Figura 56.** Frecuencia y periodo de señal con 3120 rpm

Usando la ecuación respectiva, se obtiene lo siguiente:

$$n = \frac{60 * 364.309}{7} = 3122.649 \text{ rpm}$$

El valor de velocidad medido en la simulación es de 3120 rpm en las mismas condiciones, ya que el controlador se ajusta exactamente a la referencia, comparando estos valores el error entre ambos resultados es el siguiente:

$$Error = \frac{3122.649 - 3120}{3120} * 100 = 0.085\%$$

Usando la misma ecuación, se puede calcular la frecuencia y comparar con la frecuencia medida en el programa.

$$f_{esperada} = \frac{3120 * 7}{60} = 364 \text{ Hz} \quad 364.309 \text{ Hz}$$

### 3.4 Controlador PWM de velocidad y sensores Hall

Como ya se ha mencionado, la mejor alternativa para regular el voltaje de alimentación es usar el PWM, para esto se usa el bloque "PWM generator" cuya entrada es el porcentaje de *duty cycle* y su salida será la señal PWM, la cual multiplica la señal de control que va a los transistores del puente H.

Para aplicar este método de regulación es necesario hallar función de transferencia nuevamente, ya que ahora la entrada al sistema en lazo abierto no es directamente el voltaje, sino que es el % de ciclo de trabajo.

Evaluando el sistema a lazo abierto e introduciendo una señal escalón se obtiene como resultado los valores mostrados en la Tabla 10.

**Tabla 10.** Entrada PWM y salida del sistema

Entrada	Velocidad
60%	3150
90%	4703

Con los valores obtenidos, se encuentra la función de transferencia del proceso, según las ecuaciones 22, 23 y 24.

$$K = \frac{\Delta Y}{\Delta u} = \frac{4703 - 3150}{0.9 - 0.6} = 5176.67$$

$$\Delta Y = (4703 - 3150) = 1553 \text{ rpm}$$

Para hallar el valor de  $\tau$ , se debe calcular el 63.2% del aumento en la salida en consecuencia de la entrada escalón.

$$63.2 \% \Delta Y = 981.486 \text{ rpm}$$

$$63.2 \% \Delta Y + 3150 = 4131.496 \text{ rpm}$$

El valor del 63.2 %  $\Delta Y$  sucede en el instante  $t_f = 0.257965 \text{ s}$  y ya que el escalón sucede en el instante  $t_o = 0.25$ , el valor de la constante de tiempo es:

$$\tau = 0.257965 - 0.25 = 0.007965$$

Además, observando la gráfica de salida se concluye que no hay retraso por tal razón la función de transferencia es la siguiente:

$$F(s) = \frac{5176.67}{0.007965s + 1}$$

Usando las herramientas de Simulink para la sintonización del controlador, se obtienen los valores mostrados en la **Tabla 11**.

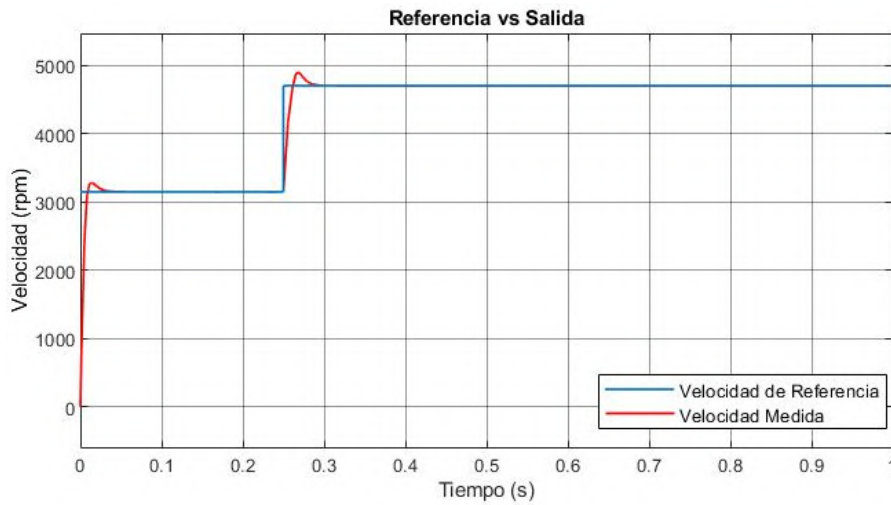
**Tabla 11.** Valores sintonizados para el controlador PI

Proporcional (P)	Integral (I)
0.000484	0.0724

Usando el esquema de Simulink mostrado en la **Figura 51**, y reemplazando la función de transferencia con los parámetros del controlador PI, se evalúa el comportamiento del sistema antes de usar el controlador en el sistema de bloques construido. El resultado de usar estos parámetros en la función de transferencia se observa en la **Figura 57**.

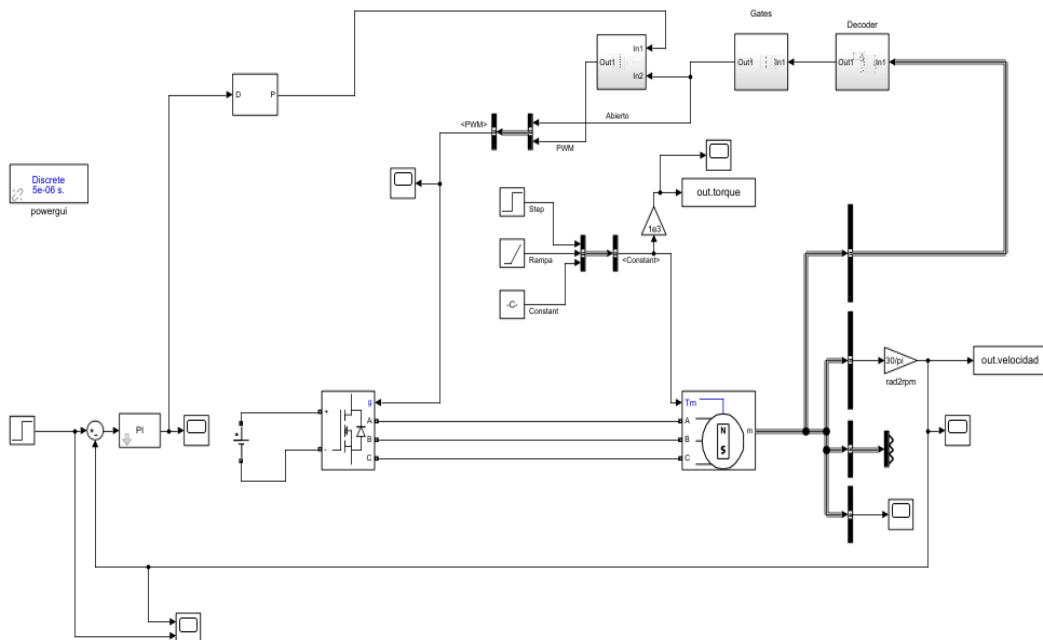
En este caso, se debe configurar que la salida del controlador debe variar únicamente entre los valores de 0 y 1, ya que esos son el valor mínimo y máximo del % *duty cycle* que se

le puede pedir al generador de PWM. La frecuencia de la señal PWM puede oscilar entre 5KHz y 50KHz, para este proyecto la frecuencia seleccionada es de 49KHz.



**Figura 57.** Referencia vs salida usando la función de transferencia con PWM

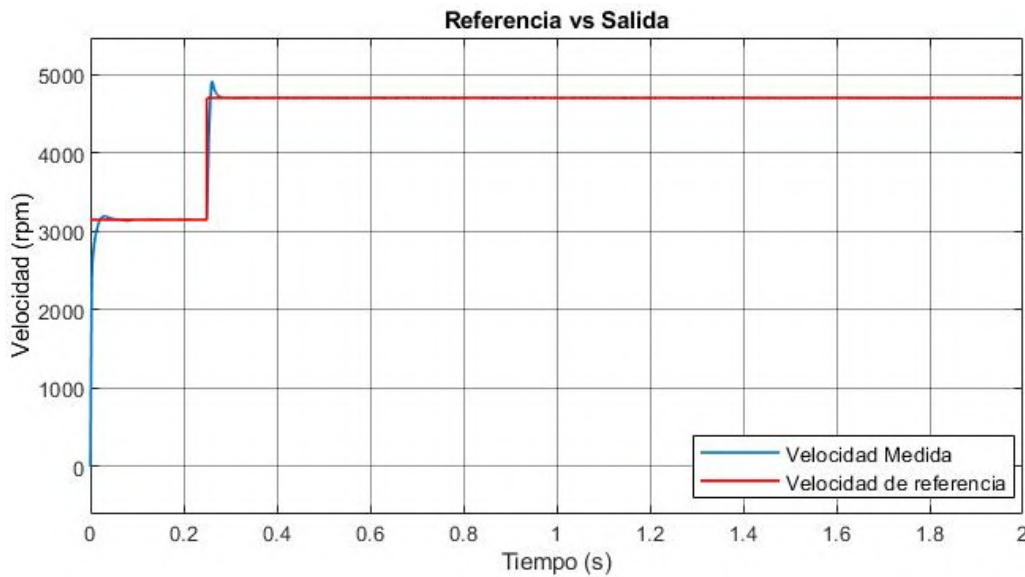
El sistema construido para usar la regulación PWM en el Simulink es la mostrada en la **Figura 58**. En este sistema se observa que la fuente es constante de 12 V, y que la salida del controlador está conectada al bloque generador de PWM. La variable controlada en este caso es el *duty cycle* y la señal PWM se multiplica con la señal de control de los transistores, de esta manera, se logra regular el voltaje de alimentación.



**Figura 58.** Circuito elaborado en Simulink usando generador PWM

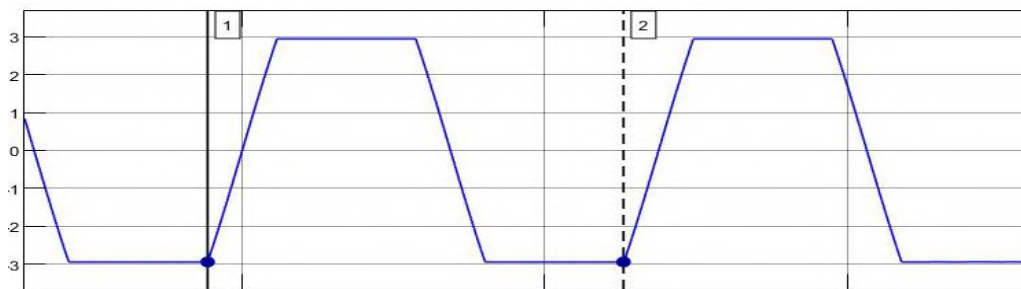


En la **Figura 59** se observa el comportamiento del sistema de bloques usando los parámetros del controlador hallados y el sistema de regulación con PWM, se concluye que la salida del sistema se ajusta muy bien a la referencia.



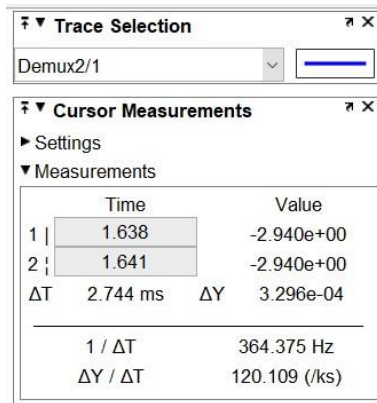
**Figura 59.** Referencia vs salida en sistema construido con PWM

Como en los casos anteriores se usa la Ecuación 1 para comprobar que la simulación del motor BLDC sea la correcta. Cabe resalta que, para este caso, la señal PWM añade altas frecuencias a la señal de voltaje medida, por esta razón se usa una señal dada automáticamente por el programa la cual es la mostrada en la **Figura 60**.



**Figura 60.** Medida de frecuencia en señal de voltaje con regulación PWM en 3120 rpm

Los valores obtenidos de frecuencia y periodo en el programa se muestran en la Figura 61. Esta gráfica se obtiene del conjunto de señales de salida del bloque de motor BLDC y entrega una señal ya filtrada, sin embargo, más adelante se implementa un filtro el cual realiza el trabajo de eliminar las altas frecuencias.



**Figura 61.** Frecuencia y periodo de señal con 3120 rpm y PWM

Usando la ecuación respectiva, se obtiene lo siguiente:

$$n = \frac{60 * 364.375}{7} = 3123.2143 \text{ rpm}$$

El valor de velocidad medido en la simulación es de 3120 rpm en las mismas condiciones, ya que el controlador se ajusta exactamente a la referencia, comparando estos valores el error entre ambos resultados es el siguiente:

$$Error = \frac{3123.2143 - 3120}{3120} * 100 = 0.103\%$$

Usando la misma ecuación, se puede calcular la frecuencia y comparar con la frecuencia medida en el programa.

$$f_{esperada} = \frac{3120 * 7}{60} = 364 \text{ Hz} \approx 364.375 \text{ Hz}$$

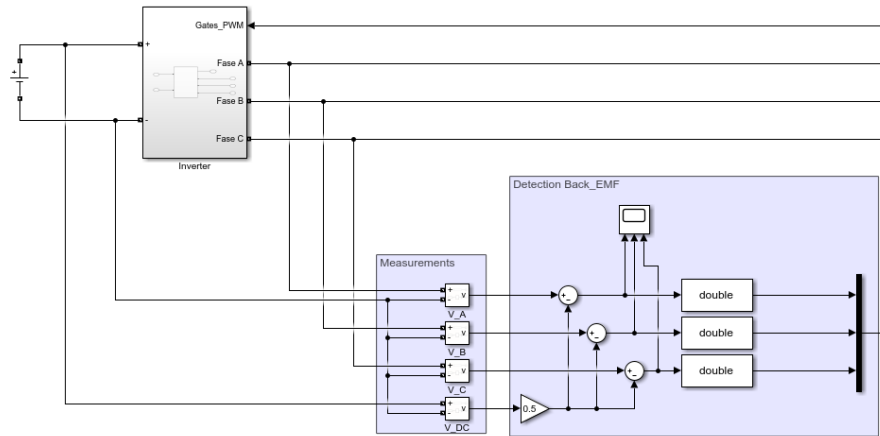
### 3.5 Implementación de método ZCD

#### 3.5.1 Medición de la fuerza contraelectromotriz

El primer paso para la aplicación del método ZCD es detectar la fuerza contraelectromotriz, usando la ecuación 20 mostrada anteriormente, la cual consiste en comparar el voltaje medido por fase con la mitad del voltaje de alimentación.

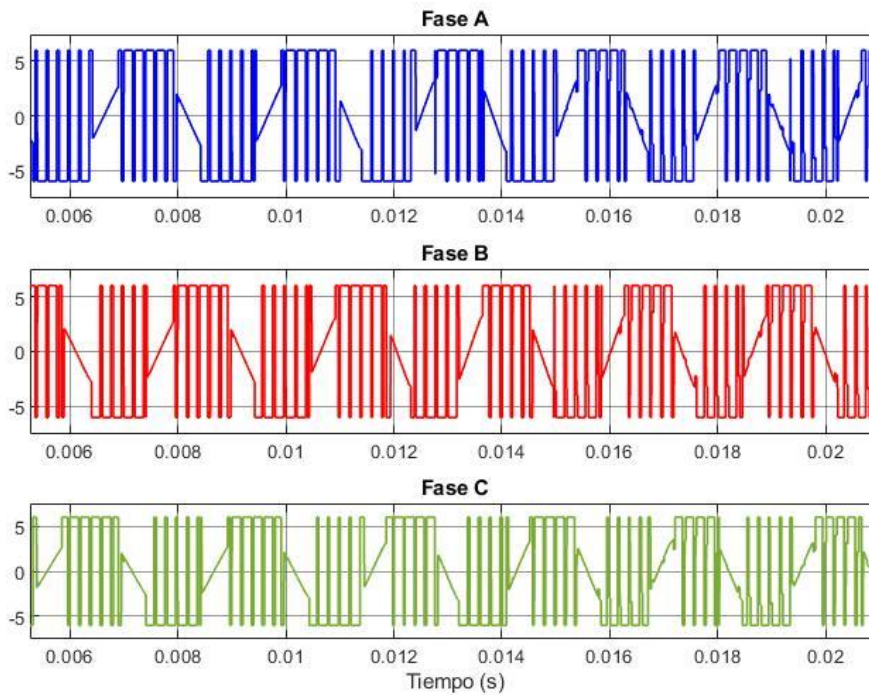
Para la implementación de este método se parte del esquema mostrado en la **Figura 58**, se realizan las mediciones de voltaje y se comparan según lo explicado en el capítulo 2, como se muestra en la **Figura 62**.

Además, dentro del programa se ha sectorizado en subsistemas las partes más importantes de la simulación para poder mantener el orden y poder explicar a detalle cada parte de esta.



**Figura 62.** Medición de voltaje en las tres fases

El resultado de realizar esta comparación entre las mediciones de voltaje es obtener la fuerza contraelectromotriz, la cual se muestra en la **Figura 63**.

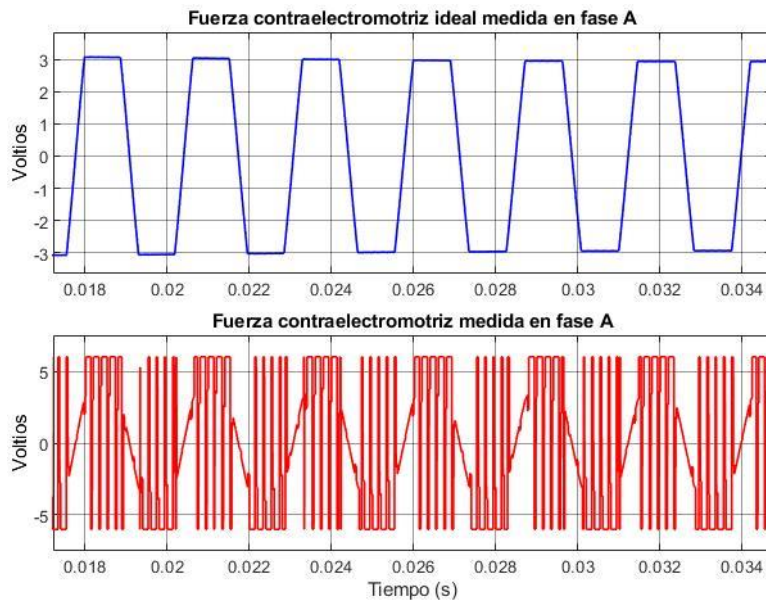


**Figura 63.** Fuerza contraelectromotriz en las tres fases del motor

Se observa que las altas frecuencias ocasionadas por la regulación PWM afectan directamente a la medición de la fuerza contraelectromotriz. Además, se observa la característica fundamental del método ZCD que son los cruces por cero que realizan las señales cuando no están afectadas por la regulación PWM, es decir cuando esa bobina no está siendo alimentada y se encuentra en estado flotante.

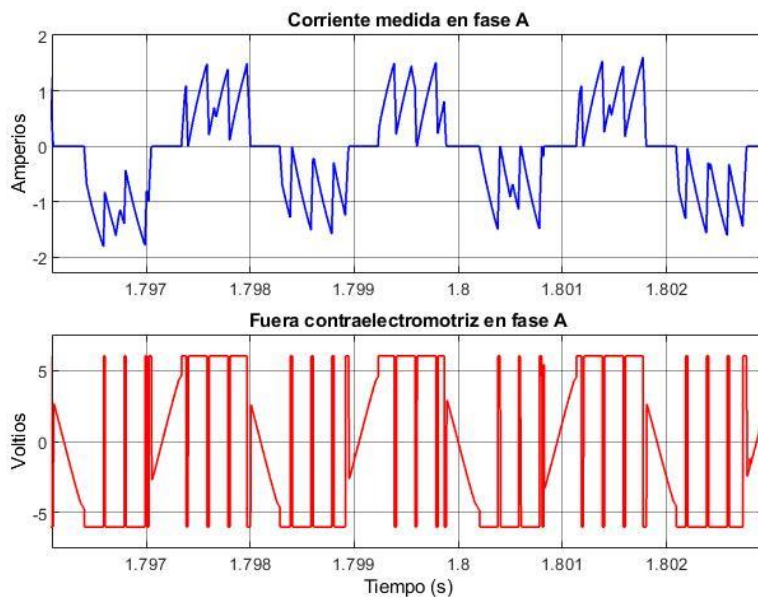
Adicionalmente, se observa que los cruces por cero pueden ser de dos maneras, la primera es cuando la señal está creciendo, es decir pasa de un valor negativo a un valor positivo y cuando la señal está decreciendo, que es la situación contraria.

El bloque del motor permite tener como variable de salida la fuerza contraelectromotriz de forma ideal, es decir, sin estar afectada por las altas frecuencias de la regulación de voltaje. Esta salida brindada por el motor mostrada en la **Figura 64** sirve para validar los cruces por ceros detectados y demostrar la forma trapezoidal de la fuerza contraelectromotriz en un motor *brushless* DC.



**Figura 64.** Fuerza contraelectromotriz ideal y medida

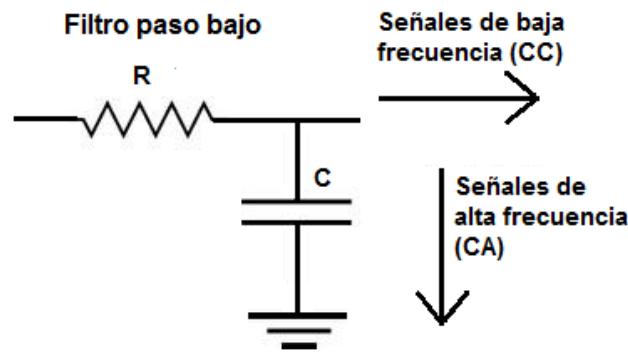
Otra validación para asegurar la correcta medición de la fuerza contraelectromotriz es que los cruces por cero suceden en la fase en estado flotante, por tal razón en ese instante, la corriente debe ser igual a cero, esto se comprueba en la **Figura 65**.



**Figura 65.** Corriente y fuerza contraelectromotriz en fase A

### 3.5.2 Diseño de filtro pasa-bajo

Este tipo de filtro tiene la función de eliminar las señales de alta frecuencia y dejar pasar únicamente las señales de baja frecuencia. Está compuesta por un componente resistivo y un componente capacitivo como se muestra en la **Figura 66**.



**Figura 66.** Esquema de filtro pasa-bajo

La expresión característica del filtro pasa-bajo se muestra en la ecuación 25.

$$F_c = \frac{1}{2\pi RC} \quad (25)$$

Donde:

- $F_c$ : Frecuencia de corte [Hz]
- $R$ : Componente resistivo [ $\Omega$ ]
- $C$ : Componente capacitivo [F]

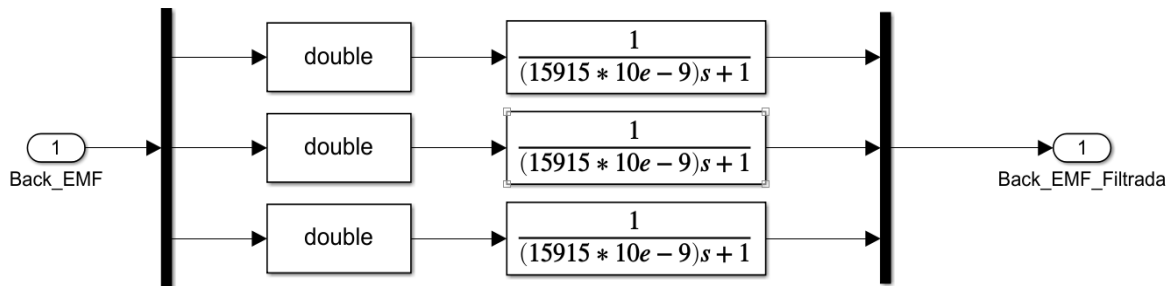
La frecuencia de corte es de 1000 Hz, y todas las frecuencias mayores deben ser filtradas. Para hacer el cálculo de los valores de la componente resistiva y capacitiva, se supone el valor de uno, en este caso el valor supuesto es el de la capacitancia, el cual es 10nF, con esto el valor de la resistencia es:

$$R = \frac{1}{2\pi C F_c} = \frac{1}{2\pi(10 \times 10^{-9})(1000)} = 15915.4943 \Omega$$

Para aplicar el filtro pasa-bajo en Simulink, se hace uso de la función de transferencia del mismo, cuya expresión general está dada por la ecuación 26.

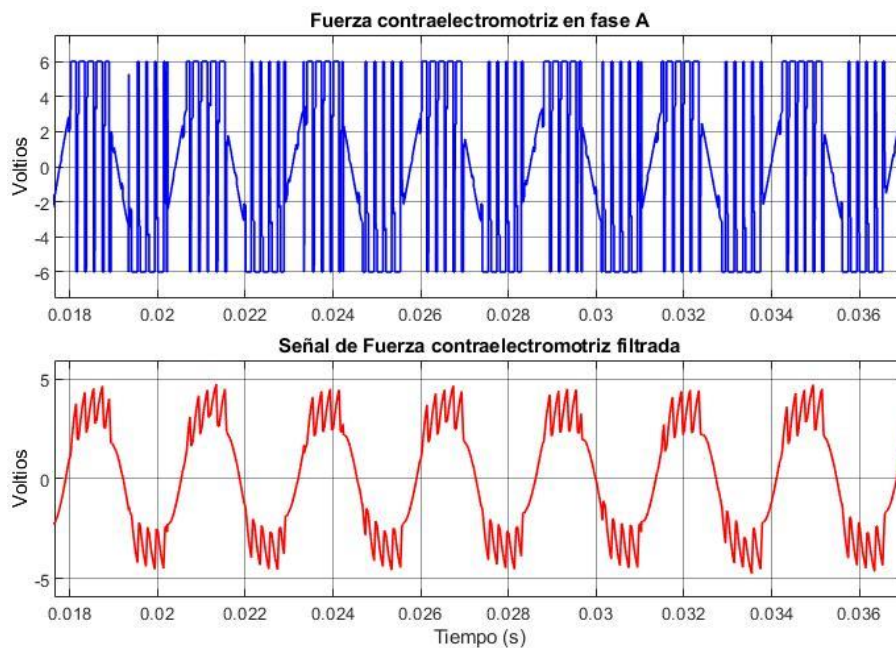
$$H(s) = \frac{1}{1 + (RC)s} \quad (26)$$

Para aplicar este filtro en la señal de la fuerza contraelectromotriz encontrada, se sigue con el esquema de la **Figura 67**.



**Figura 67.** Filtro pasa-bajo aplicado a la señal de la fuerza contraelectromotriz

La señal filtrada se muestra en la **Figura 68**, y como se observa desaparecen las altas frecuencias generadas por el PWM, pero al mismo tiempo, como se ha mencionado anteriormente, debido al componente capacitivo del filtro se genera un pequeño retraso en la señal, en este caso, como la velocidad de giro del motor es baja, no se genera ningún problema.



**Figura 68.** Señal filtrada y medida de fuerza contraelectromotriz

Para evitar que el retraso generado por el filtro a altas velocidades afecte el funcionamiento del lazo de control, hay dos posibilidades, la primera es establecer un rango de velocidad de operación del motor y la segunda es usando la medida de las corrientes en las fases del motor para dejar pasar únicamente la señal de la fuerza contraelectromotriz cuando la corriente sea igual a cero, es decir cuando la fase esté en estado flotante.

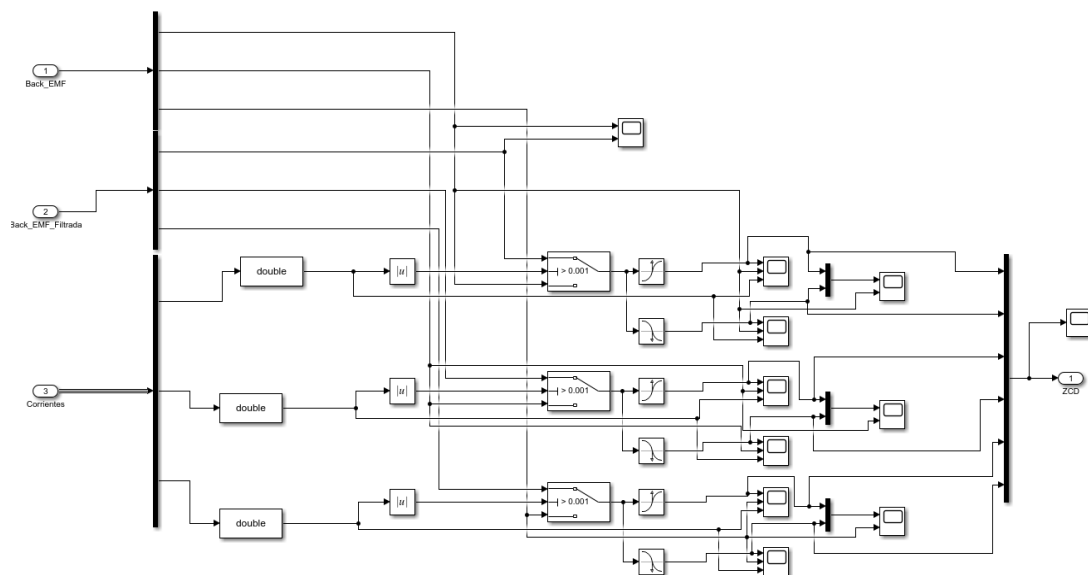
### 3.5.3 Detección de cruce por cero

Para realizar la detección del cruce por cero se hace uso del bloque “*hit crossing*” de Simulink, el cual produce una señal de impulso cada vez que la señal cruza el valor asignado, en la **Figura 69** se muestra el circuito de detección de cruce por cero construido.

Se han separado las señales de impulso dependiendo si la señal está creciendo o decreciendo, lo cual sirve posteriormente para la construcción de las señales hall virtuales.

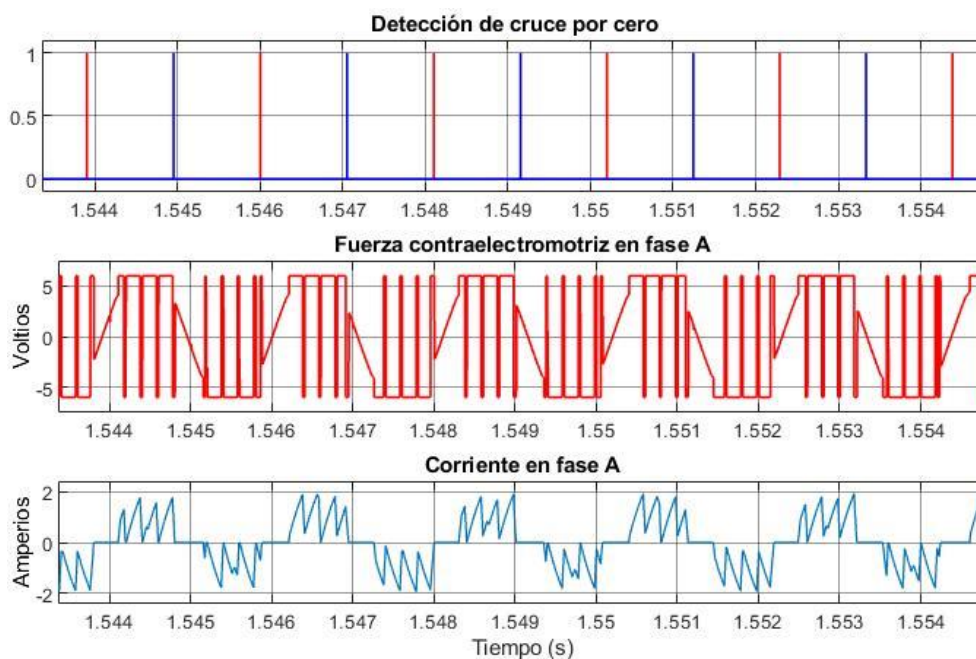
En la **Figura 70** se observa la comparación entre la fuerza contraelectromotriz medida, la corriente y el resultado de aplicar la detección de cruce por cero sobre la señal filtrada. De color azul son las señales de impulso que indican que la señal estaba decreciendo cuando se produjo el cruce por cero y de color rojo cuando estaba creciendo al momento del cruce.

Además, en la gráfica se comprueba de dos maneras que los cruces por cero han sido bien detectados, la primera es que la señal impulso sucede en el mismo instante en que la señal de la fuerza contraelectromotriz cruza el valor cero y la segunda es que la señal impulso sucede cuando no hay corriente, es decir sucede cuando esa fase no se encuentra alimentada por la fuente.



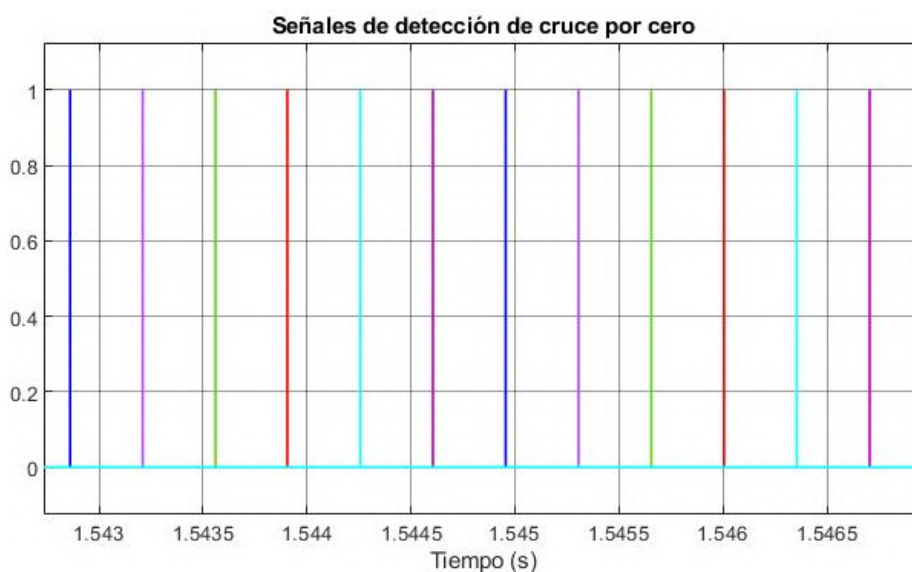
**Figura 69.** Detección de cruces por cero de la fuerza contraelectromotriz en Simulink

Es importante resaltar que en el arranque del motor cuando la velocidad es muy baja y por tanto no es posible medir correctamente la fuerza contraelectromotriz, existen lecturas falsas y se producen detecciones erróneas de ZCD, para evitar eso se eliminan las detecciones que suceden durante el arranque del motor, para así evitar problemas posteriores al momento de construir las señales hall virtuales.



**Figura 70.** Detecciones de cruce por cero y fuerza contraelectromotriz en fase A

Uniendo las detecciones de cruce por cero realizadas en las tres fases, se obtiene la gráfica mostrada en la **Figura 71**.



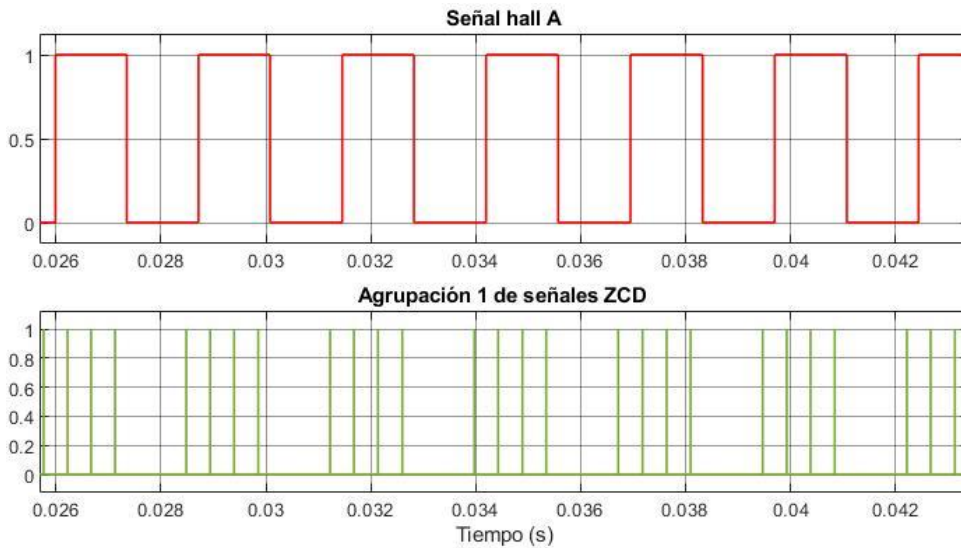
**Figura 71.** Señales ZCD en las tres fases

### 3.5.4 Construcción de señales hall virtuales

Con las señales de ZCD, el siguiente paso es construir las señales hall virtuales, para de esta manera reemplazar las señales brindadas por los sensores. Para realizar este procedimiento, se debe agrupar las señales en diferentes grupos, para una mejor

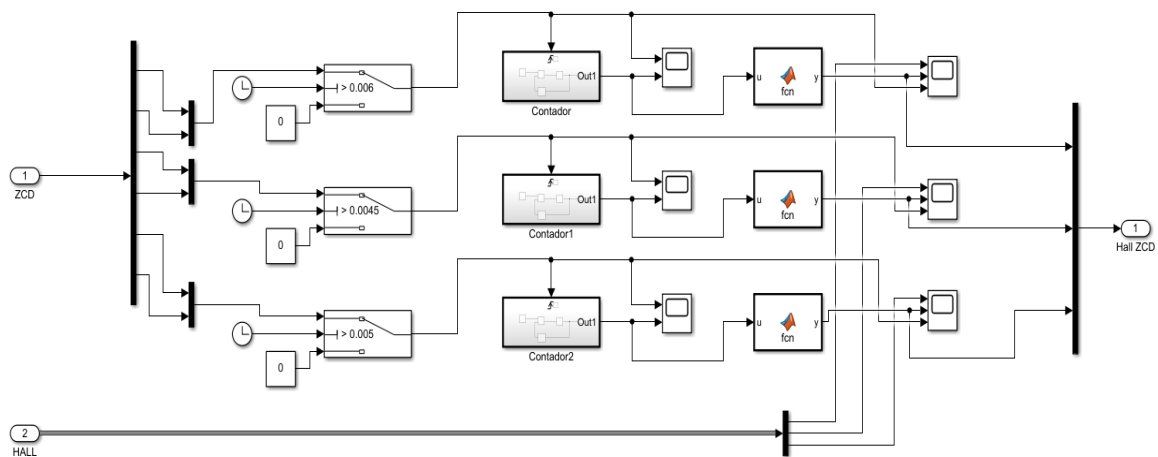


visualización, se ha hecho una comparación con las señales hall que brindan los sensores la cual se ve en la **Figura 72**.



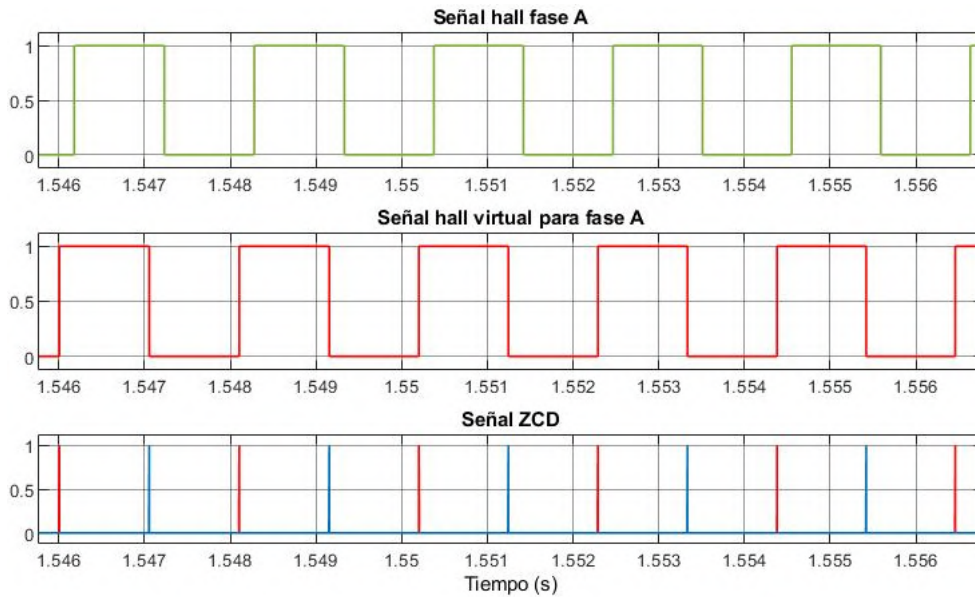
**Figura 72.** Señal hall y señales ZCD

Aquí se observa que, si las señales ZCD se agrupan adecuadamente, es posible tener la idea general de como son las señales hall. Para construir las señales hall virtuales, se ha hecho uso del circuito mostrado en la **Figura 73**.



**Figura 73.** Circuito de construcción de señales hall virtuales

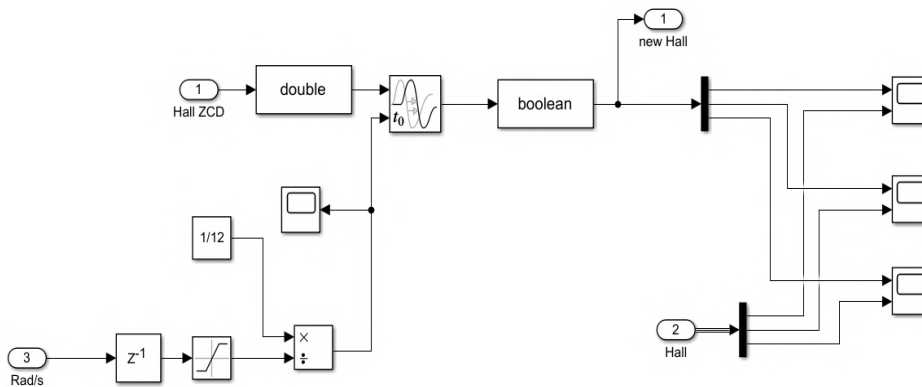
Para cada fase se ha detectado que cuando la señal de ZCD es creciente indica que en ese instante la señal hall debe pasar a estado “1” y cuando es decreciente la señal hall debe pasar a estado “0”, esto se observa claramente en la **Figura 74**.



**Figura 74.** Comparación de señal hall real con señal hall virtual y ZCD

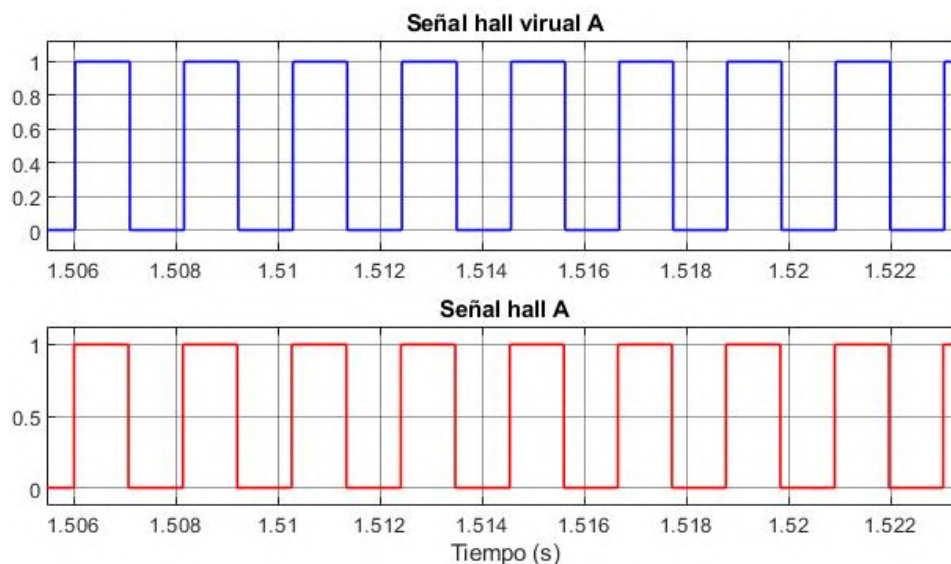
### 3.5.5 Retraso de 30 grados eléctricos

Ya se han construido las señales hall, sin embargo, existe un desfase entre la señal hall virtual y la señal hall dada por un sensor, de acuerdo con el estado del arte estudiado, este desfase es de 30° eléctricos, para poder usar las señales hall construidas es necesario retrasar las señales para de esta manera evitar errores de funcionamiento con el motor. Para realizar esta acción se hace uso del esquema mostrado en la **Figura 75**.



**Figura 75.** Circuito de retraso de señal hall virtual

El resultado de aplicar el retraso de 30° eléctricos a las señales hall virtuales, se muestra en la **Figura 76**, y la diferencia que existía entre ambas señales desaparece, hecho esto, ya es posible usar la señal hall construida para entrar a la fase de la decodificación y posteriormente ser la señal de control para el puente H.



**Figura 76.** Nueva señal hall virtual y señal hall A

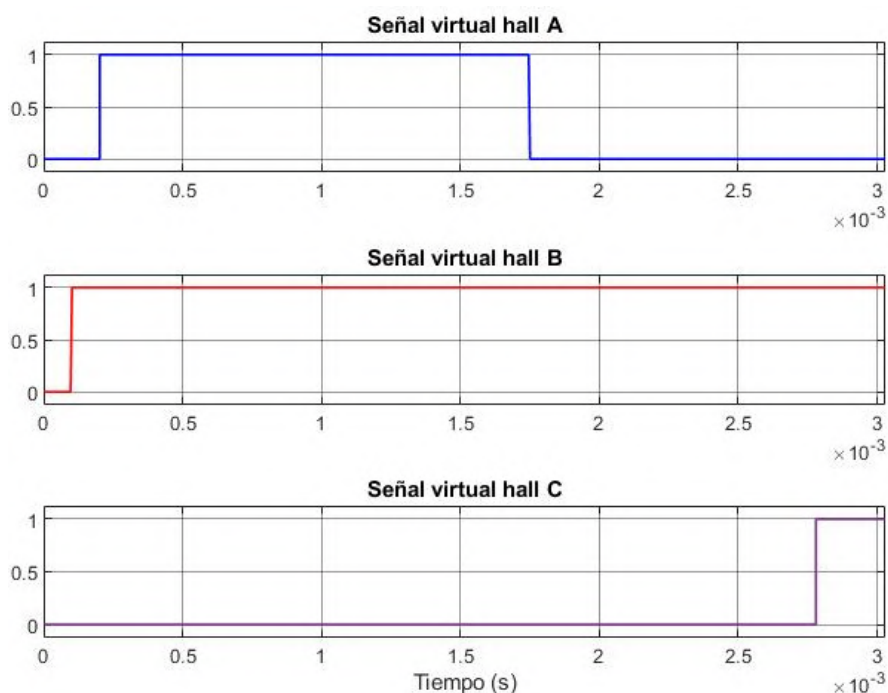
### 3.5.6 Arranque del motor

Una de las desventajas de la técnica ZCD, es el arranque del motor, ya que el motor parte del reposo y no hay fuerza contraelectromotriz que se pueda medir para permitir el desarrollo del método. Para solucionar el problema del arranque existen dos maneras a considerar en la industria.

Ambas soluciones consisten en iniciar el arranque del motor a lazo abierto, estableciendo de una manera predeterminada las señales hall virtuales, de esta manera el motor iniciará su funcionamiento sin tener en cuenta el controlador PID ni las señales hall virtuales construidas a partir de las señales de detección de cruce por cero. La diferencia entre ambas soluciones radica en cómo se hace el cambio de funcionamiento de lazo abierto a lazo cerrado.

El primer método de arranque consiste en iniciar el funcionamiento del motor a lazo abierto, y después de un tiempo ya asignado, realizar el cambio a lazo cerrado. Por otro lado, el segundo método consiste en realizar el cambio cuando la medida de la fuerza contraelectromotriz en la respectiva fase flotante del motor tenga un valor mayor a uno establecido, una vez que se detecta ese valor, se realiza el cambio a lazo cerrado.

Para realizar una comparación, se hace uso de ambos métodos en el entorno de simulación. Para la construcción de las señales hall virtuales, se usa el bloque "Signal Builder" el cual permite construir las señales que se necesiten. El resultado de la construcción de las señales hall predeterminadas se observa en la **Figura 77**.



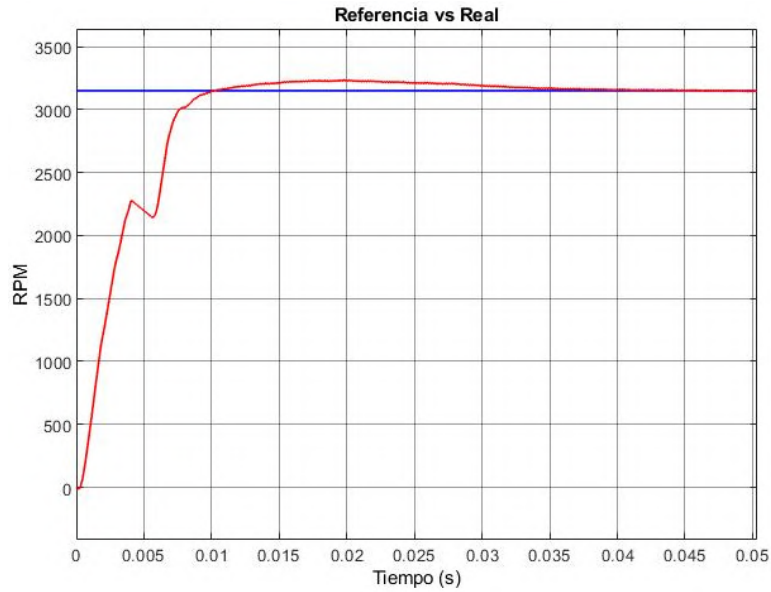
**Figura 77.** Señales hall virtuales predeterminadas

Estas señales se han construido de manera predeterminadas en base a las señales hall analizadas anteriormente, sin embargo, al funcionar a lazo abierto es de esperarse que, al comienzo, no se ajuste a la referencia de velocidad que se le da al sistema.

Adicionalmente para el funcionamiento a lazo abierto, el valor del *duty cycle* es constante durante ese tiempo, luego cambia al valor dado por el controlador PID. Este valor se ha fijado en 0.9 o 90%.

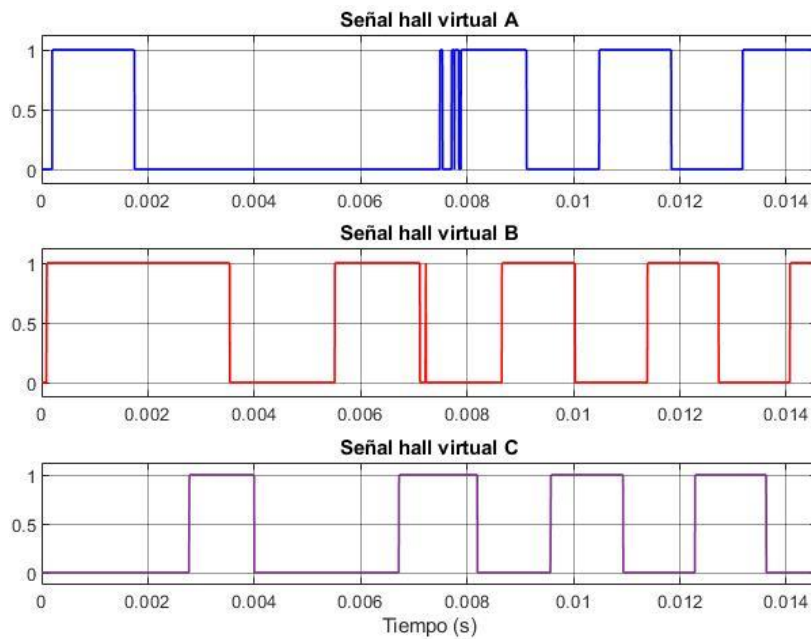
Para el primer caso se ha tomado un tiempo inicial de 4 milisegundos, una vez cumplido ese tiempo, el sistema pasa a trabajar a lazo cerrado.

El resultado de aplicar el primer método se observa en la **Figura 78**, donde el tiempo de establecimiento es de 0.03 segundos. Además, se aprecia que existe un tramo atípico que se aleja de la referencia, esto sucede cuando se hace el cambio de funcionamiento de lazo abierto a lazo cerrado.



**Figura 78.** Arranque del motor con el primer método

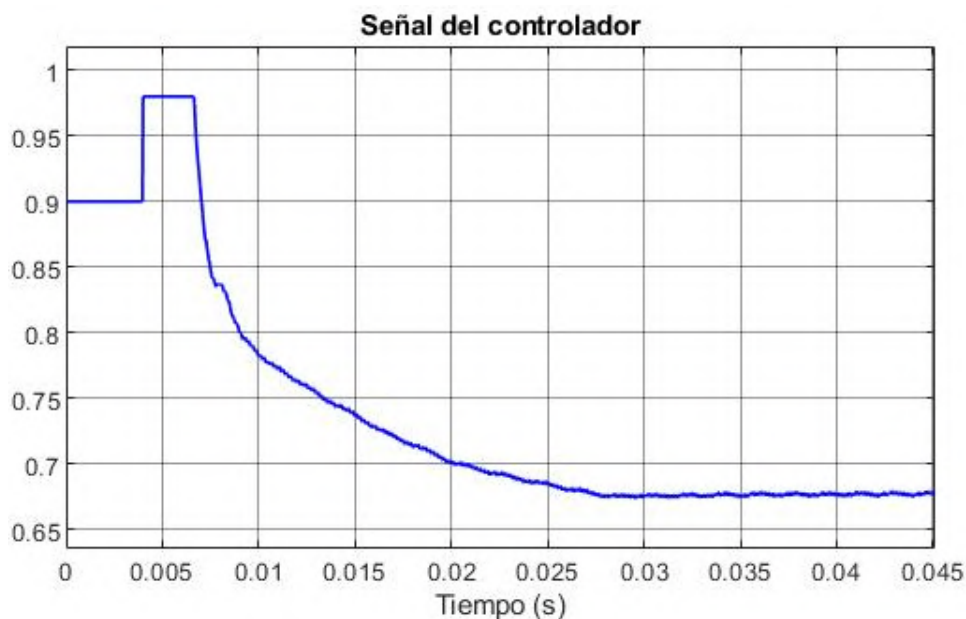
El motivo del tramo atípico se debe al cambio de las señales hall virtuales predeterminadas para el arranque, a las señales obtenidas con el método ZCD. Este cambio se observa en la **Figura 79**.



**Figura 79.** Señales hall virtuales con el primer método

Además, se observa que existen falsas detecciones del cruce por cero, por eso existen señales hall virtuales erróneas cuando se hace el cambio, sin embargo, posteriormente se estabiliza, y el método funciona correctamente.

La señal de salida del controlador PID junto con el valor constante inicial cuando se trabaja a lazo abierto, se muestra en la **Figura 80**.



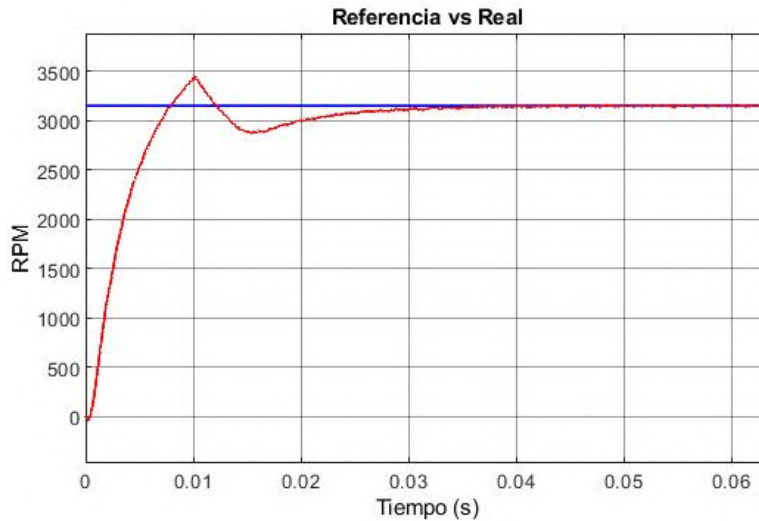
**Figura 80.** Señal de salida del controlador con el primer método

Para el segundo método, lo que se hace es medir la fuerza contraelectromotriz en la fase flotante del motor, en este caso, como las señales hall predeterminadas inician con las señales hall virtuales A y B, se deben evaluar las fases del motor según la tabla 3.

Usando el bloque de filtrado de la medida de fuerza contraelectromotriz construido anteriormente, se le agregan bloques condicionales, los cuales permiten asegurar que ya existe un voltaje back EMF medible y tiene la forma trapezoidal esperada.

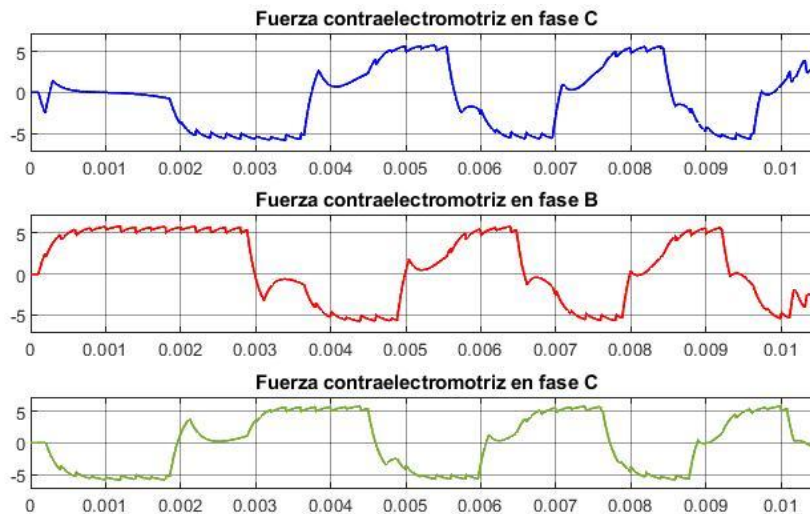
Cuando los bloques condicionales detecten que se cumplen las condiciones de la fuerza contraelectromotriz, se cambia el funcionamiento en lazo abierto a lazo cerrado, haciendo uso del controlador PID diseñado.

En la **Figura 81**, se observa el comportamiento del motor en el arranque haciendo uso del segundo método explicado. En este caso se ha detectado que se cumplen las condiciones necesarias aproximadamente a los 0.01 segundos. A partir de ahí el controlador se encarga de regular la alimentación del motor y en un tiempo aproximado de establecimiento de 0.02, logra que el error sea mínimo. Cabe recalcar que, para este método, las señales hall virtuales predeterminadas se ampliaron para poder abarcar más tiempo de funcionamiento a lazo abierto.



**Figura 81.** Arranque del motor con el segundo método

Analizando la **Figura 82** de la fuerza contraelectromotriz filtrada durante el arranque del motor, se observa que a partir de los 0.0095 segundos, el comportamiento de la señal ya es el esperado y por tal razón el bloque condicional indica el cambio a funcionamiento a lazo cerrado.



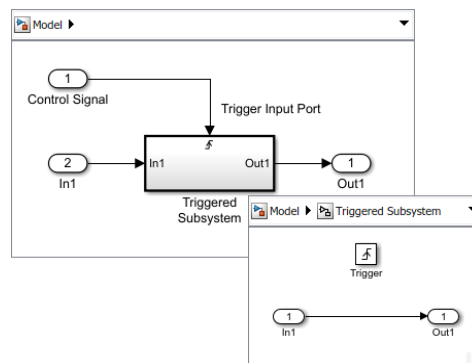
**Figura 82.** Fuerza contraelectromotriz en el arranque del motor

Entre los dos métodos se ha elegido el segundo método, debido a que el tiempo de establecimiento es menor y porque en la vida real, asegura un correcto funcionamiento del motor. Debido a que con el primer método se establece un tiempo predeterminado y si es que no se conoce el funcionamiento del motor, lo más probable es que el lazo a control cerrado falle.

### 3.5.7 Estimador de velocidad

Para poder completar el lazo de control, es necesario tener la medida de la velocidad de giro del motor, ya que el caso de aplicación es para drones y vehículos no tripulados, el uso de un sensor de velocidad incrementa el peso y aumenta la carga del motor, por tal razón se hace uso de un estimador de velocidad. Para la construcción de este estimador de velocidad y basado en que los motores *brushless* pertenecen a la familia de motores síncronos, se hace uso de la ecuación 1 mencionado en el primer capítulo, donde se halla la relación entre la velocidad del giro, la frecuencia y el número de polos del motor.

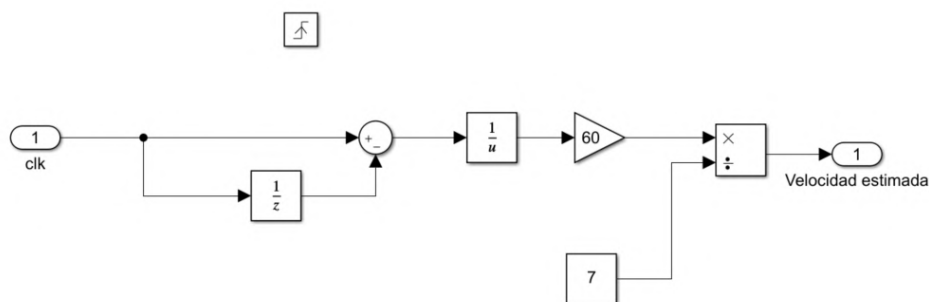
El valor de la frecuencia se obtiene usando una de las señales de detección de cruce por cero y el bloque de Simulink "*triggered subsystem*", el cual se muestra en la **Figura 83**. Este bloque es un subsistema condicionado por la señal de control, es decir, realiza lo que está dentro del bloque cada vez que la señal tenga un paso de cero a un valor positivo o negativo, ya se usa una señal ZCD, este bloque tiene un buen funcionamiento.



**Figura 83.** Bloque *triggered subsystem* en Simulink

Fuente: MathWorks (2021)

Dentro del bloque está el esquema mostrado en la **Figura 84**, el cual permite obtener la estimación de la velocidad de rotación del motor.



**Figura 84.** Esquema del estimador de velocidad en Simulink

El resultado de la aplicación del estimador en el sistema se observa en el siguiente capítulo cuando se realicen los diferentes requerimientos de velocidad y de torque.



## Capítulo 4

### Análisis de resultados

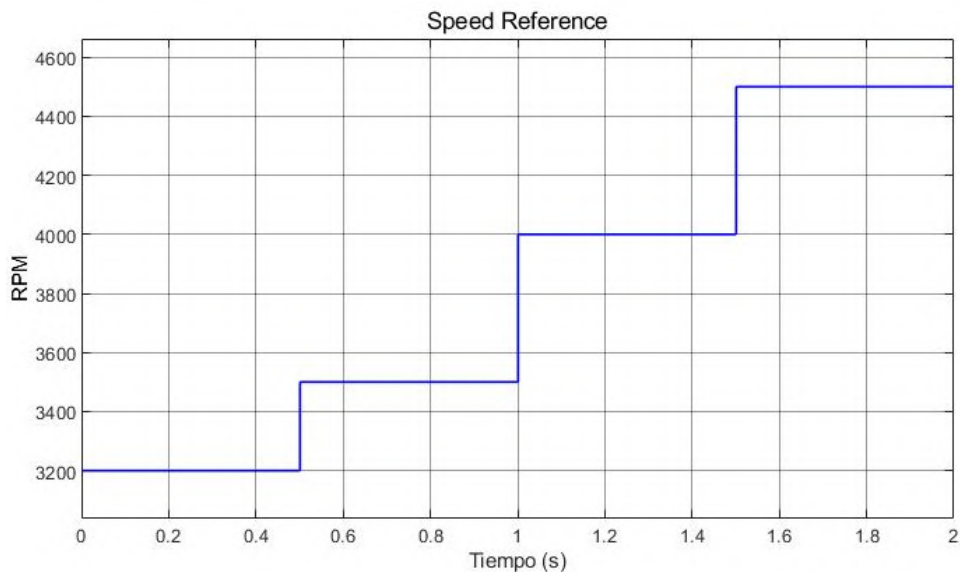
#### 4.1 Análisis de resultados para diferentes requerimientos de velocidad

Para analizar el comportamiento del sistema construido usando el método de control ZCD y el PWM, se plantean diferentes requerimientos de velocidad, es decir distintas velocidades de referencia para el controlador PI. Es importante recalcar que todas las simulaciones de este apartado se hacen con el valor del torque nominal del motor.

De acuerdo con lo mostrado en la **Figura 41**, cuando el motor trabaja a carga nominal, el máximo valor de velocidad de rotación es de 4530 rpm, por tal razón, no es posible exigirle un valor mayor al indicado.

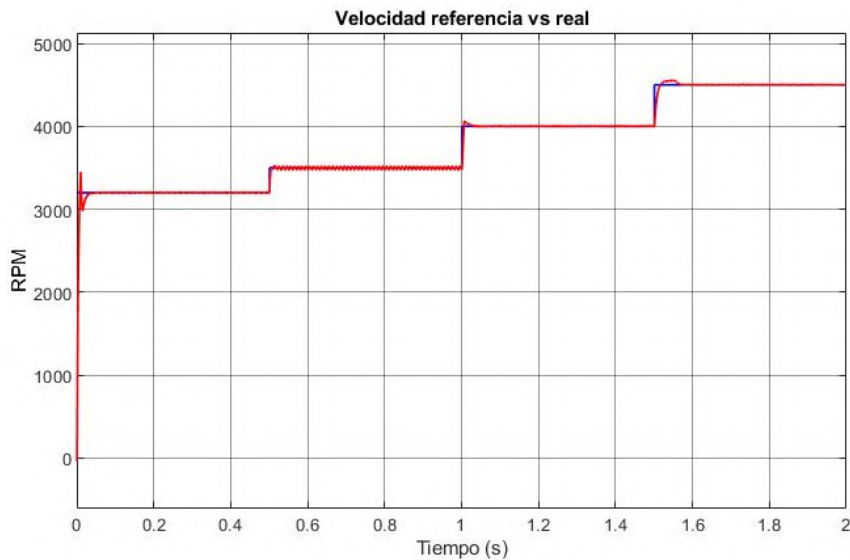
##### 4.1.1 Entrada escalón

El primer análisis se hace usando una señal de entrada escalón en diferentes instantes de tiempo, para evaluar el comportamiento del controlador frente a cambios rápidos en la señal de referencia. En la **Figura 85** se observa la señal de referencia.



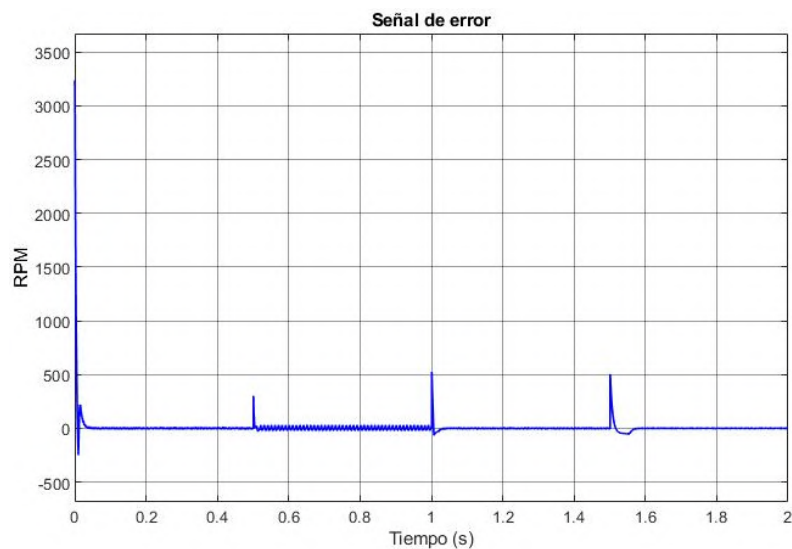
**Figura 85.** Entrada escalón al sistema

La velocidad real de rotación del motor es la que se muestra a continuación en la **Figura 86**. Como se observa el controlador funciona de la manera esperada ya que el error entre las curvas es mínimo. En el arranque se observa la desviación explicada anteriormente que sucede en el cambio de modo de funcionamiento de lazo abierto a lazo cerrado.



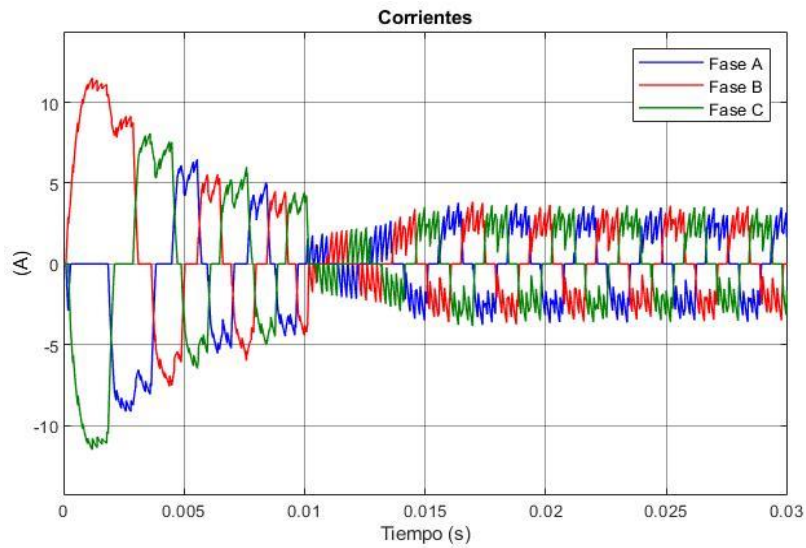
**Figura 86.** Velocidad de referencia vs real primer caso

La señal de error que indica la diferencia entre la señal de referencia y la señal real se muestra en la **Figura 87**. Como se observa existen diferentes picos en la señal de error, esto sucede en los instantes en los que se hace el cambio en la referencia y existe un ligero tiempo de establecimiento para que el controlador regule la señal.



**Figura 87.** Señal de error para entrada escalón

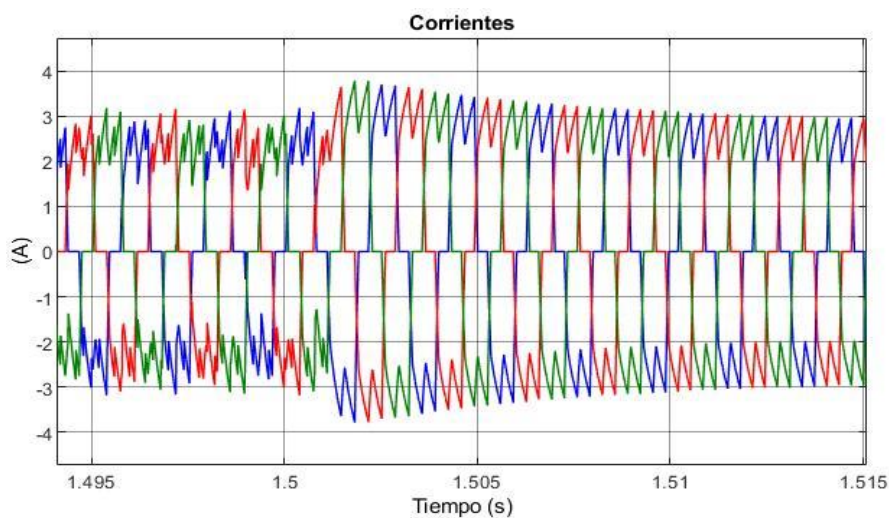
En la **Figura 88** se observa el comportamiento de las corrientes durante el arranque del motor.



**Figura 88.** Corrientes en las tres fases del motor durante el arranque

Se aprecia que las corrientes tienen un comportamiento irregular cuando el motor función en lazo abierto y que, durante la transición a lazo cerrado, el valor de las corrientes baja, esto sucede debido a que se debe disminuir la velocidad, y el *duty cycle* disminuye.

En la **Figura 89** se observa el comportamiento de las corrientes cuando se aplica una entrada en escalón, en este caso, el cambio fue aplicado al instante de 1.501 segundos, es a partir de ahí que la corriente en las tres fases aumenta y posteriormente se estabiliza cuando la señal del controlador también lo haga.

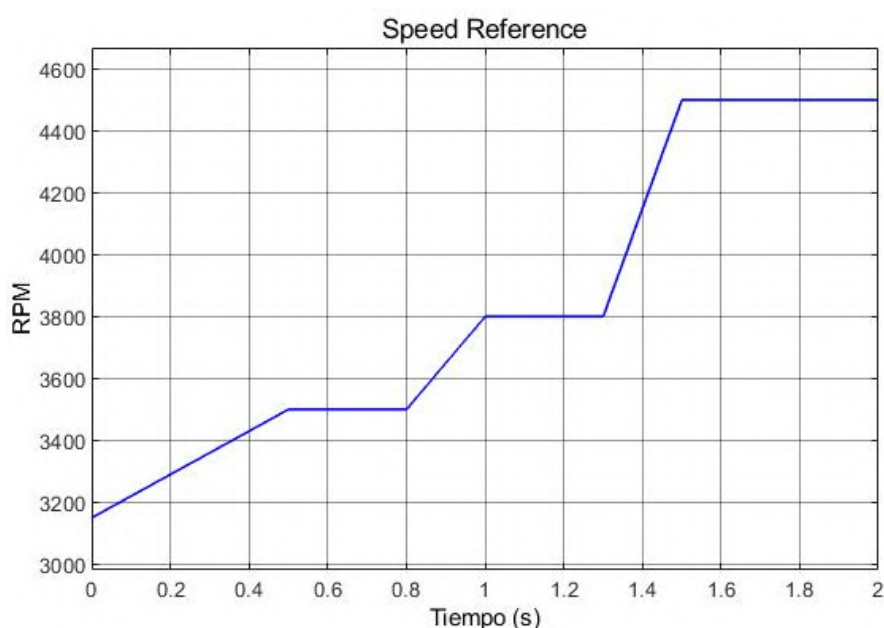


**Figura 89.** Corrientes de las tres fases durante el cambio de referencia

El uso del simulador de velocidad tiene un ligero percance cuando se usan variaciones bruscas en la referencia como en el caso de las entradas escalón. Esto sucede porque se usan las señales ZCD para estimar la velocidad, con estas variaciones en la referencia, la frecuencia de la detección de las señales de cruce por cero aumenta de manera irregular generando una mala estimación de la velocidad. Sin embargo, esta mala estimación sucede solo en ese instante y posteriormente se ajusta al valor real.

#### 4.1.2 Entrada rampa positiva

El segundo análisis se hace usando una entrada rampa en distintos instantes de tiempo con diferente valor de pendiente, como se observa en **Figura 90**. El incremento de la velocidad de referencia se ha realizado al comienzo de la simulación, a los 0.8 segundos y a los 1.3 segundos.



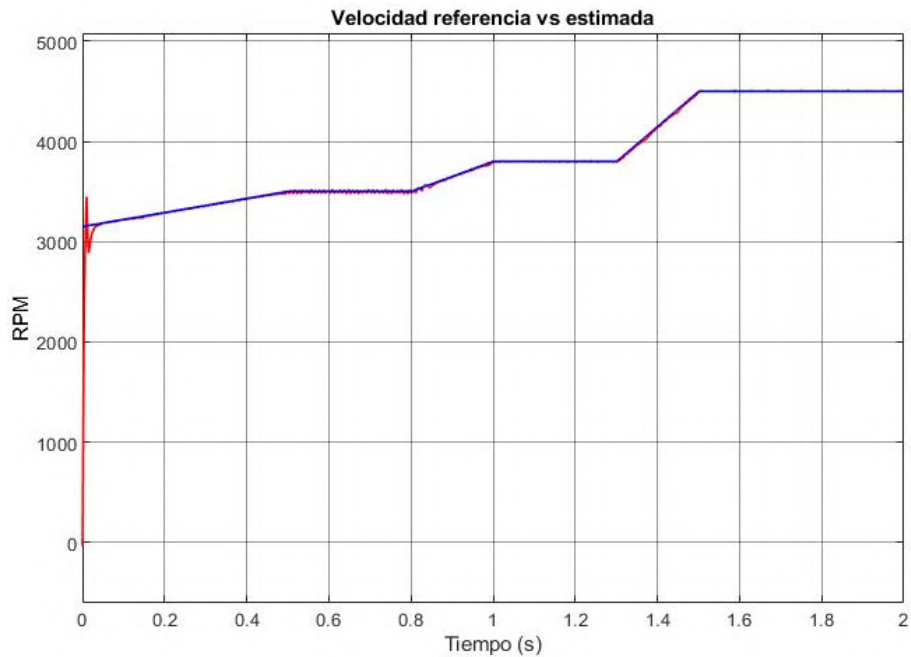
**Figura 90.** Entrada rampa al sistema

A diferencia del caso anterior, al usar una entrada rampa, los cambios en la referencia no son repentinos como en la entrada escalón, esto permite que el controlador sea más eficaz y tenga una menor señal de error.

Al suceder esto, ya es posible usar el estimador construido en lugar del valor medido dado por el bloque del motor. Es importante recalcar que, para el arranque del motor, en el estimador se supone un crecimiento de velocidad, para que posteriormente cuando ya se estabilice la frecuencia de la señal de detección de cruce por cero cambiar a la estimación realizada, este cambio se ha fijado para suceder a los 0.02 segundos.

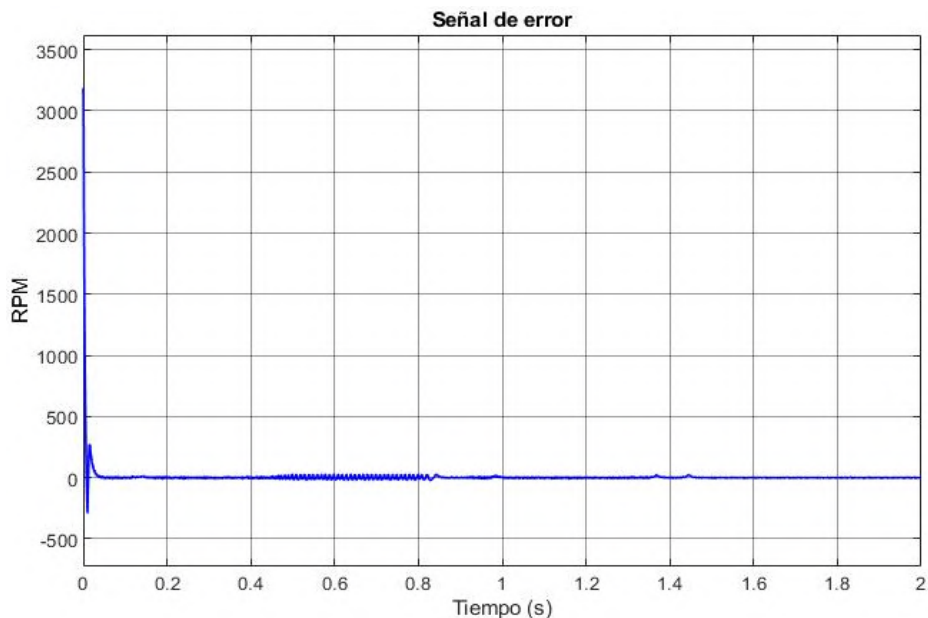
En la **Figura 91** se observa la velocidad estimada en comparación con la velocidad de referencia, aquí se aprecia que el estimador cumple adecuadamente su función y además el

controlador se ajusta perfectamente a los cambios de velocidad que suceden de manera progresiva como lo es la entrada rampa.



**Figura 91.** Velocidad de referencia vs estimada segundo caso

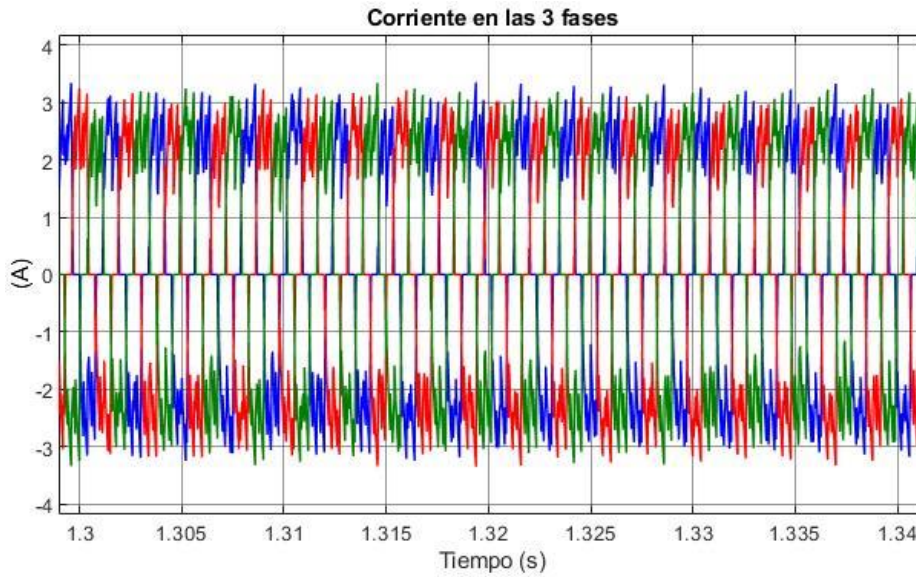
En la **Figura 92** se observa la señal de error en este caso y se aprecia que no existen picos de error cuando se hace el cambio de velocidad en la referencia, por el contrario, la señal de error en todo el tiempo tiene un valor muy cercano al cero.



**Figura 92.** Señal de error para entrada rampa

En la **Figura 93** se observa el comportamiento de las corrientes a partir de los 1.3 segundos. Según la referencia en ese instante inicia una señal rampa, debido a que el cambio

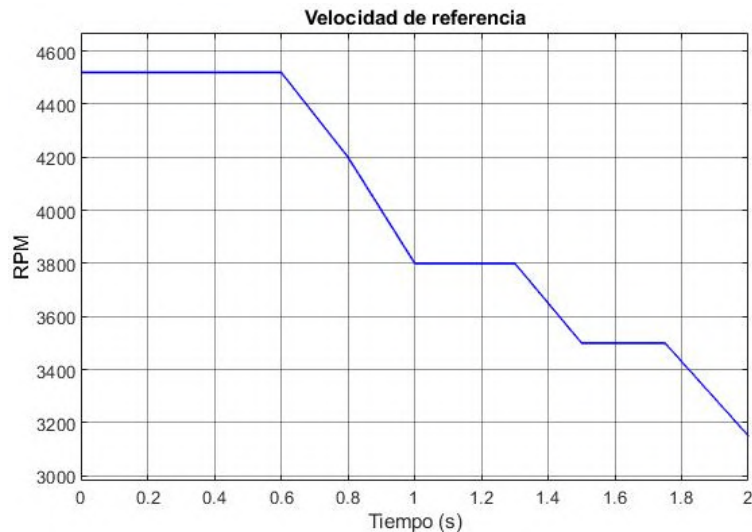
es progresivo, las corrientes aumentan de la misma manera. Aquí se comprueba una vez más la relación proporcional entre la velocidad de giro y las corrientes en las tres fases.



**Figura 93.** Corriente en las tres fases durante entrada rampa

#### 4.1.3 Entrada rampa negativa

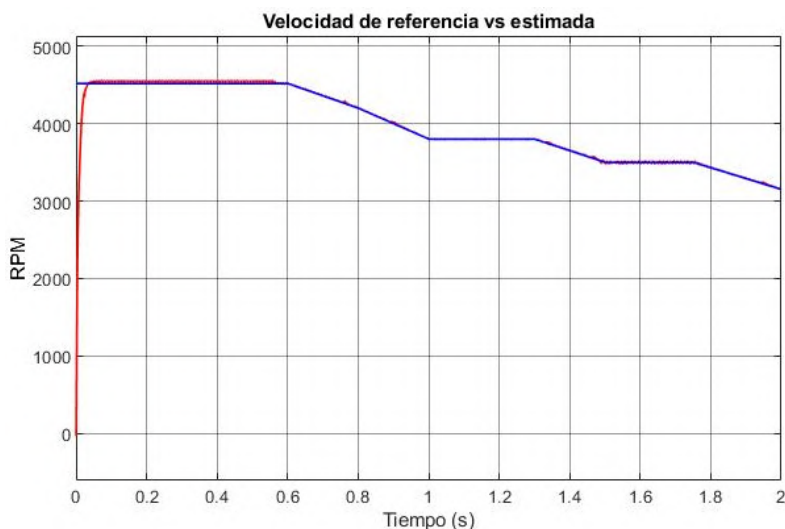
El tercer análisis se realiza con velocidad de referencia que inicia constante y que a los 0.6, 1.3 y 1.75 segundos presenta una disminución gradual de velocidad como se muestra en la **Figura 94**



**Figura 94.** Entrada rampa negativa al sistema

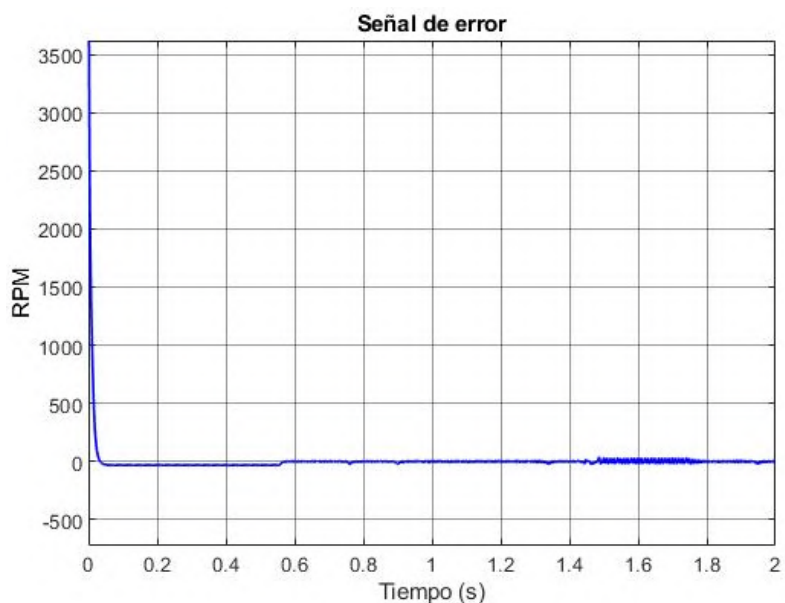
A diferencia de los casos anteriores, aquí se inicia con un valor de velocidad elevado, lo que significa que el voltaje de alimentación será mayor e indirectamente la fuerza contraelectromotriz también lo es. Por tal motivo, en el arranque del motor no se encuentra

la desviación presente en los casos anteriores. Además, se aprecia en la **Figura 95** que el motor se ajusta de manera precisa a la referencia cuando existe una disminución de velocidad de manera gradual.



**Figura 95.** Velocidad de referencia vs estimada tercer caso

En la **Figura 96** se observa que la señal de error para este caso es muy cercana a cero desde que se termina el tiempo de establecimiento.



**Figura 96.** Señal de error en el tercer caso

#### 4.2 Análisis de resultados para diferentes requerimientos de torque

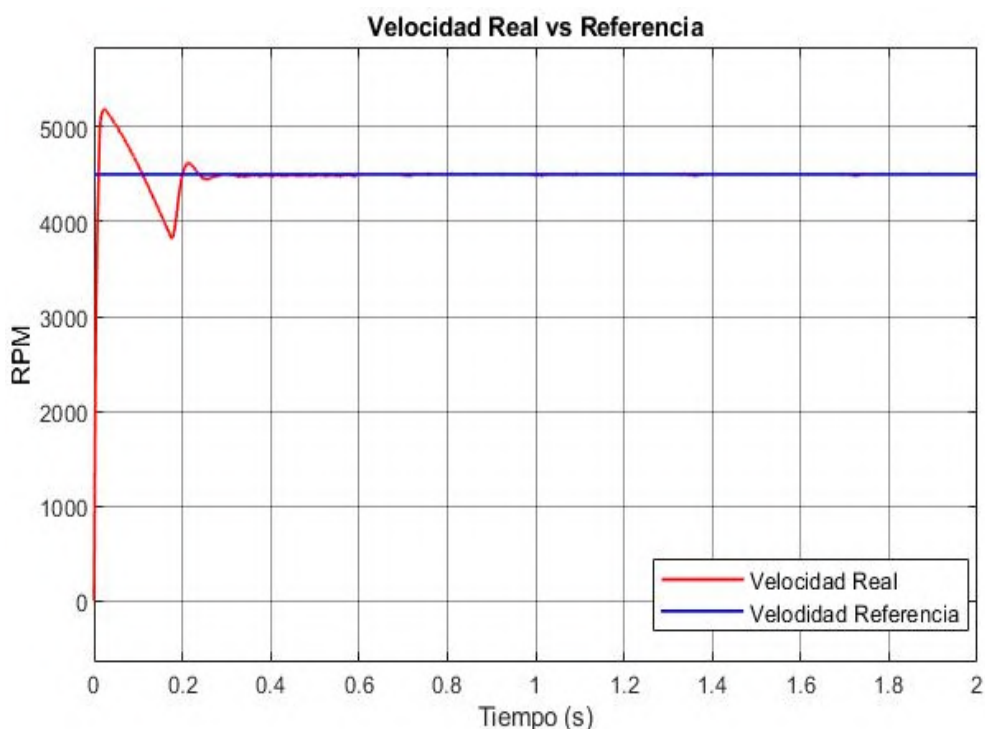
De manera adicional al análisis del control de velocidad propuesto, se ha realizado un estudio variando la carga del motor, para de esta manera comprobar la robustez del controlador. De igual manera que en el caso anterior, se debe tener en cuenta la relación entre

velocidad y torque, al momento de variar la carga del motor y la velocidad de referencia de este.

#### 4.2.1 Velocidad constante y carga de aumento lineal

Para el primer caso se ha usado una velocidad de referencia constante de 4500 rpm y al mismo tiempo la carga del motor va a ir aumentando desde cero hasta 40 mN.m.

En la **Figura 97** se observa la velocidad real de giro de motor en comparación con la velocidad de referencia, donde se tiene un tiempo de establecimiento de aproximadamente 0.2 segundos y después de eso ambas señales tiene el mismo comportamiento.

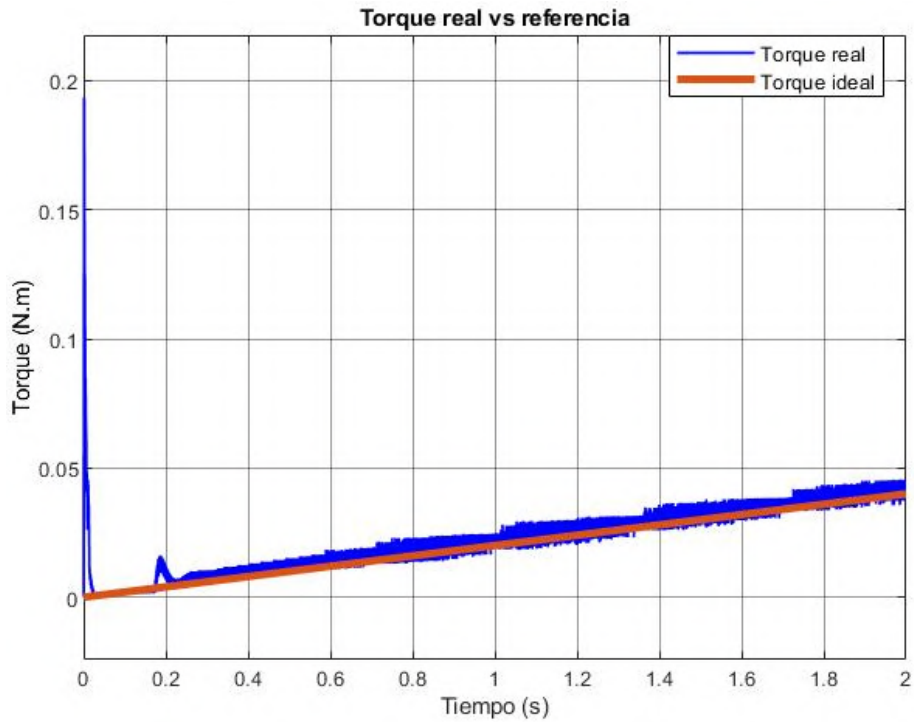


**Figura 97.** Velocidad de referencia vs real con torque de aumento lineal

El comportamiento de la velocidad en los primeros 0.2 segundos se debe a que en ese tiempo el sistema funciona a lazo abierto y posteriormente se realiza el cambio a lazo cerrado.

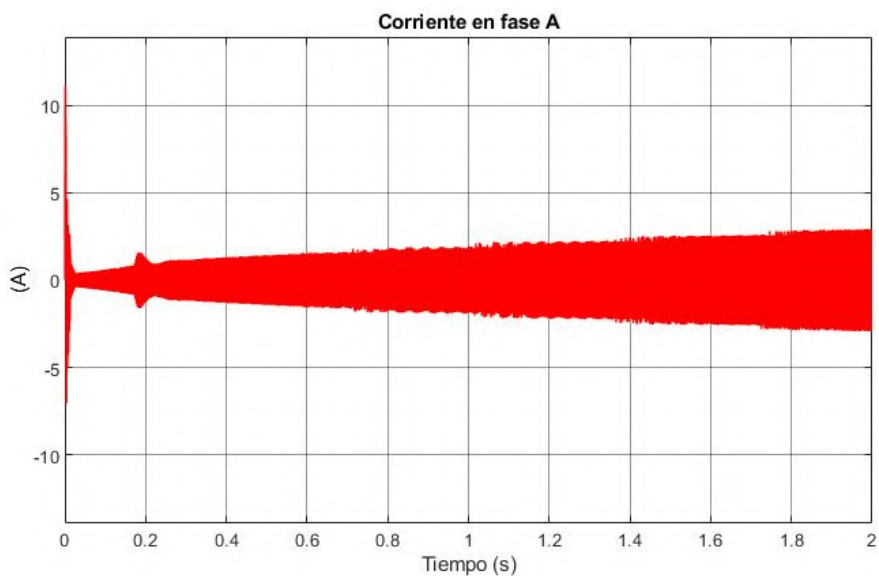
En la **Figura 98** se observa la comparación entre el torque que se le pide al motor (torque ideal) y el torque que produce el motor. Aquí se puede comprobar adicionalmente que en los motores BLDC se presentan un ligero rizado en el torque producido.





**Figura 98.** Torque real vs referencia de aumento lineal

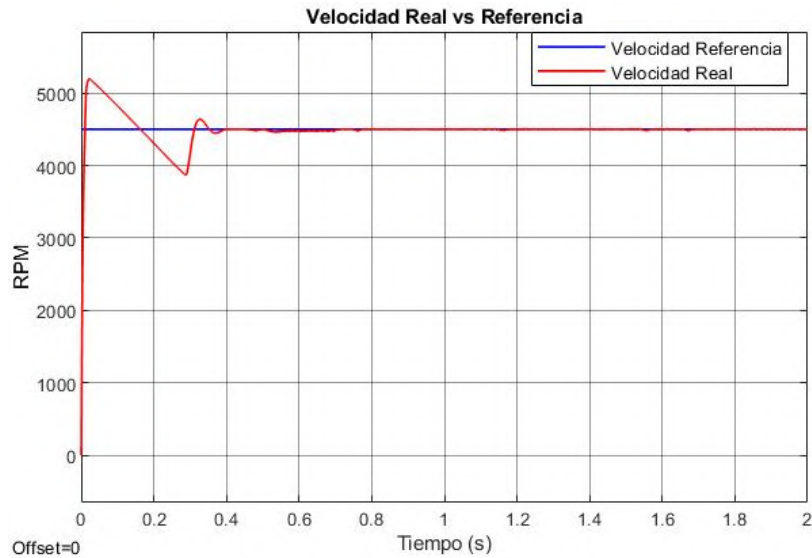
Otra variable importante para analizar es la corriente en las fases del motor y verificar su comportamiento. En la **Figura 99**, se puede observar cómo es que la corriente también aumenta linealmente, como lo hace el torque. Además, se observa que antes de los 0.2 segundos existen una anomalía, la cual es causada por el cambio de funcionamiento en lazo abierto a lazo cerrado.



**Figura 99.** Corriente en fase A para aumento de torque lineal

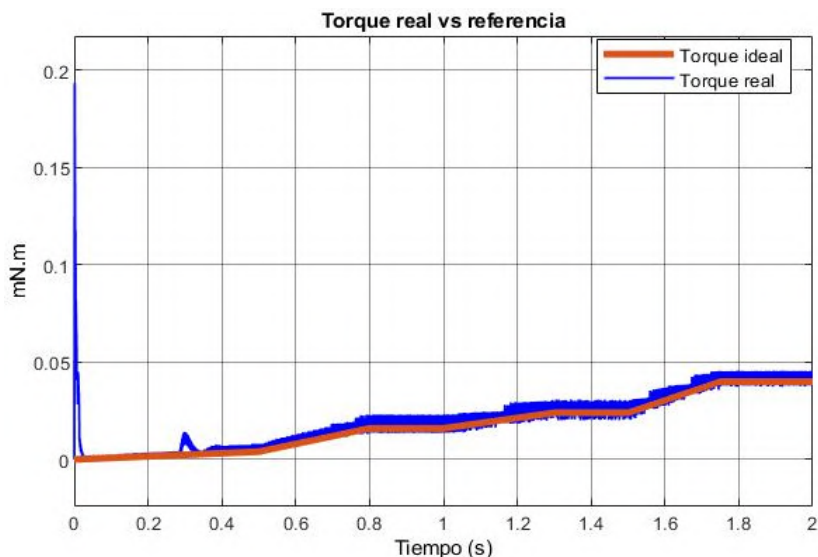
#### 4.2.2 Velocidad constante y carga de aumento lineal

Para el segundo caso, se ha usado una velocidad de referencia constante, mientras que el torque requerido tiene variaciones a lo largo del tiempo. La respuesta del controlador de velocidad se observa en la **Figura 100** donde el tiempo de establecimiento dura aproximadamente 0.35 segundos.



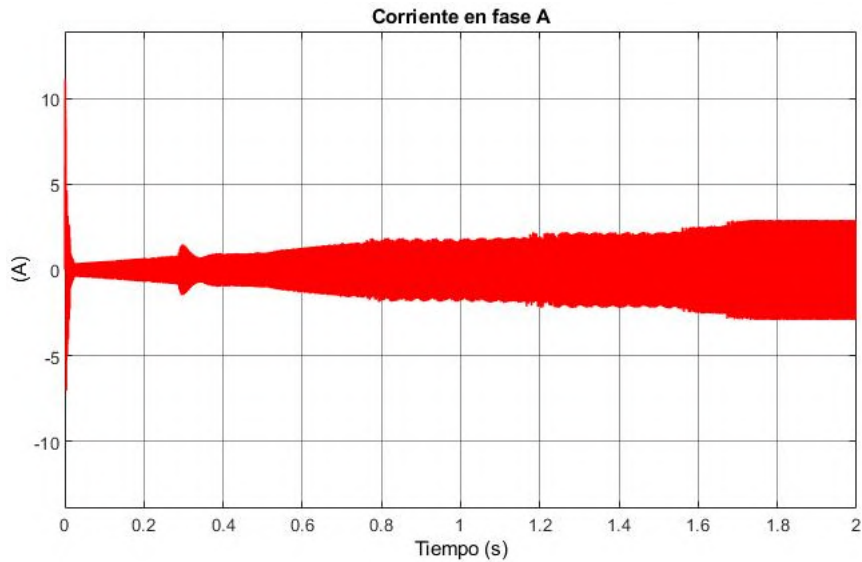
**Figura 100.** Velocidad real vs referencia con torque variable

En la **Figura 101** se observa el torque que produce el motor junto con el torque que se le solicita. Además, en el segundo 0.3 se observa el comportamiento anómalo debido al cambio de funcionamiento de lazo de control abierto a cerrado.



**Figura 101.** Torque real vs referencia de comportamiento variable

En la **Figura 102**, se observa que el comportamiento de la corriente en las fases del motor, siguen el mismo comportamiento que el torque producido por el motor, esto comprueba la relación proporcional que existe entre estas dos variables. Ya que el valor de la corriente sube cuando el torque producido también aumenta, y se mantiene constante se produce el mismo par.



**Figura 102.** Corriente en fase A con torque variable



## Conclusiones

El motor *brushless* DC presenta diversas ventajas con respecto a los motores DC convencionales en distintos aspectos como: la densidad de potencia, velocidad de rotación, costo de mantenimiento y tamaño. Sin embargo, en costos y facilidad de control, aún son superados por los motores DC.

Se comprueba la relación proporcional entre el voltaje de alimentación y la velocidad de rotación de los motores *brushless* DC. Adicionalmente, se comprueba también la relación inversamente proporcional entre el torque que produce el motor y la velocidad de rotación de este.

Al momento de implementar el control PWM para regular la fuente de alimentación del motor, aparecen altas frecuencias en la medición de la fuerza contraelectromotriz y eso hace que surjan falsos cruces por cero que no aportan información valiosa al control, por eso es necesario un filtro pasa-baja.

Para poder diseñar el controlador de velocidad se estableció un rango de velocidad de funcionamiento, debido a que con bajas velocidades la detección de cruce por cero no funciona correctamente, ya que la *back-emf* tiene valores muy pequeños. Por el lado contrario cuando se trabaja con valores de velocidad muy elevados, el retraso causado por el componente capacitivo del filtro pasa baja, afecta de manera directa a la fuerza contraelectromotriz y hace que la detección de cruce por cero entregue valores erróneos.

La debilidad del control *sensorless* ZCD es el arranque del motor, sin embargo, estableciendo un arranque a lazo abierto para posteriormente cambiarlo a lazo cerrado cuando el valor de *back-emf* no tan bajo, es posible eliminar esta falencia.

El control de velocidad usando el método *sensorless* ZCD brinda buenos resultados, con bajo error en lazo de control PID, además presenta un tiempo de establecimiento promedio de 0.2 segundos, lo cual es bastante bajo. Se puede concluir que este tipo de control es recomendable y robusto para su uso en este tipo de motores.



## Recomendaciones

Comprobar el funcionamiento de otras técnicas de control *sensorless* que no requieran una detección directa de la fuerza contraelectromotriz, con la finalidad de reducir los problemas de detección por ruido o valores fuera del rango de control y comparar ventajas y/o desventajas con el método propuesto en esta investigación.

Estudiar un control mixto usando los sensores hall y el método ZCD, para de esta manera eliminar el problema del arranque que presenta el método *sensorless*, sin embargo, se debe evaluar también el aspecto económico y como se debe realizar el cambio de *sensored* a *sensorless* en base a la velocidad de giro.

Probar el mismo método de control ZCD para motores *brushless* DC de mayor potencia, como por ejemplo los usados en la electromovilidad. De esta manera analizar las ventajas de usar este tipo de control y hacer la construcción de un prototipo, para comprobar el correcto funcionamiento.





## Referencias bibliográficas

- Amilcare. (2018, julio 29). *Eletroamici*. From <https://www.elettroamici.org/es/nozioni-di-base-sui-motori-blcdc/>
- Bello, A., Muhammad, I., Musa, M., & Abubakar, U. (2014, marzo). Comparative Review of PMSM and BLDC based on direct torque control Method. China.
- Cotte, J., & Moreno, A. (2010, junio). Diseño de control robusto de velocidad de motores Brushless para robótica aérea. Colombia.
- Cova, W. (2005, diciembre). Control PID. Un enfoque descriptivo. UTN.
- ElectronicsTutorials. (n.d.). *Electromagnetism - Hall efect*. From <https://www.electronicstutorials.ws/electromagnetism/hall-effect.html>
- Embitel. *Delivered with passion*. (2019, mayo 29). From <https://www.embitel.com/blog/embedded-blog/brushless-dc-motor-vs-pmsm-how-these-motors-and-motor-control-solutions-work>
- Erdman, D. (1987). Control system, method of operating an electronically commutated motor and laundering apparatus. General Electric Company.
- Faulhaber. (2020, 11 12). Brushless DC Motor.
- Fernández, D. C. (2016, junio). Programación de Arduino mediante MATLAB/Simulink. Aplicación al control de velocidad de motores BLDC. Valladolid.
- Flores Hornero, P. (2017). Driver basado en procesador ARM 32 bits para un motor DC Brushless de tres fases empleando la técnica de campo orientado. Madrid.
- Gamazo-Real, J. C., Vázquez-Sánchez, E., & Gómez-Gil, J. (2010, julio 19). Position and Speed Control of Brushless DC Motors Using Sensorless Techniques and Application Trends. España.
- Gao, X. (2013, julio). BLDC Motor Control with Hall Sensors Based on FRDM-KE02Z.
- Genphoal Technology. (n.d.). *Brushless DC electric motor*. From <https://www.andmotor.com/brushless-dc-electric-motor/>
- Ipanaqué, W. (2012, febrero). Control automático de procesos. Piura, Peru.
- Irwin, J. D. (1997). *The Industrial Electronics Handbook*. EEUU.
- Jimbo Tacuri, J. E. (2015). *Caracterización del funcionamiento de un motor eléctrico de corriente continua sin escobillas Brushless con 1000 Watts de potencia*. Cuenca, Ecuador.

- Keeping, S. (2013, junio 19). *Digi-Key*. From <https://www.digikey.com/es/articles/controlling-sensorless-bldc-motors-via-back-emf>
- Kelly, J. (2017, febrero 16). *Digi-Key. Electronics*. From <https://www.digikey.com/en/articles/what-is-the-most-effective-way-to-commutate-a-bldc-motor#:~:text=These%206%2Dsteps%2C%20or%20commutation,to%20move%20the%20motor%20shaft.&text=There%20are%20many%20ways%20to,sensors%2C%20encoders%2C%20or%20resolvers>.
- Lynch, T., Mela, J., & Members, E. T. (2017). DC Brush Comuted vs Brushless Motor. Mathworks. (2006). *Mathworks*. From <https://la.mathworks.com/help/phymod/sps/powersys/ref/universalbridge.html>
- MathWorks. (2021). *MathWorks*. From <https://la.mathworks.com/products/simulink.html>
- Mendoza, M. (2013). *Planeta Analog*. From <https://www.planetanalog.com/going-green-the-trend-toward-high-efficiency-brushless-dc-motors/>
- Motion Control Tips. (n.d.). *What are Hall effect sensors and what is their role in dc motors?* From <https://www.motioncontroltips.com/faq-what-are-hall-effect-sensors-and-what-is-their-role-in-dc-motors/#:~:text=BLDC%20motors%20typically%20have%20three,known%20as%20six%2Dstep%20commutation.&text=Hall%20effect%20sensors%20are%20the,permanent%20magnets%20>
- Pascual Vega, A. (2019, enero 10). Comparativa entre motores Brushed y Brushless. Cataluña, España.
- Pindoriya, R., Mishra, A., Rajpurohit, B., & Kumar, R. (2016). Analysis of Position and Speed Control of Sensorless BLDC Motor using Zero Crossing Back-EMF Technique. Himachal Pradesh, India.
- Poovizhi, M., Senthil Kuraman, M., Ragul, P., Priyadarshini, I., & Logambal, R. (2017). Investigation of mathematical modelling of brushless DC motor (BLDC) drives by using matlab-simulink. Chennai.
- Shen, J. X., Zhu, Z. Q., & Howe, D. (2004, diciembre). Sensorless Flux-Weakening Control of Permanent-Magnet Brushless Machines Using Third Harmonic Back EMF. IEEE.
- Sidda, S., Kiranmayi, R., & Nagaraju, P. (2017, agosto). A Study on Industrial Motor Drives Comparision and Aplications of PMSM and BLDC.
- Tashakori, A., & Ektesabi, M. (2014, febrero 14). Position Sensors Fault Tolerant Control System in BLDC motors.
- Weber, H. (1965, marzo 28). Pulse-Width Modulation DC Motor Control.
- Yedamale, P. (2003). *Brushless DC (BLDC) Motor Fundamentals*. From <https://ww1.microchip.com/downloads/en/appnotes/00885a.pdf>
- Zikodrive Motor Controller. (n.d.). *What is power density and how does it affect my choice of motor?* From <https://www.zikodrive.com/uFAQs/what-is-power-density-and-how-does-it-affect-my-choice-of-motor/>

Zikodrive Motor Controllers. (n.d.). *Zikodrive*. From Sensored versus sensorless Brushless DC (BLDC) motors and controllers: <https://www.zikodrive.com/support/zikouniversity-motor-control-theory-application/sensored-versus-sensorless-brushless-motors-controllers/#:~:text=Sensorless%20brushless%20motors%20require%20a,with%20a%20sensorless%20brushless%20motor.>





## Apéndices





# DC Brushless Motor Speed Controller Design using Back Electromotive Force

Javier Martin Seminario Gastelo, Edilberto Horacio Vásquez Díaz  
*Universidad de Piura, Piura, Perú,*  
*jamasega39@gmail.com*  
*edilberto.vasquez@udep.edu.pe*

*Abstract*— Motors are currently the basis of many industrial activities and applications, brushless DC motors have many advantages over the rest in terms of maintenance and efficiency.

The rotor position must be acquired to drive a BLDC motor and the position of the rotor is known by hall sensors.

The purpose of this research is to deepen the use of control techniques for DC brushless motors that do not require the use of Hall-type position sensors, specifically the one that makes use of the counter-electromotive force to modify the rotation speed of the motor according to with the given requirement.

Simulink software is used to develop the simulation and thus test different reference speeds, thus checking the robustness of this control in different situations.

As a result of the research, it is obtained that the "Zero Cross Detection" control method is efficient and provides sufficient reliability for use in industrial applications.

## I. INTRODUCTION

Currently, there is a type of motor that has gained popularity in recent years and this is the brushless DC motor or simply BLDC. The main characteristic of this type of electric motor is the absence of brushes or a mechanical commutation system to replace them.

Brushes are one of the most important elements in conventional electric motors, they are defined as the element in charge of making the electrical connection between the rotor or rotating part and the fixed part inside a motor. The brushes are always in contact with the rotor windings, changing the polarity of the windings in a mechanical way as the rotation takes place.[1]

There are two types of brushless permanent magnet motors, one is the brushless DC motor and the other is the PMSM motor. The difference between these two groups of motors lies mainly in their power supply. BLDC motors are powered by direct current, while PMSM motors are powered by alternating current.[2]

The second characteristic of brushless DC motors is that they belong to the synchronous motor family and the frequency of the supply current is synchronized with the shaft rotation speed. The synchronous speed of these motors is defined according to (1)

$$n = \frac{60f}{P} \quad (1)$$

In the BLDC motor, unlike conventional brushed electric

motors, the commutation is electronically controlled. The commutation sequence of this type of motor is characterized by having one coil supplied with positive voltage, another coil with negative voltage and the last one in the open state. This means that the current enters the winding connected to positive voltage and exits through the winding connected to negative voltage, while the third winding does not participate in this sequence.[3]

The generation of the motor torque occurs due to the interaction between the rotor, which is formed by the permanent magnets, and the magnetic field generated by the stator coils.

The highest torque value that can be obtained from these motors occurs when they are 90° apart and when they get closer, its value decreases. To keep the motor in permanent rotation, it is necessary that the magnetic field produced by the stator coils changes its position continuously, this is done so that the rotor keeps moving trying to reach the magnetic field generated by the stator. The direction of rotation of the motor depends on the sequence in which the coils are energized, in this motor it is called six-stage commutation.[4]

There is a type of DC brushless motor speed control characterized by the presence of Hall-type position sensors. The sensors can be configured in different ways, but in general they are distributed at intervals of 60 to 120 degrees. The advantage of brushless DC motors with sensors is that they create a closed-loop system that allows the controller to always know the rotor position, making the transmission pattern run very accurately. The great disadvantage of these motors is that they depend entirely on the sensors to achieve a correct operation, this generates that this system cannot work in an environment full of dust, vibration, or humidity, since the performance of the sensor is related to the operating conditions.[5]

## II. ZERO CROSSING DETECTION TECHNIQUE

### A. Back EMF

Motors and generators have a similarity in operation and construction. The motor has the function of transforming electrical energy into mechanical energy, while the generator performs the opposite function. According to Faraday's law of induction expressed in (2), when the motor coil is rotating, the magnetic flux changes and a counter-electromotive force is induced.

$$Fem = -\frac{d\phi_B}{dt} \quad (2)$$

electromotive force is opposed to any variation, so that the electromotive force with which the motor is fed will be contrary to that generated by the motor itself, the latter being the so-called counter-electromotive force.[6]

$$\phi = \vec{B} \cdot \vec{S} = BS \cos(\alpha) \quad (3)$$

The shape of the counter-electromotive force in brushless motors is trapezoidal and is one of its most important characteristics.

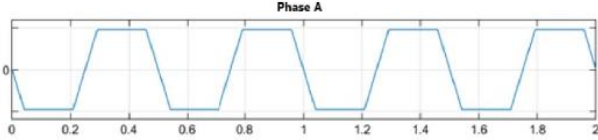


Fig. 1. Trapezoidal shape of back-emf in brushless motor

### B. Measurement of back EMF

The most conventional method is the one proposed by David Erdman, who proposes the construction of a virtual neutral, using three resistors connected in star, in such a way that the voltage between the virtual neutral and the floating terminal can be measured, resulting in the required counterelectromotive force.[7]

Despite the effectiveness of this method in terms of theory, when measuring the neutral point with respect to GND, it is observed that it is not a stable voltage point, and when PWM is added, it results in an unstable signal with high frequency noise.

The method for measuring the counterelectromotive force used for the subsequent simulation is based on not constructing a virtual neutral and measuring the counterelectromotive force directly from the GND signal. The measurement of the voltage in a winding according to (4), where the neutral voltage is replaced by an equivalent.[8]

$$V_{Neutro} = \frac{V_{DC}}{2} - \frac{e_A + e_B}{2} \quad (4)$$

Since it is a balanced system, the chasm of counter-electromotive forces is equal to 0. To measure the electromotive force in each winding follows (5).

$$\begin{aligned} e_A &= V_A - \frac{V_{DC}}{2} \\ e_B &= V_B - \frac{V_{DC}}{2} \\ e_C &= V_C - \frac{V_{DC}}{2} \end{aligned} \quad (5)$$

## III. SIMULATION

### A. Motor parameters

The BLDC motor chosen for testing is the Faulhaber 3216 series model 012 BTX R. The most important parameters of this motor are shown in Table I. These values are significant for the simulation in the software and will allow comparing the

TABLE I  
MOTOR PARAMETERS

Parameters	Symbol	Value	Units
Nominal voltage	$U_N$	12	V
Terminal resistance, phase-phase	$R$	0.88	$\Omega$
Efficiency, max	$\eta_{max}$	83	%
No-load speed	$n_o$	6240	$\text{min}^{-1}$
No-load current	$I_o$	0.129	A
Starting torque	$M_A$	245	mNm
Speed constant	$K_n$	530	$\text{min}^{-1}/\text{V}$
Back EMF constant	$K_e$	1.89	$\text{mV}/\text{min}^{-1}$
Torque constant	$K_m$	18	$\text{mNm}/\text{A}$
Current constant	$K_I$	0.0555	$\text{A}/\text{mNm}$
Slope pf n-M curve	$\Delta n/\Delta M$	25.9	$\text{min}^{-1}/\text{mNm}$
Terminal inductance, phase-phase	$L$	331	$\mu\text{H}$
Mechanical time constant	$\tau_m$	4.97	ms
Inertia	$J$	18.3	$\text{gcm}^2$
Pair of poles	$P$	7	-

### B. Characteristic curves

Using an open-loop circuit, it is possible to plot the motor characteristic curves and to find relationships between different parameters.

An important characteristic of brushless DC motors is that there is a proportional relationship between the power supply and the speed of rotation, to identify this, the power supply had values of 9 V, 10 V, 11 V and 12 V.

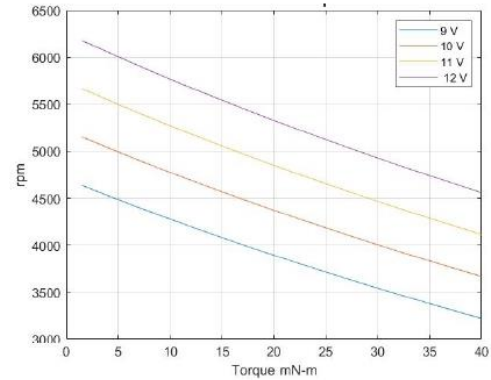


Fig. 2. Speed vs. torque with different power supplies.

The behavior of the current varies from the start of the motor until it stabilizes, in addition, there is a relationship between torque and current.

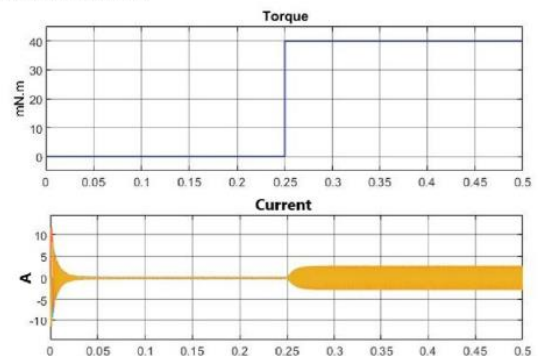




Fig. 3. Torque vs current

C. Signal filtering

With the use of a PWM signal to regulate the motor supply voltage, high frequency signals are added which must be filtered using a low-pass filter. The signal obtained after filtering is the one that performs the recognition of the zero crossings of the signal.

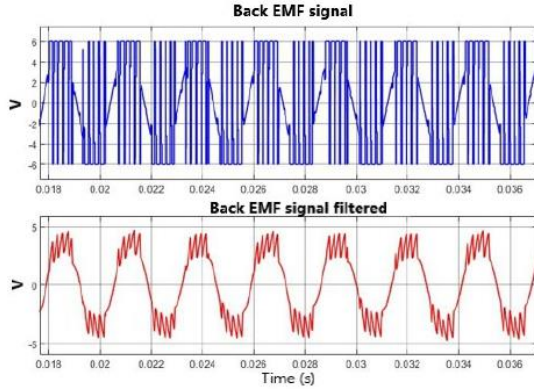


Fig. 4. Back EMF signal and Back EMF signal filtered

D. ZCD signals

For zero crossing detection, it is necessary to create an impulse signal every time the signal crosses the assigned value. There are two types of zero crossing, when the signal value is decreasing or increasing.

An important feature of this new signal is that the impulse signal can only appear in the phase that is disconnected or floating mode.

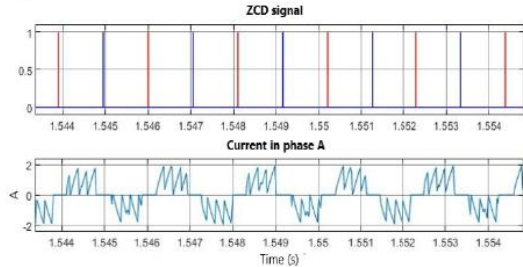


Fig. 5. ZCD signal and current in one phase

E. Starting

For this control methodology, the starting of the motor is the most complicated part, because when starting from rest, the back EMF is zero and the rotor position is not known, it is for this reason that you must use some artifices to start the motor. There are two main methods, both are starting with the motor running in open loop, the first method is setting a time for the change to closed-loop operation, however problems may arise reading the ZCD signal, the second method and the one used in this simulation, is measuring the counterelectromotive force, and when measured in one of the disconnected phases an acceptable value, switch to closed-loop operation.

To check the effectiveness of the second method, the graph of the motor speed behavior can be compared with the reference and, in addition, the behavior of the currents.

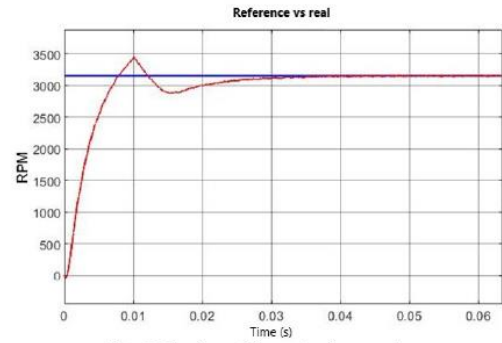


Fig. 6. Starting of the motor in open loop

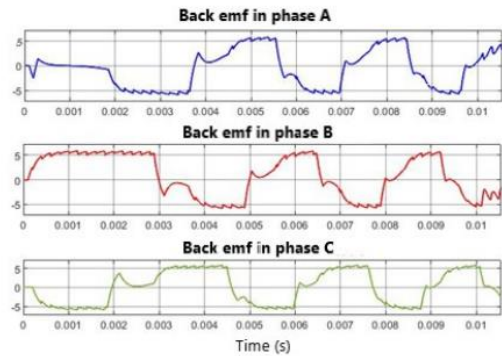


Fig. 7. Behavior of currents in open loop operation

IV. RESULTS

A. Speed requirements

To analyze the behavior of the system built using the ZCD and PWM control method, different speed requirements are considered, for the PI controller. It is important to emphasize that all the simulations in this section are done with the nominal torque value of the motor.

The reference signal is made up of different ramp inputs with different slopes.

As can be seen at motor start-up there is the greatest difference between the reference and the estimated speed and this is due to the circuit in that period is working in open loop, after this, the controller shows efficiency to be able to adapt to the reference.

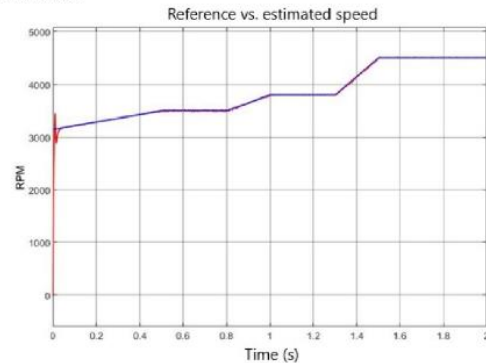


Fig. 8. Reference and estimated speed with different requirements

The behavior of the currents is observed from 1.3 seconds.

of rotation and the currents in the three phases is verified once again.

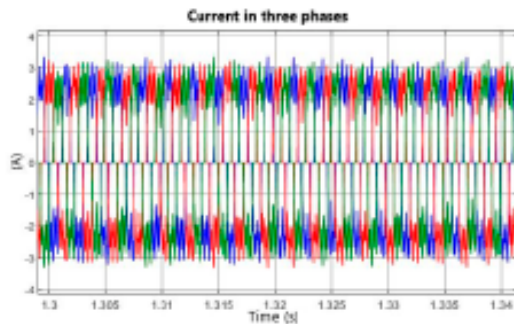


Fig. 9. Behavior of currents in three phases in ramp entrance

### B. Torque requirements

In addition to the analysis of the proposed speed control, a study has been carried out by varying the motor load, to check the robustness of the controller.

A constant reference speed has been used, while the required torque has variations over time. The response of the speed controller has a settling time of approximately 0.35 seconds.

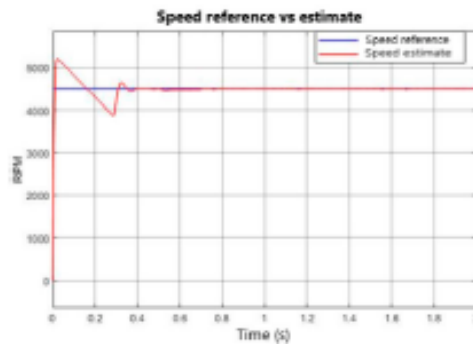


Fig. 10. Reference and estimated speed with different requirements of torque

The torque produced by the motor is observed together with the torque requested. In addition, in second 0.3 the anomalous behavior due to the change from open to closed control loop operation is observed.

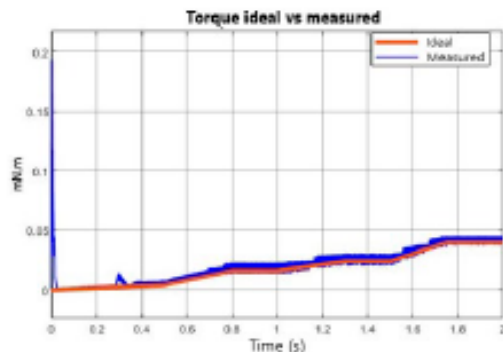


Fig. 11. Ideal and measured torque with different requirements

### CONCLUSIONS

The proportional relationship between the supply voltage and the rotational speed of DC brushless motors is tested. In addition, the inverse proportional relationship between the torque produced by the motor and the rotational speed of the motor is also tested.

When implementing PWM control to regulate the motor power supply, high frequencies appear in the measurement of the counter-electromotive force and this causes false zero crossings that do not provide valuable information to the control, so a low-pass filter is necessary.

To design the speed controller, an operating speed range was established, because at low speeds the zero-crossing detection does not work properly, since the back-emf has very small values. On the other hand, when working with very high-speed values, the delay caused by the capacitive component of the low-pass filter directly affects the counter-electromotive force and causes the zero-crossing detection to deliver erroneous values.

The weakness of the sensorless ZCD control is the motor starting, however, by setting an open-loop start and then switching to closed-loop when the back-emf value is not so low, it is possible to eliminate this shortcoming.

The speed control using the sensorless ZCD method provides good results, with low error in PID control loop, also presents an average settling time of 0.2 seconds, which is quite low. It can be concluded that this type of control is recommended and robust for use in this type of motors.

### REFERENCES

- [1] Flores Hornero, P. "Driver basado en procesador ARM 32 bits para un motor DC Brushless de tres fases empleando la técnica de campo orientado." Madrid, 2017
- [2] Pindoriya, R., Mishra, A., Rajpurohit, B., & Kumar, R., "Analysis of Position and Speed Control of Sensorless BLDC Motor using Zero Crossing Back-EMF Technique". Himachal Pradesh, India, 2016.
- [3] Poovizhi, M., Senthil Kuraman, M., Ragul, P., Priyadarshini, I., & Logambal, R. "Investigation of mathematical modelling of brushless DC motor (BLDC) drives by using matlab-simulink" Chennai, 2017.
- [4] Tashakori, A., & Ektesabi, M., "Position Sensors Fault Tolerant Control System in BLDC motors." 2014.
- [5] S. Ogasawara and H. Akagi, "An approach to position Sensorless. Drive for Brushless DC Motors," *IEEE Trans. on Indus. App.*, vol.27, pp. 928-933, 1991.
- [6] R. M. Pindoriya, S. Rajendran, P.J Chauhhan, "Field Programmable Gate Array Base Speed Control of BLDC Motor ", *IEEE Conf ISGT ASIA 2015*, pp. 1-6, Nov.2015.
- [7] T Kim, H.W. Lee, M. Ehsani, "Position Sensorless Brushless DC Motor/Generator Drives: Review and Future Trends," *IET Elect. Power Appl.*, vol. 1, pp. 557-564, 2007.
- [8] Lee B.-K., Ehsani M., Advanced simulation model for brushless DC Motor drives. *Electric power components and systems*, pp. 841-868 (2003).