



BENEMÉRITA UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE  
PUEBLA

---

---

FACULTAD DE CIENCIAS DE LA  
ELECTRÓNICA

DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE UN  
ALGORITMO DE CONTROL VECTORIAL  
OPTIMIZADO PARA PMSM SIN SENSORES  
DE VELOCIDAD Y POSICION

T E S I S

PARA OBTENER EL GRADO DE:

LICENCIADO EN ELECTRÓNICA

P R E S E N T A :

LUIS FELIPE GÓMEZ RIVERA

ASESORES:

DOCTOR MINO AGUILAR GERARDO  
DOCTOR GONZÁLEZ DÍAZ VÍCTOR RODOLFO  
CO-ASESOR:

M. SC. DOBROMIR MICHALSKI TOMASZ  
DOCTOR ARRIAGA ARRIAGA CESAR AUGUSTO  
PUEBLA, PUE. AGOSTO 2021



# Dedicatoria

*«Son las preguntas que no podemos responder las que más nos enseñan. Nos enseñan a pensar. Si le das una respuesta a un hombre, todo lo que gana es un pequeño hecho. Pero hágale una pregunta y buscará sus propias respuestas.»*

Patrick Rothfuss

*«Dedicatoria»*

Esta tesis está dedicada en memoria de mi abuelita Cristina por su amor, cariño, orientación, pero sobre todo motivación para superarme cada día.

A mis padres, a mi abuelita Panchita, a quien quiero como a una madre, por su amor, paciencia, trabajo, sacrificio y esfuerzo en todos estos años, gracias a ustedes hemos logrado llegar hasta aquí y convertirnos en lo que somos. Ha sido un orgullo y el privilegio de ser su hijo, ustedes 3 son los mejores padres.

A mi familia por haber sido mi apoyo a lo largo de toda mi carrera universitaria y a lo largo de mi vida. A todas las personas especiales que me acompañaron en esta etapa, aportando a mi formación tanto profesional y como ser humano.

# Agradecimientos

Agradezco a mis padres que fueron los pilares de mis sueños, les agradezco por confiar en mí, motivarme, guiarme y, sobre todo, creer en mí y en mis expectativas. Para moldearme como la persona que soy hoy, les debo gran parte de mis logros.

Gracias a mis asesores, especialmente al M. Sc. Dobromir Michalski Tomas y el Dr. Mino Aguilar Gerardo por ser mis mentores, por sus tiempos, criterios, conocimientos, motivaciones y, lo más importante, paciencia, que fue muy importante en este proyecto. que sin las cuales este trabajo hubiera sido más largo y menos profesional.

Agradezco a mis profesores y a la universidad que me capacitó en este campo, por su atención y amabilidad en todo lo relacionado con mi vida como estudiante, en especial al Dr. Germán Ardul Muñoz Hernández por su amable labor, brindándome los conocimientos necesarios, les agradezco sus asesorías, consejos y el tiempo que me brindo.

# Índice general

<b>Dedicatoria</b>	<b>I</b>
<b>Agradecimientos</b>	<b>II</b>
<b>1. Introducción</b>	<b>1</b>
1.1. Objetivos . . . . .	2
1.1.1. General . . . . .	2
1.1.2. Específicos . . . . .	2
1.2. Justificación . . . . .	2
1.3. Organización de la tesis . . . . .	3
<b>2. Revisión de la literatura</b>	<b>4</b>
2.1. Motor síncrono de imán permanente PMSM . . . . .	5
2.1.1. Modelo matemático del PMSM . . . . .	5
2.2. Control PMSM . . . . .	10
2.2.1. DTC Control de Par Directo . . . . .	10
2.2.2. FOC Control Orientado a Campo . . . . .	11
2.3. Elección de control . . . . .	12
2.4. Propiedad de control . . . . .	13
2.5. Modulación de ancho de pulso PWM . . . . .	14
2.5.1. Modulación de ancho de pulso sinusoidal (SPWM) . . . . .	15
2.5.2. Índice de configuración para SPWM . . . . .	15
<b>3. Diseño y simulación</b>	<b>19</b>
3.1. PMSM . . . . .	20
3.1.1. Corriente DQ . . . . .	20
3.1.2. Torque . . . . .	20
3.1.3. Velocidad, Posición Angular . . . . .	21
3.2. Dc Link e Inversor . . . . .	23
3.3. PWM . . . . .	26
3.4. Transformación DQ a ABC . . . . .	27
3.5. Desacople VD, VQ . . . . .	28
3.6. Sistema Proporcional Integral (Eje D-Q) . . . . .	29
3.7. Control Par, Propiedad MTPAC ( <i>Maximum torque per ampere</i> ) . . . . .	30
3.8. Sistema Proporcional Integral ( $\omega_m$ ) . . . . .	31

3.9. Sistemas implementados Ideal vs Real . . . . .	32
<b>4. Análisis de resultados</b>	<b>33</b>
4.1. Dc Link e Inversor . . . . .	33
4.2. PWM . . . . .	34
4.3. Transformación DQ a ABC . . . . .	35
4.4. Desacople VD, VQ . . . . .	36
4.5. Sistema Proporcional Integral (Eje D-Q) . . . . .	36
4.6. Control Par, Propiedad MTPAC (Maximum torque per ampere) . . .	38
4.7. Sistema Proporcional Integral ( $\omega_m$ ) . . . . .	38
4.8. Comparación de resultados Finales PMSM (ideal vs real) con muestreo de $\omega_m$ . . . . .	39
<b>5. Conclusiones</b>	<b>43</b>
<b>Apéndice A. Sintonización PI</b>	<b>44</b>
<b>Apéndice B. Diagramas y sistema en MATLAB</b>	<b>46</b>
B.1. Corriente DQ . . . . .	46
B.2. Torque . . . . .	47
B.3. Velocidad, Posición Angular . . . . .	47
B.4. PWM . . . . .	48
B.5. Dc Link e Inversor . . . . .	49
B.6. Transformación DQ a ABC . . . . .	50
B.7. Desacople VD, VQ . . . . .	51
B.8. Sistema Proporcional Integral (Eje D-Q) . . . . .	52
B.9. Control Par, Propiedad MTPAC ( <i>Maximum torque per ampere</i> ) . . .	53
B.10. Sistema Proporcional Integral ( $\omega_m$ ) . . . . .	53
B.11. Sistemas implementados Ideal vs Real . . . . .	54
<b>Bibliografía</b>	<b>54</b>

# Índice de figuras

2.1. Tipos de control. . . . .	4
2.2. Ilustración del circuito eléctrico equivalente de un PMSM trifásico. . .	5
2.3. Diagrama de dq acoplados y desacoplamiento . . . . .	6
2.4. dq representación del marco de referencia de los vectores de voltaje de la ecuación.2.3 2.4 . . . . .	7
2.5. Sección transversal del PMSM de Sauer Danfoss elegido que muestra los imanes permanentes y los ejes d y q. [1] . . . . .	7
2.6. Flujo de energía en el PMSM. . . . .	8
2.7. Diagrama de bloques para la estrategia de control directo de par para un PMSM. . . . .	11
2.8. Diagrama de bloques de la estrategia de control orientada al campo para un PMSM. . . . .	12
2.9. Diagrama Puente inversor trifásico. . . . .	14
2.10. VAN, VBN y VCN en modo de seis pasos . . . . .	16
2.11. VAn, VBn y VCn en modo de seis pasos . . . . .	17
2.12. La onda sinusoidal fundamental del modo de seis pasos (Voltaje Línea a Neutro). . . . .	18
2.13. Esquema de bloques para SPWM. . . . .	18
3.1. Diagrama – Bloques del sistema . . . . .	19
3.2. Diagrama corriente DQ . . . . .	20
3.3. Diagrama Torque . . . . .	21
3.4. Diagrama Velocidad, Posición Angular . . . . .	22
3.5. Modelos implementados de DC Link e Inversor implementado . . . . .	23
3.6. Diagrama Calculo Voltaje (AB,BC,CA) . . . . .	24
3.7. Diagrama Calculo Voltaje (Vn) . . . . .	24
3.8. Diagrama Calculo Voltaje (An, Bn, Cn) . . . . .	25
3.9. Diagrama Calculo Voltaje Filtrado (An, Bn, Cn) . . . . .	25
3.10. Diagrama PWM . . . . .	26
3.11. Diagrama Normalización PWM . . . . .	26
3.12. Diagrama DQ a ABC . . . . .	27
3.13. Desacople eje D . . . . .	28
3.14. Desacople eje Q . . . . .	28
3.15. PI eje D . . . . .	29
3.16. PI eje Q . . . . .	29

3.17. Diagrama MTPA . . . . .	30
3.18. Diagramas de los bloques internos MTPA . . . . .	30
3.19. PI $\omega_m$ . . . . .	31
3.20. Diagrama – Bloques del sistema ideal . . . . .	32
3.21. Diagrama – Bloques del sistema real . . . . .	32
4.1. Respuesta de Voltaje de Salida del Inversor del diseño figura 3.5b . . . . .	33
4.2. Respuesta de Voltaje de Salida del Inversor $V_{AB}, V_{BC}, V_{CA}$ figura 3.6 . . . . .	34
4.3. Respuesta de Voltaje de Salida del Inversor $V_{an}, V_{bn}, V_{cn}$ figura 3.8 . . . . .	34
4.4. Señales PWM (SA,SB,SC,SP), del diagrama figura 3.10 . . . . .	35
4.5. Conversión de DQ a ABC del sistema figura 3.12 . . . . .	35
4.6. Respuesta Desacople implementado figura 3.13 y figura 3.14 . . . . .	36
4.7. Proceso Sintonización de PI eje d . . . . .	36
4.8. Proceso Sintonización de PI eje q . . . . .	37
4.9. Resultado PI eje d y q . . . . .	37
4.10. Resultado MTPA . . . . .	38
4.11. Proceso Sintonización de $\omega_m$ . . . . .	38
4.12. Resultado PI $\omega_m$ . . . . .	39
4.13. Muestreo generado manualmente $\omega_m$ . . . . .	39
4.14. Respuesta Muestreo generado manualmente $\omega_m$ . . . . .	40
4.15. Nuevo Muestreo generado manualmente $\omega_m$ . . . . .	40
4.16. Respuesta Nuevo Muestreo generado manualmente $\omega_m$ . . . . .	41
4.17. Respuesta Nuevo Muestreo generado manualmente $\omega_m$ Sistema Ideal . . . . .	41
4.18. Respuesta Nuevo Muestreo generado manualmente $\omega_m$ Sistema Real . . . . .	42
B.1. Diagrama corriente DQ . . . . .	46
B.2. Diagrama Torque . . . . .	47
B.3. Diagrama Velocidad, Posición Angular . . . . .	47
B.4. Diagrama PWM . . . . .	48
B.5. Diagrama Normalización PWM . . . . .	48
B.6. Diagrama Dc Link y Diagrama Inversor . . . . .	49
B.7. Diagrama Transformada dq - abc . . . . .	50
B.8. Diagrama Desacople D . . . . .	51
B.9. Diagrama Desacople q . . . . .	51
B.10. Diagrama PI eje D . . . . .	52
B.11. Diagrama PI eje Q . . . . .	52
B.12. Diagrama MTPA . . . . .	53
B.13. Diagrama PI $\omega_w$ . . . . .	53
B.14. Diagrama completo Sistema Ideal . . . . .	54
B.15. Diagrama completo Sistema Real . . . . .	54

# Índice de tablas

2.1. Ventajas y Desventajas del Control DTC . . . . .	10
2.2. Ventajas y Desventajas del Control FOC . . . . .	12
3.1. Parámetros del Motor . . . . .	19

# 1 Introducción

En este tema de tesis, se presentan los antecedentes principales de PMSM motores síncronos de imán permanente (por sus siglas en ingles *permanente magnet synchronous motor*). Actualmente, los PMSM han tenido un efecto beneficioso debido a sus características principales, como alto rendimiento, peso, velocidad y versatilidad, por nombrar algunos, lo que permite su uso en diversas aplicaciones [2]. El uso de motores eléctricos con convertidores de frecuencia ha ido creciendo en los últimos años. Las razones principales para elegir el motor y el inversor de frecuencia en lugar de un motor de velocidad fija son el ajuste de velocidad, ahorro de energía, control de posición y arranque suave. Varios tipos de motores pueden ser accionados por inversores de frecuencia, tales como: inducción de AC, síncrono, síncrono de imán permanente, etcétera. Existen varias aplicaciones con motor e inversor, entre las que se pueden destacar: lavadoras, bombas, ventiladores, compresores, sopladores, máquinas, herramientas, elevadores, servo-accionamientos, equipos de refrigeración, aires acondicionados, aplicaciones automotrices, cintas de correr y se usa cada vez más en varios campos industriales, como la tracción automotriz, robótica y eléctrica. Los motores sin escobillas tienen la ventaja de no requerir mantenimiento continuo en comparación con el motor con escobillas, ya que son reemplazados por un sensor Hall para determinar la posición y la velocidad del rotor y los dispositivos de conmutación. Como la mayoría de las aplicaciones industriales usan par de inducción del motor MIT, el control de vector de voltaje y corriente se elige para orientar el campo electromagnético de la máquina de modo que su rendimiento sea similar al de las máquinas de DC. Siguiendo las tendencias del mercado, el uso de PMSM también está creciendo en la industria ya que el motor tiene un rendimiento extra alto, bajo volumen y peso, par suave, baja vibración y ruido, amplia gama de rotación constante del par y con el advenimiento de los imanes de neodimio ferro boro (NdFeB) de alta energía desde la década de 1980 en adelante, ha habido un aumento en el número de aplicaciones que utilizan esta tecnología [3].

## 1.1. Objetivos

### 1.1.1. General

Diseñar e implementar un algoritmo de control vectorial optimizado para un PMSM sin sensor de velocidad y posición.

### 1.1.2. Específicos

- Determinar métodos de control actuales para PMSM
- Caracterizar PMSM curva par – velocidad
- Desarrollar Modelo de la Máquina
- Diseñar sistema de control vectorial para PMSM
- Simular sistema en MATLAB
- Implementar sistema de control en DSP
- Evaluar valores resultantes con respecto a la teoría

## 1.2. Justificación

La literatura destaca diferentes temas y artículos de control de PMSM, con la aparición de la microelectrónica y la electrónica de potencia, el control digital se utiliza en una amplia variedad de aplicaciones, incluidos ascensores, fresadoras, industria automotriz, entre otros, donde se requiere un control rápido de las variables relevantes (velocidad, posición y par) esenciales [4], los cuales facilitan el uso de los mismo para poder implementarlos, por ejemplo en [5] se explica acerca del control sin sensores sin embargo este está enfocado a los BLDCM de baja potencia. Por otro lado, para los PMSM es muy escasa la información y los pocos temas encontrados dependen de un sensor de velocidad o posición [6], sin embargo, estos sensores pueden presentar fallas que causan un rendimiento bajo o nulo, incluso hay motores que no cuentan con este sensor lo que reduce la fiabilidad de su funcionamiento, por lo que es propone implementar un sistema de control sin sensores de velocidad.

### 1.3. Organización de la tesis

- Introducción: Se introduce y ofrece una visión general de PMSM, como aplicaciones y beneficios sobre otras máquinas. Además, muestra la justificación y los objetivos de esta tesis.

- Antecedentes: Se presenta los principales aspectos teóricos relacionados con la tesis.

- Diseño y simulación: Se muestra el diseño y la simulación así como la respuesta obtenida del sistema.

- Análisis de resultados: Se muestra, analiza y discute los resultados de la simulación para obtener las conclusiones.

- Conclusiones: Se presentan las conclusiones de esta tesis.

## 2 Revisión de la literatura

Con la introducción de la teoría del control de campo orientado [7], o FOC (por sus siglas en ingles *field oriented control*) y los aportes presentados en [8] con el control directo del par o DTC (por sus siglas en ingles *direct torque control*) los esfuerzos de los investigadores se han centrado en mejorar las prestaciones dinámicas de la máquina de inducción. La modulación vectorial o control vectorial aplicado al control de la máquina de inducción, la cual constituye un conjunto de estrategias que mejora el rendimiento de la máquina, controlando el torque, la velocidad y la posición del eje de la máquina. Actualmente, entre las técnicas que permiten el control independiente de la velocidad y del par en la máquina de inducción son el control directo del par y el control de campo orientado denominado control vectorial, las cuales logran el desacoplamiento que existe entre las bobinas de estator y del rotor, que impide un comportamiento similar al de la máquina de corriente continua. El control directo del par es una técnica poco utilizada debido a que se necesita estimar el flujo y el torque en la máquina, además de un control sobre cada una de estas variables, haciendo que la técnica se vuelva más compleja representando mayores costos. El control vectorial por el contrario es más utilizado debido a su simplicidad, dentro de este, en el método indirecto solamente se requiere estimar la posición angular de la máquina, la cual se obtiene de integrar la velocidad instantánea en el eje de la misma [9].

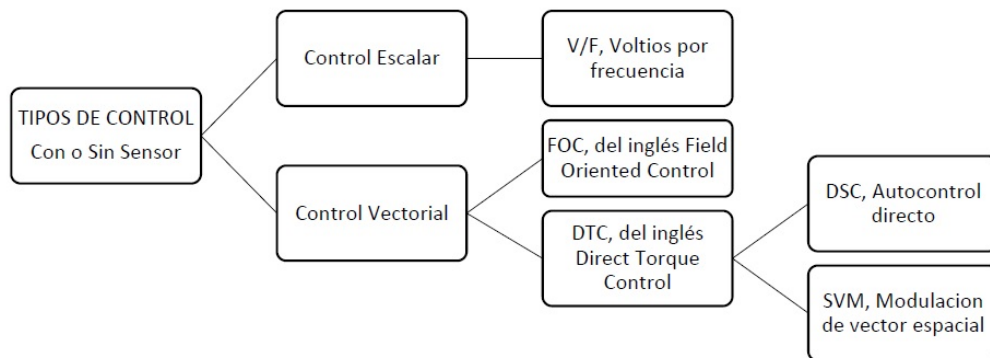


Figura 2.1: Tipos de control.

## 2.1. Motor síncrono de imán permanente PMSM

El motor síncrono de imán permanente (PMSM) es básicamente un motor de AC cuya excitación de campo está hecha de imanes permanentes y tiene una forma de onda EMF sinusoidal. En este tipo de motor, los imanes se pueden ubicar o colocar en la superficie del rotor o se pueden encontrar dentro del rotor [10]. El PMSM es una unión entre un motor de inducción y un motor de DC sin escobillas.

Existen varios tipos de imanes, los más comunes son ferrita y aleaciones de bario (ferrita), aluminio, níquel y cobalto (Alnico), así como imanes de tierras raras como samario-cobalto y neodimio, hierro y boro. Este último es más preferido debido al mayor flujo magnético [11].

### 2.1.1. Modelo matemático del PMSM

El diagrama de circuito equivalente por fase para PMSM se muestra en la figura 2.2. Consiste en una resistencia de estator  $R$ , un inductor  $L$  que forma los devanados del estator y un motor inversor como fuente de voltaje dependiente de la velocidad.

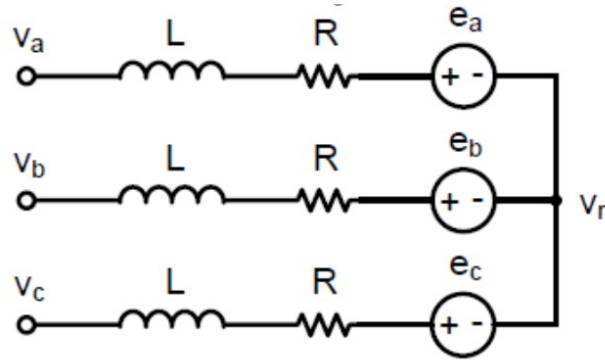


Figura 2.2: Ilustración del circuito eléctrico equivalente de un PMSM trifásico.

El circuito se puede pensar de la siguiente manera: si el rotor gira a una cierta velocidad con un voltaje de AC constante aplicado al estator, la velocidad determinará el EMF de salida producido y la corriente que ingresa a los devanados determinará el par. A un cierto valor del campo electromagnético trasero, será igual al ancho del voltaje de entrada. Esto significa que la máquina ya no puede producir par. En el motor PMSM, el modelo dinámico dq se expresa mediante las siguientes expresiones [12]:

La ecuación de voltaje de la máquina se puede escribir de la siguiente manera 2.1:

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = R \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \lambda_a \\ \lambda_b \\ \lambda_c \end{bmatrix} [V] \quad (2.1)$$

Dado que la inducción depende de la posición debido a la curvatura, las ecuaciones de voltaje se trazan en un marco de referencia giratorio dq. La ventaja de esto es que

ya no existe una posición dependiente del sistema eléctrico. El modelo de marco de referencia dq se produce como:

$$\overline{v_{dq}} = R \cdot \overline{i_{dq}} + \frac{d}{dt} \overline{\lambda_{dq}} + j\omega \overline{\lambda_{dq}} [V] \quad (2.2)$$

Cuando se resuelve en las ecuaciones los ejes d y q, da:

$$v_d = R \cdot i_d + \frac{d}{dt} L_d \cdot i_d - \omega_r \cdot L_q \cdot i_q [V] \quad (2.3)$$

$$v_q = R \cdot i_q + \frac{d}{dt} L_q \cdot i_q + \omega_r \cdot L_d \cdot i_d + \omega_r \cdot \lambda_{pm} [V] \quad (2.4)$$

De esto se puede ver que los voltajes en d y q están acoplados por las condiciones  $(-\omega_r \cdot L_q \cdot i_q)$  y  $(\omega_r \cdot L_d \cdot i_d + \omega_r \cdot \lambda_{pm})$ , respectivamente. Estas condiciones actúan como una perturbación de voltaje [13] [p.145] para el control, pero pueden eliminarse mediante el uso de un lazo de desacoplamiento en el controlador de corriente. Las dos principales ventajas de desconectar el controlador de corriente son:

1. Como se muestra a continuación, el modelo de circuito cerrado se simplifica enormemente cuando el circuito de desconexión está conectado al regulador de corriente. Esto simplifica el diseño de control actual.
2. Las corrientes de los ejes d y q se pueden controlar de forma independiente sin interacción. Esto conduce a un control más preciso.

En la figura 2.3 se muestra una representación gráfica del desacople mencionado.

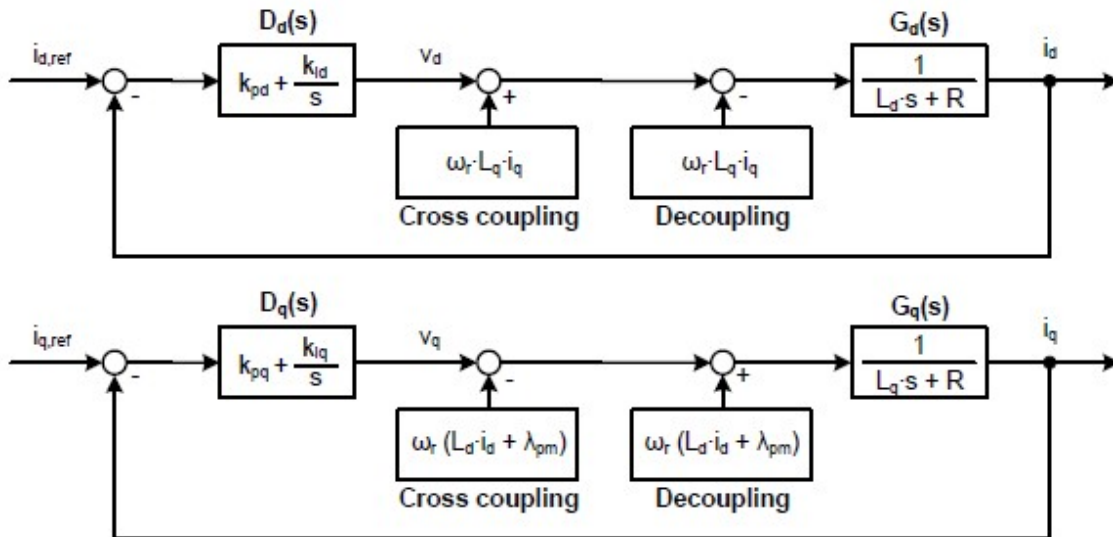


Figura 2.3: Diagrama de dq acoplados y desacoplamiento

Esta representación se ilustra en la figura 2.4 figura 2.5 muestra un motor Sauer Danfoss seleccionado con 12 imanes permanentes. Los ejes d y q también aparecen

aquí y el ángulo representa 90 grados en el sistema eléctrico. En un sistema mecánico esto es equivalente a:

$$\theta_m = \zeta \cdot \frac{2}{n} \quad (2.5)$$

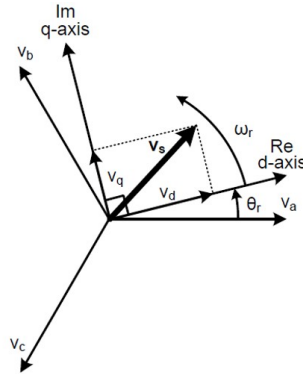


Figura 2.4: dq representación del marco de referencia de los vectores de voltaje de la ecuación.2.3 2.4

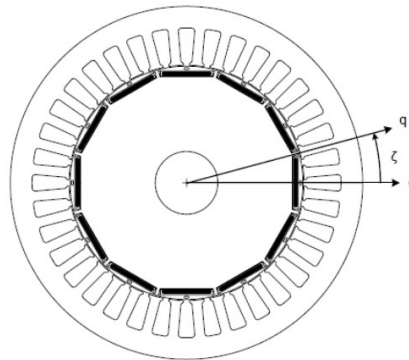


Figura 2.5: Sección transversal del PMSM de Sauer Danfoss elegido que muestra los imanes permanentes y los ejes d y q. [1]

El par electromagnético  $T_e$  proviene del análisis del flujo de potencia en el PMSM. Puede guardar el par como:

$$T_e = \frac{P_{mec}}{\omega_m} [Nm] \quad (2.6)$$

La relación entre la velocidad eléctrica y mecánica es:

$$\omega_m = \omega_r \frac{2}{n} \left[ \frac{rad}{s} \right] \quad (2.7)$$

donde  $n$  es el número de polos. Las siguientes ecuaciones ilustran el flujo de energía a través de la máquina.

$$P_{in} = P_{cu} + P_{stored} + P_{mec} [W] \quad (2.8)$$

Donde:

$$P_{in} = \frac{3}{2} (i_d \cdot u_d + i_q \cdot u_q) [W] \quad (2.9)$$

$$P_{cu} = \frac{3}{2} (i_d^2 \cdot R + i_q^2 \cdot R) [W] \quad (2.10)$$

$$P_{stored} = \frac{3}{2} \left( \frac{d}{dt} Ld \frac{i_d^2}{2} + \frac{d}{dt} Lq \frac{i_q^2}{2} \right) [W] \quad (2.11)$$

$$P_{mec} = \frac{3}{2} \omega_r (\lambda_{pm} \cdot i_q + (Ld - Lq) i_q i_d) [W] \quad (2.12)$$

Esto significa que la cantidad de energía suministrada a la máquina se convierte en energía mecánica y magnética. Ploss es el calor disipado en los devanados y, por lo tanto, las pérdidas en el límite entre la energía eléctrica y la magnética. Pstored es la cantidad de energía magnética presente en el espacio de aire en todo momento, de ahí la derivada. La presencia de flujo en las partes de hierro del motor provoca pérdidas de hierro P<sub>fe</sub>, pero estas se ignoran primero en el modelo. P<sub>mec</sub> es la cantidad de energía transferida al sistema mecánico del motor. Por supuesto, hay pérdidas en el sistema mecánico, por lo que el P<sub>mec</sub> no es la potencia de salida del motor, sino la potencia suministrada al eje. P<sub>mec</sub> se puede escribir:

$$P_{mec} = P_{fric} + P_{out} [W] \quad (2.13)$$

Aquí P<sub>fric</sub> es la suma de las pérdidas mecánicas en el motor. El flujo de energía se muestra en la figura 2.6.

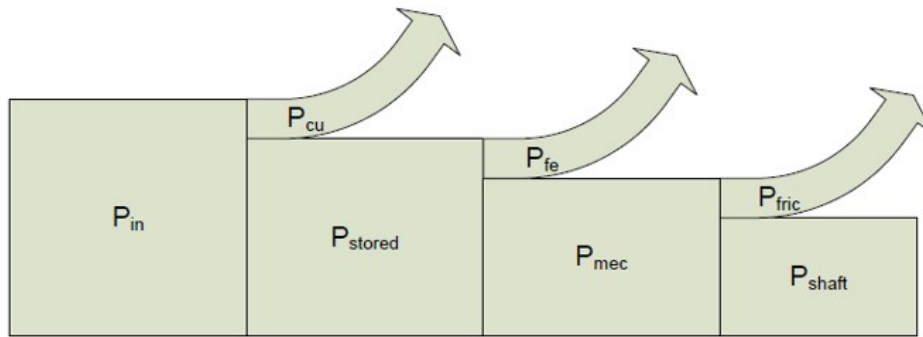


Figura 2.6: Flujo de energía en el PMSM.

El par electromagnético  $T_e$  ahora se puede escribir a partir de las ecuaciones ecuación (2.6) ecuación (2.7) ecuación (2.12) como:

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{n}{2} (\lambda_{pm} \cdot i_q + (Ld - Lq) \cdot i_q \cdot i_d) [W] \quad (2.14)$$

Cuando funciona como motor, el par eléctrico se envía al eje como:

$$T_e = \frac{J \cdot 2}{n} \frac{d}{dt} \omega_r + \frac{B_m \cdot 2}{n} \omega_r + T_{Load} + T_{df} [Nm] \quad (2.15)$$

Dónde:

- $J$  es el momento de inercia.
- $B_m$  es el coeficiente de viscosa.
- $T_{load}$  es el par de torsión aplicado al eje.
- $T_{df}$  es la fricción seca.
- $n$  es el número de polos.
- $\omega_r$  es la velocidad angular eléctrica.

## 2.2. Control PMSM

Actualmente existen dos estrategias principales de control vectorial para motores de AC síncronos y asíncronos: control de campo direccional (FOC, *Field Oriented Control*) y control de par directo (DTC, *Direct Torque Control*) [11] [14].

Existe una gran cantidad de estudios comparativos entre las dos estrategias de control FOC y DTC [15] [16] [17]. Puede encontrar una tabla detallada de los pros y los contras de DTC y FOC en Wikipedia - Direct Torque Control (2013) [18] .

### 2.2.1. DTC Control de Par Directo

El DTC fue introducido por Takahashi en 1984, esta nueva técnica se caracterizó por su simplicidad y robustez [15]. La idea básica de esta idea es controlar el par y el flujo mediante la selección correcta de vectores de voltaje que están directamente relacionados con el deslizamiento de frecuencia y el par [19].

El control directo de par (DTC) es un control vectorial. Las variables de control son el enlace de flujo y el par y el principio es seleccionar directamente los vectores de voltaje de acuerdo con la diferencia entre el valor de referencia y el par real y el valor de flujo. Los errores de torque y flujo se comparan con comparaciones de retardo de dos niveles. Ver figura 2.7. Luego, dependiendo de las salidas de los comparadores y del campo angular  $m$ , se selecciona un vector de voltaje del cuadro de distribución óptimo. Dado que la opción es para la salida de retraso, no importa si los errores son grandes o pequeños, la salida será la misma. El esquema de control se basa en otra representación de la ecuación del par motor ecuación (2.16) como se muestra aquí en la ecuación 2.17 [20].

$$T_e = \frac{3n}{2} (\lambda_{pm} \cdot i_q + (L_d - L_q) \cdot i_q \cdot i_d) [W] \quad (2.16)$$

$$T_e = \frac{3n}{2} \frac{|\lambda_s|}{L_d \cdot L_q} (2 \cdot \lambda_{pm} \cdot L_q \cdot \sin(\delta) - |\lambda_s| \cdot (L_q - L_d) \cdot \sin(2\delta)) [Nm] \quad (2.17)$$

Ventajas	Desventajas
Respuesta rápida	Ondulación de par grande
	Sin control directo de corrientes

Tabla 2.1: Ventajas y Desventajas del Control DTC

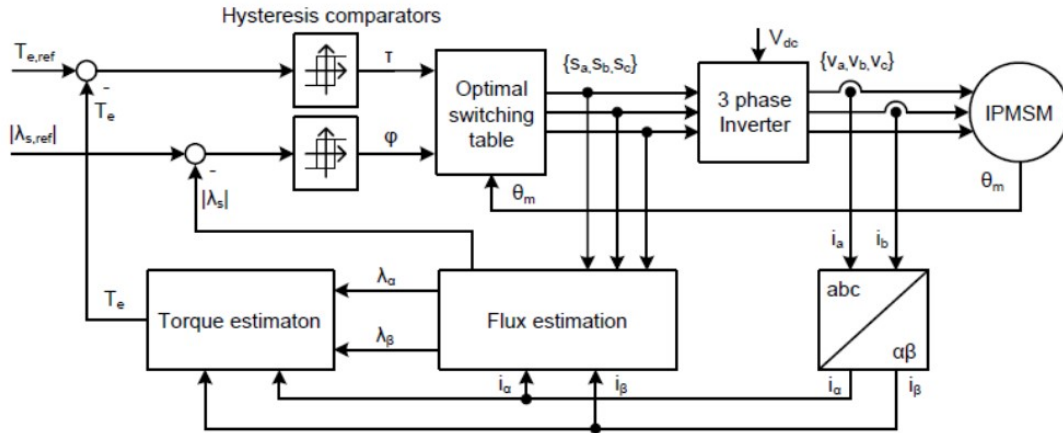


Figura 2.7: Diagrama de bloques para la estrategia de control directo de par para un PMSM.

### 2.2.2. FOC Control Orientado a Campo

La idea de FOC fue propuesta por Blaschke de Siemens © Alemania en 1971 y fue desarrollada originalmente para controlar motores de inducción [21] [15] [22].

Este desarrollo fue posible gracias a una de las aportaciones más importantes en el campo de la energía electrónica del siglo XX, la transformada de Park [23].

Esta transformación permite el análisis de máquinas síncronas y asíncronas. Esta nueva transformación convierte ecuaciones diferenciales con coeficientes variables a lo largo del tiempo en ecuaciones con coeficientes fijos. Esto esencialmente cambia la estructura dinámica no lineal del motor de AC en una especie de motor de DC excitado por separado, que separa el flujo magnético y la corriente de par electromagnético. Esta idea implica que los componentes de la corriente deben estar orientados en fase (componente de flujo) y ser cuadrados o rectangulares (elemento de par) en el portador de flujo del rotor. Esto se logra controlando no solo la amplitud y frecuencia de las señales de excitación, sino también el ángulo de fase [24], que permite que el motor alcance el par máximo [16]. Hoy en día, FOC es una técnica integrada y madura desde un punto de vista industrial [15] y ha sido una innovación significativa para ASD, una industria con un valor de más de 4.800 millones de euros [25].

El propósito del control de orientación FOC, también llamado control vectorial de flujo, es controlar las variantes del par de referencia en tiempo real y, por lo tanto, controlar la velocidad mecánica del rotor. El par de salida del PMSM está relacionado con las corrientes del estator y, por lo tanto, esta estrategia de control requiere realimentación del estator de la corriente.

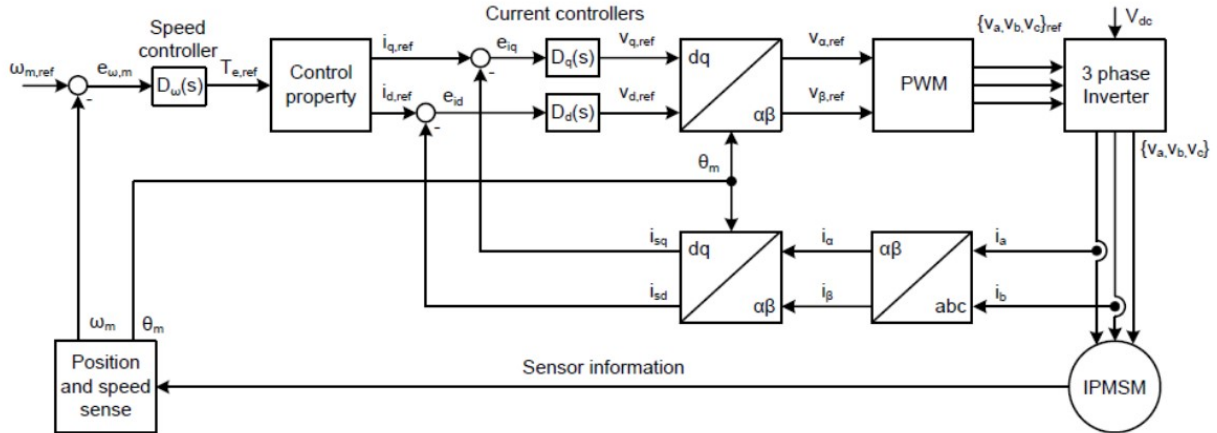


Figura 2.8: Diagrama de bloques de la estrategia de control orientada al campo para un PMSM.

Ventajas	Desventajas
Buena respuesta al par	Retroalimentación de corriente necesaria
Control de velocidad preciso	Muchos cálculos de transformación
Par completo a velocidad cero	

Tabla 2.2: Ventajas y Desventajas del Control FOC

### 2.3. Elección de control

Los métodos de control analizados se basan en ideas muy diferentes, con diferentes ventajas y desventajas. Para una respuesta dinámica rápida, una estrategia de par instantáneo DTC es una buena opción, pero se queda atrás con grandes fluctuaciones de par y baja inestabilidad en estado estable. La pregunta es si el conductor se ve afectado alguna vez por estas características de torque, pero esta discusión se omite en este informe. Por naturaleza, el control de campo de FOC responderá más lentamente que el control de torque directo, pero esta estrategia sigue siendo la más adecuada para usar cuando se enfoca en los beneficios educativos. Esta estrategia cubre tanto la teoría detrás de las transformaciones del sistema de informes, la teoría de control y la teoría de PWM, y las propiedades de control que se pueden aplicar son amplias, por nombrar algunas:

- Control de ángulo de par constante (CTAC)
- Control uniforme del factor de potencia (UPFC)
- Control de flujo constante del estator (CSFC)
- Control de rendimiento máximo: prueba de pérdida de claves (MEC)
- Control de par máximo por amperio (MTPAC),

ya que las corrientes de los ejes  $dq$  se pueden controlar por separado. Por tal motivo se selecciona la estrategia FOC de entre estas estrategias de control.

## 2.4. Propiedad de control

*Maximum torque per ampere control* (MTPAC) El propósito de esta propiedad es obtener el vector espacial de la corriente mínima del estator de la máquina para un par electromagnético dado y, por lo tanto, obtener el par máximo por amperio. Las corrientes de los ejes  $d$  y  $q$  deben controlarse, por lo que también se utiliza el par de reluctancia IPMSM. La relación entre el par y la corriente  $T_e/|I_s|$  en la ecuación ecuación (2.18), se puede minimizar diferenciando  $T_e$  con respecto al ángulo de torsión y estableciendo la expresión en cero. [26].

$$\begin{aligned}
 T_e &= \frac{3}{2} \cdot \frac{n}{2} (\lambda_{pm} \cdot |i_s| \cdot \sin(\alpha) + (L_d - L_q) \cdot |i_s|^2 \cdot \sin(\alpha) \cdot \cos(\alpha)) \Leftrightarrow \\
 T_e &= \frac{3}{2} \cdot \frac{n}{2} \left( \lambda_{pm} \cdot |i_s| \cdot \sin(\alpha) + \frac{1}{2} \cdot (L_d - L_q) \cdot |i_s|^2 \cdot \sin(2\alpha) \right) \rightarrow \quad (2.18) \\
 \frac{d}{d\alpha} T_e &= \frac{3}{2} \cdot \frac{n}{2} (\lambda_{pm} \cdot |i_s| \cdot \cos(\alpha) - (L_d - L_q) \cdot |i_s|^2 \cdot \cos(2\alpha)) \\
 &= (\lambda_{pm} \cdot |i_s| \cdot \cos(\alpha) + (L_d - L_q) \cdot |i_s|^2 \cdot \cos(2\alpha)) = 0 \quad (2.19)
 \end{aligned}$$

De ahí obtenemos las ecuaciones ecuación (2.20) y ecuación (2.21). El par máximo por amperio se logra satisfaciendo estas ecuaciones para  $|i_s|$  con.

$$i_d = \frac{\lambda_{pm} - \sqrt{\lambda_{pm}^2 + 8(L_d - L_q)^2 |i_s|^2}}{4(L_d - L_q)} [A] \quad (2.20)$$

$$i_q = \sqrt{|i_s|^2 - i_d^2} [A] \quad (2.21)$$

Al utilizar esta propiedad, la relación entre el par  $T_e$  y la amplitud de la corriente " $|i_s|$ " de cero a la corriente máxima debe conocerse de anteriormente. De lo contrario, en las ecuaciones ecuación (2.20) y ecuación (2.21) habrá una variable desconocida. Esto significa que un comando de par dado debe revelar la cantidad apropiada de corriente, y el  $i_d$  y el  $i_q$  correspondientes se calculan sobre esta base. En comparación con otras propiedades de control, esta propiedad es más compleja y requiere más potencia de cálculo para el controlador debido a sus funciones de raíz cuadrada y raíz cuadrada.

La propiedad MTPAC conduce a un mejor rendimiento en términos de requisitos de corriente y VA, factor de potencia y eficiencia. La elección obvia sería CTAC debido a la simplicidad y mayores ventajas de MTPAC. Sin embargo, el desafío educativo y el interés académico de MTPAC se considera más valioso, por lo que se eligió a MTPAC para el diseño del sistema de control.

## 2.5. Modulación de ancho de pulso PWM

El voltaje de DC se puede convertir en voltajes trifásicos a través de un puente convertidor trifásico. La tensión de entrada de DC se ajusta a la forma de onda deseada activando secuencias de conmutación específicas en los interruptores del inversor. El método de generar una secuencia de conmutación se conoce como modulación de ancho de pulso (PWM).

El puente inversor, como se muestra en la figura 2.9, tiene entradas conectadas a sus interruptores. Así, cuando la señal de conmutación  $q_A$ ,  $q_B$  y  $q_C$  es alta, el interruptor superior de cada rama del inversor está cerrado, pero los interruptores inferiores están abiertos. Cuando la señal del interruptor es baja, el interruptor superior se abre mientras que el interruptor inferior se cierra al mismo tiempo. Pero depende del tiempo de encendido y apagado y puede causar un cortocircuito si el tiempo de apagado es mayor que el tiempo. Para evitar esto, se pueden introducir retrasos en el software o el hardware. El inversor utilizado en el proyecto tendrá un retardo de programación de  $1\mu s$  y un rango de voltaje de entrada de 5 a 48V.

Hay muchos métodos de modulación, modulación de pulso de onda sinusoidal (SPWM), inyección de tercer armónico (THIPWM) y modulación de vector espacial (SVM), por nombrar algunos. Estos métodos pertenecen a la categoría de métodos PWM basados en vectores. Básicamente, existen dos técnicas para aplicar métodos basados en vectores, la técnica de intersección de triángulos y el método aritmético directo. La técnica de cruce de triángulos utiliza una señal de referencia y una onda triangular para generar una señal PWM, similar a SPWM y THIPWM. El método aritmético directo calcula de antemano el ciclo operativo para cada período de muestreo, como en SVM, [27]. Pero este capítulo se limita a una única modulación de ancho de pulso (SPWM).

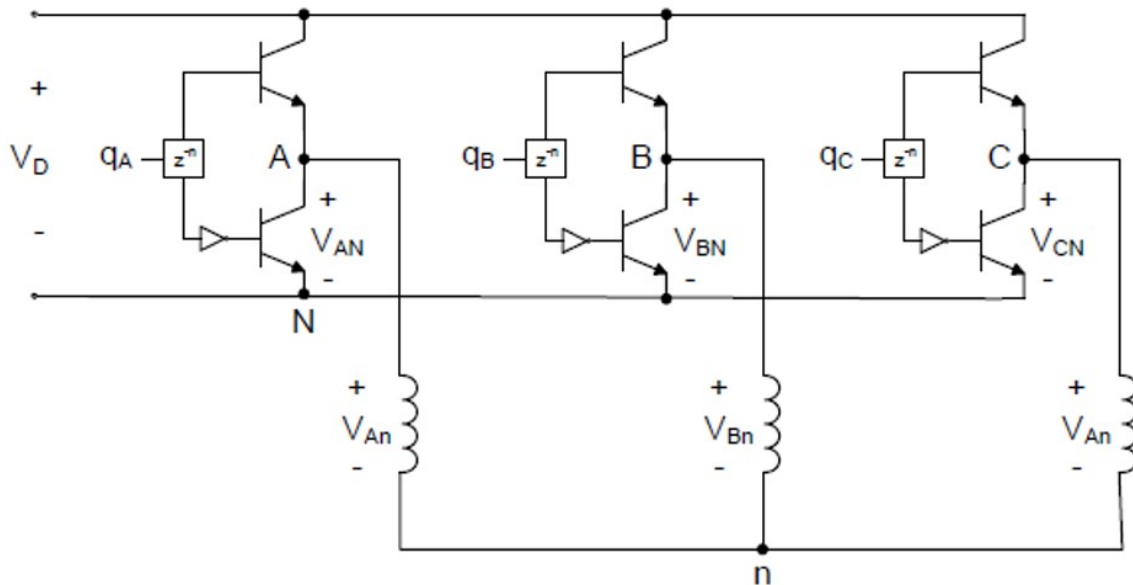


Figura 2.9: Diagrama Puente inversor trifásico.

### 2.5.1. Modulación de ancho de pulso sinusoidal (SPWM)

La señal PWM se genera comparando una señal de referencia de frecuencia relativamente baja,  $v_{ref}$ , con una señal triangular de frecuencia relativamente alta,  $v_{tri}$ , generando una señal de conmutación de acuerdo con la ecuación 2.22.

$$\begin{aligned} v_{ref, x} \leq v_{tri, x} &\rightarrow q_x = 1 \\ v_{ref, x} > v_{tri, x} &\rightarrow q_x = 0 \end{aligned} \quad (2.22)$$

donde  $x = A, B$  o  $C$  se refiere a una de las tres fases.

Esto genera una serie de pulsos de diferentes amplitudes promediando cada período de muestreo. Estos pulsos controlan los interruptores, creando un voltaje pulsado de salida aplicado a la carga. La corriente de salida contiene inevitablemente armónicos más altos, pero esto se compensa con la ventaja de que puede controlar la amplitud y frecuencia de salida dentro de un cierto rango. En SPWM,  $v_{ref}$  es una señal sinusoidal pura que produce una señal sinusoidal con una carga inductiva.

### 2.5.2. Índice de configuración para SPWM

Los voltajes de salida máximos de línea a neutro,  $V_{An}$ ,  $V_{Bn}$  y  $V_{Cn}$  que puede utilizar un inversor se producen cuando el inversor funciona en el llamado modo de seis pasos. Esta operación consiste en ondas cuadradas en las que cada rama del inversor se mantiene de 180 a 120 entre fases y luego permanece durante 180. La tensión máxima de fase a neutro se puede calcular a partir de las tensiones de polo  $V_{AN}$ ,  $V_{BN}$  y  $V_{CN}$  utilizando las ecuaciones, ecuación (2.23) ecuación (2.24) ecuación (2.25) ecuación (2.26).

$$V_{An} = V_{AN} - V_{nN} \quad (2.23)$$

$$V_{Bn} = V_{BN} - V_{nN} \quad (2.24)$$

$$V_{Cn} = V_{CN} - V_{nN} \quad (2.25)$$

$$V_{nN} = \frac{1}{3} (V_{AN} + V_{BN} + V_{CN}) \quad (2.26)$$

Los voltajes entre los polos y la fase a neutro en el modo de seis pasos se muestran en las Figuras 2.10 y 2.12.

La figura 2.12 muestra que el voltaje de fase a neutro más alto posible es  $2/3$  VDC, pero es una onda cuadrada. La potencia de salida más alta de una onda sinusoidal se puede encontrar calculando el componente fundamental de la serie de Fourier de una onda cuadrada de seis grados. La serie de Fourier para la función única se muestra en la ecuación 2.27.

$$b_h = \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi} f(t) \cdot \sin(h\omega t) d(\omega t), h = 1, 3, 5, \dots \quad (2.27)$$

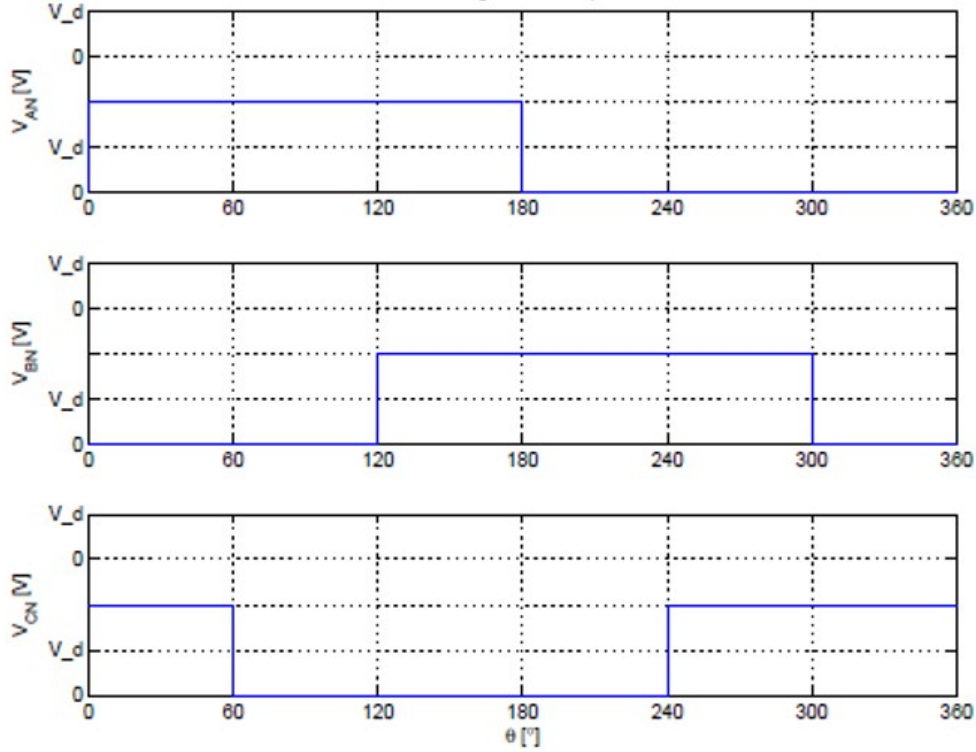


Figura 2.10: VAN, VBN y VCN en modo de seis pasos

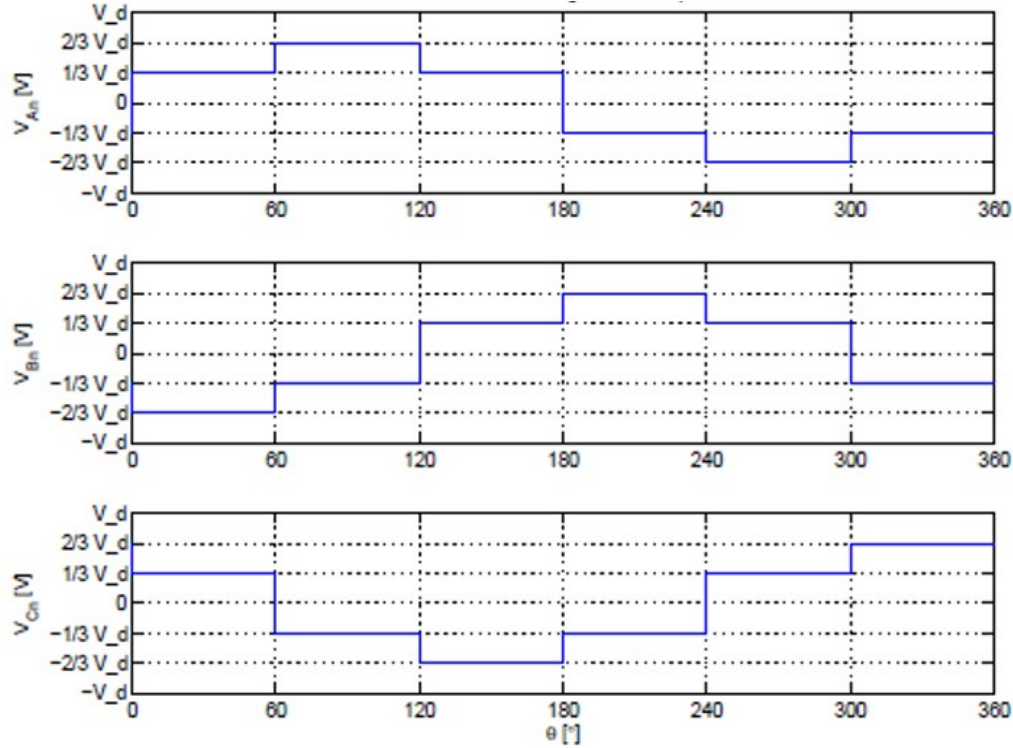
Para el elemento fundamental de la serie de Fourier,  $h = 1$  y los cálculos se presentan en la ecuación 2.28 para la fase A. El valor es el mismo para las otras fases.

$$\begin{aligned}
 V_{max, sixstep} &= \frac{2}{\pi} \left( \int_0^{\frac{\pi}{3}} \frac{V_{DC}}{3} \sin(\omega t) d(\omega t) + \int_{\frac{\pi}{3}}^{\frac{2\pi}{3}} \frac{2V_{DC}}{3} \sin(\omega t) d(\omega t) + \int_{\frac{2\pi}{3}}^{2\pi} \frac{V_{DC}}{3} \sin(\omega t) d(\omega t) \right) \\
 &= \frac{2}{\pi} V_{DC}
 \end{aligned} \tag{2.28}$$

La ecuación 2.28 muestra la potencia sinusoidal más alta posible que el inversor puede proporcionar para una tensión de conexión de DC determinada. La comparación de este número con el voltaje de salida más alto posible para un método PWM en particular produce un factor de aumento de voltaje útil, llamado índice de modulación,  $m_a$ . La ecuación 2.29 muestra la definición de  $m_a$ .

$$m_a = \frac{V_{max}}{V_{sixstepmax}} \tag{2.29}$$

donde  $V_{max}$  es el voltaje máximo de fase neutra que se puede obtener para un método PWM particular. Como se mencionó anteriormente, la señal de referencia,  $v_{ref}$ , para SPWM es una señal sinusoidal pura. El valor pico a pico más alto que se puede obtener es el voltaje de conexión DC,  $V_{DC}$ . Por tanto, la amplitud máxima

Figura 2.11:  $V_{An}$ ,  $V_{Bn}$  y  $V_{Cn}$  en modo de seis pasos

de la señal de referencia es  $V_{DC} / 2$ , que da tensión a la fase neutra de la misma amplitud:

$$V_{SPWM_{max}} = \frac{V_{DC}}{2} \quad (2.30)$$

Esto da un índice de configuración máximo:

$$m_a, SPWM_{max} = \frac{V_{SPWM_{max}}}{V_{sixstep_{max}}} = \frac{\frac{V_{DC}}{2}}{\frac{2}{\pi} V_{DC}} = \frac{\pi}{4} \approx 0.785 \quad (2.31)$$

Como muestra la ecuación 2.31, SPWM usa solo el 78.5% de la potencia de los inversores. Esto se puede mejorar a medida que aparezcan métodos posteriores. La figura 2.13 muestra el diagrama de bloques de SPWM. La implementación consiste solo en señales de referencia y comparación con la onda portadora para formar las señales PWM.

Al examinar el índice de configuración, el método SPWM tiene el más bajo. Esto deja la opción entre los métodos THIPWM o SVM. De [28][p. 98] se ha informado que estos métodos generan señales PWM idénticas y se concluye que no hay diferencia entre los dos métodos. La principal diferencia es la aplicación. SVM necesita más cálculos, mientras que THIPWM necesita buscar valores en tablas de búsqueda. En este sentido y el hecho de que estos métodos se utilizan con mayor frecuencia, como se describe en [28][p. 93] y [29][p. 52], para fines educativos es una aplicación más interesante el SPWM. Por lo tanto, se selecciona para su uso en diseño.

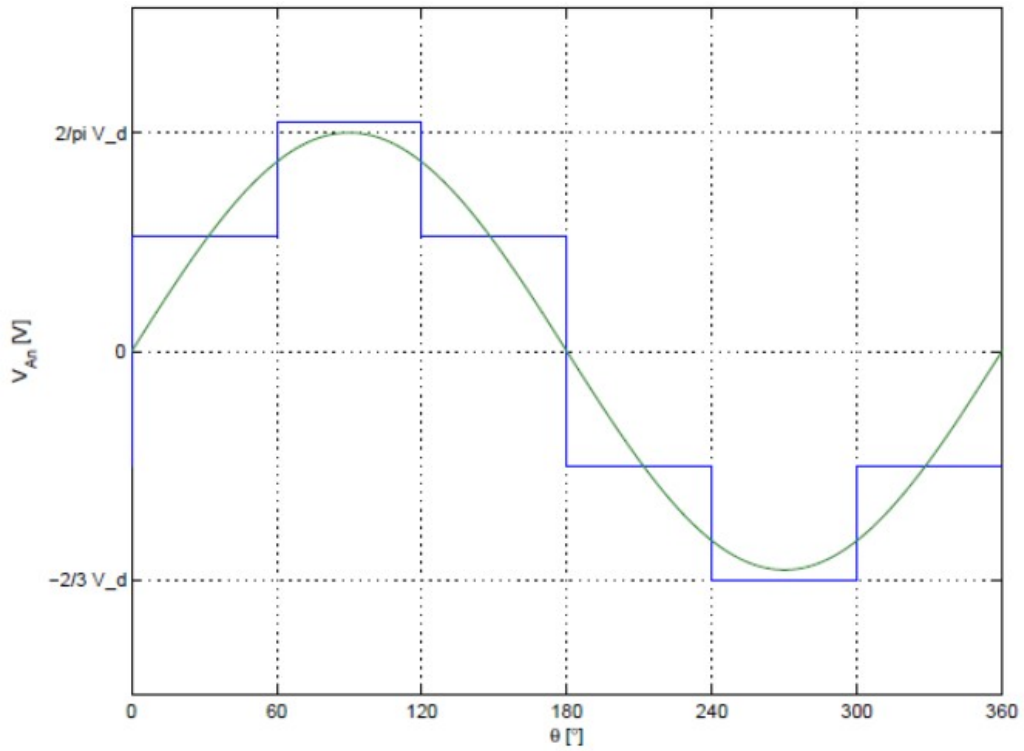


Figura 2.12: La onda sinusoidal fundamental del modo de seis pasos (Voltaje Línea a Neutro).

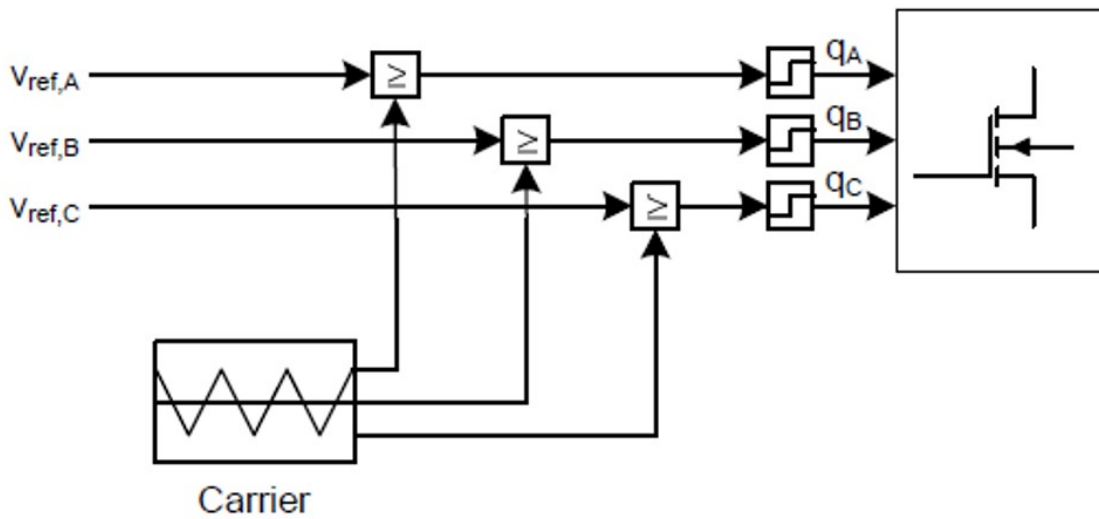


Figura 2.13: Esquema de bloques para SPWM.

### 3 Diseño y simulación

Los diseños implementados en este capítulo se han realizado teniendo en cuenta los valores básicos presentados en la Tabla 3.1 y teniendo en cuenta las siguientes valores necesarios o requeridos fueron calculadas en el proceso con fines educativos para aplicar la teoría vista

Parámetro	Unidad	Valor
VDC Link	[V]	500
Inductancia eje D	[mH]	0.028135176
Inductancia eje Q	[mH]	0.006921819
Resistencia estator	[ $\Omega$ ]	2.05
Numero de pares de polos		6
Inercia del rotor	[ $10^{-3} \text{ kgm}^2$ ]	0.00325
Momento de inercia	[ $10^{-3} \text{ kgm}^2$ ]	0.00325*1

Tabla 3.1: Parámetros del Motor

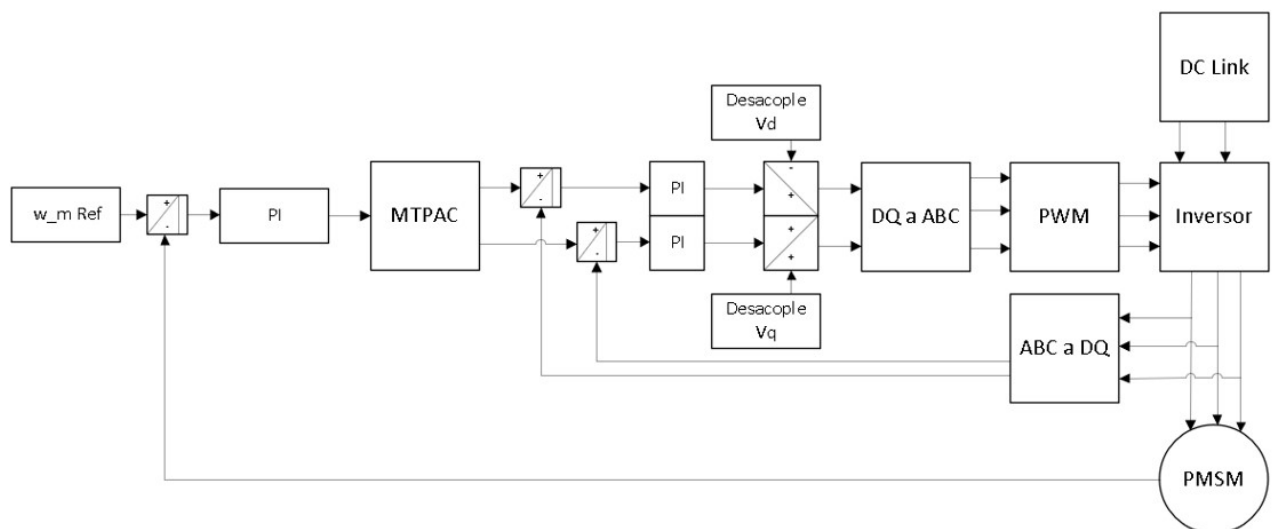


Figura 3.1: Diagrama – Bloques del sistema

### 3.1. PMSM

#### 3.1.1. Corriente DQ

Para simular el motor se utilizan las ecuaciones, 2.3, 2.4, de la pagina 7. La entrada al modelo de Simulink debe ser la fuente de voltaje (inversor trifásico). Se aísla  $i_d$  -  $i_q$  y obtenemos:

$$\int_0^\infty \frac{U_q - R_s i_q - \omega_r L_d i_d - \omega_r \psi_{PM}}{L_q} dt = i_q \quad (3.1)$$

$$\int_0^\infty \frac{U_d - R_s i_d + \omega_r L_q i_q}{L_d} dt = i_d \quad (3.2)$$

Donde:

$\omega_r$  - velocidad eléctrica del rotor

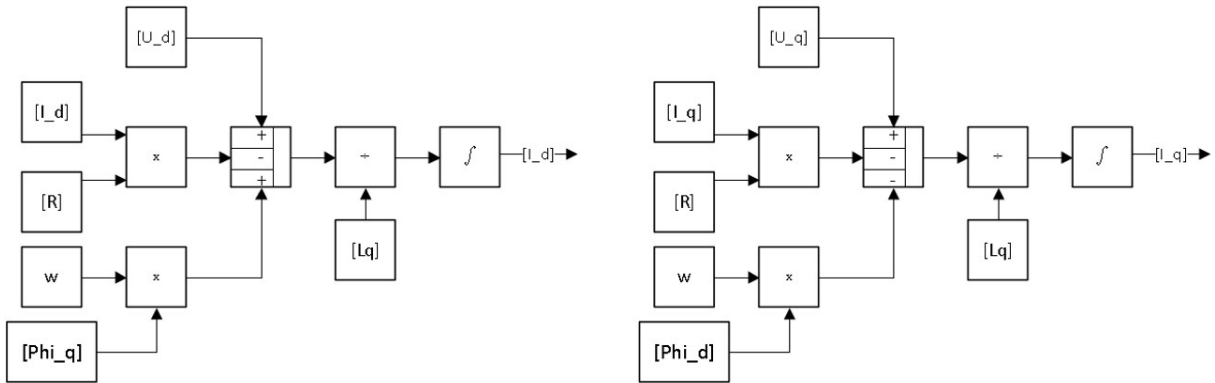
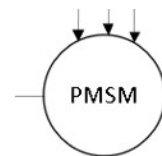


Figura 3.2: Diagrama corriente DQ

#### 3.1.2. Torque

El par electromagnético  $T_e$  de la ecuación 2.14 se obtiene como se muestra en la ecuación 3.3 y posteriormente se implementa como se observa la figura 3.3 :

$$T_e = \underbrace{\frac{3}{2} \cdot p \cdot \psi_{PM} \cdot i_q}_{\text{Electro-magnetic Torque}} + \underbrace{\frac{3}{2} \cdot p \cdot (L_d - L_q) i_d \cdot i_q}_{\text{Reluctance Torque}} \quad (3.3)$$



Donde:

$i_d$   $i_q$  - corrientes directas y en cuadratura

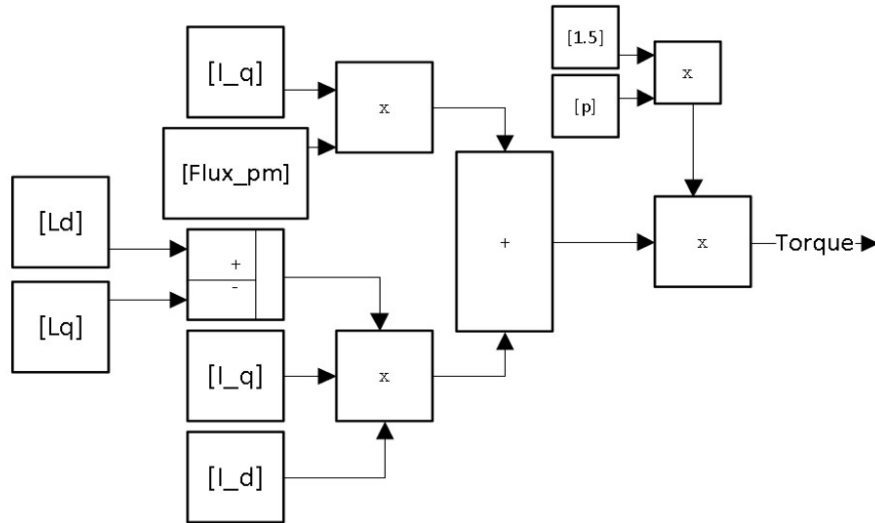


Figura 3.3: Diagrama Torque

### 3.1.3. Velocidad, Posición Angular

Para obtener la velocidad mecánica, se utiliza el modelo mecánico. Con referencia a la ecuación 2.15 esto se puede escribir como en la ecuación 3.4

$$T_e = T_L + B\omega_m + J\frac{d\omega_m}{dt} \quad (3.4)$$

despejamos la velocidad de la ecuación y obtenemos:

$$\int_0^\infty \frac{T_e - T_L - B\omega_m}{J} dt = \omega_m \quad (3.5)$$

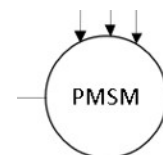
y para obtener la posición angular se utiliza la siguiente ecuación:

$$\int_0^\infty \omega_m dt = \theta_m \quad (3.6)$$

Donde:

$T_L$  - Par de carga

$B$  - Factor de fricción



$J$  - Momento de inercia

$\omega_m$  - Velocidad mecánica del rotor

por ultimo implementamos lo obtenido como se observa en la figura 3.4

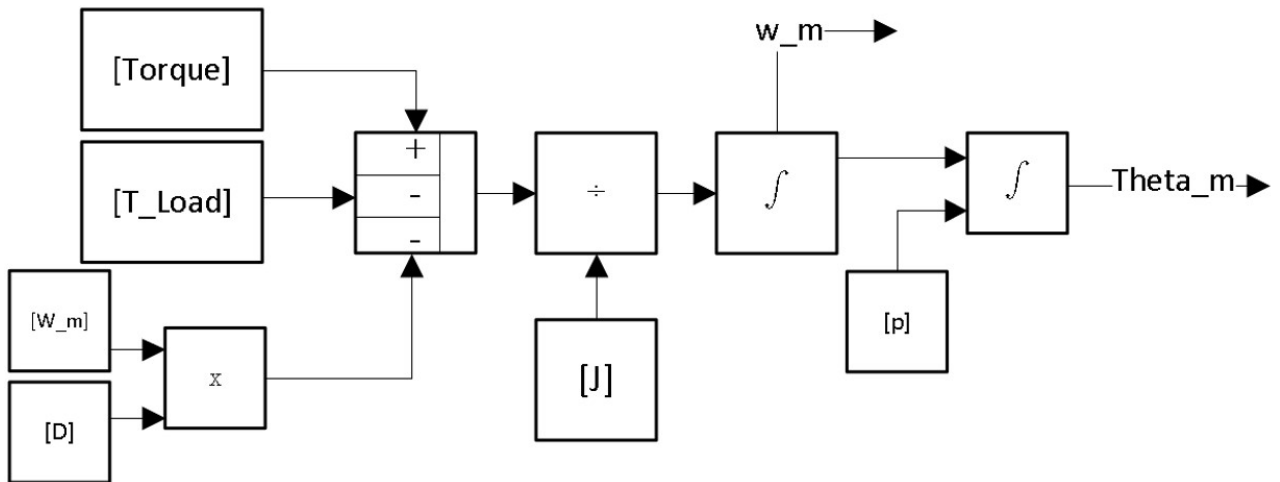
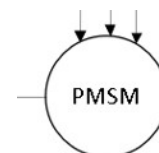
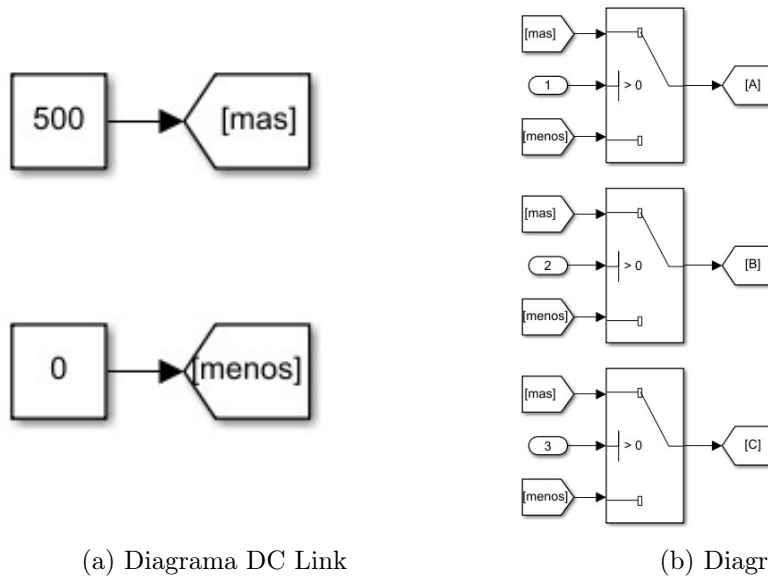


Figura 3.4: Diagrama Velocidad, Posición Angular



### 3.2. Dc Link e Inversor

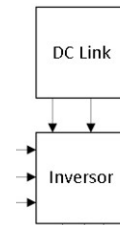
En este apartado se muestra como fue implementado el sistema de inversor y el pwm, tomando como referencia lo visto en la sección 2.5.2.



(a) Diagrama DC Link (b) Diagrama Inversor

Figura 3.5: Modelos implementados de DC Link e Inversor implementado

Recordando que para poder observar las señales del inversor (no solo el tren de pulso que no nos da una respuesta favorable de trabajar), se realizó el calculo que obtención de AB,BC,CA, como se observa en la figura 3.6.



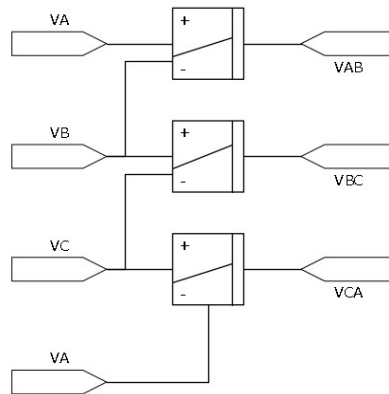


Figura 3.6: Diagrama Cálculo Voltaje (AB,BC,CA)

También se obtuvo  $V_n$

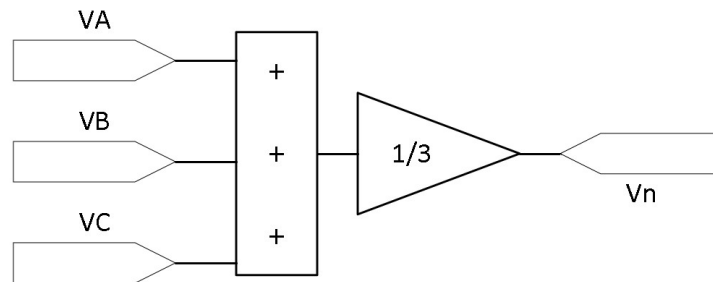
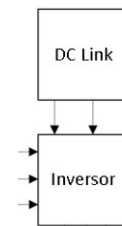


Figura 3.7: Diagrama Cálculo Voltaje ( $V_n$ )

Y por último gracias a todo lo anterior implementado podemos obtener  $A_n$ ,  $B_n$ ,  $C_n$ .



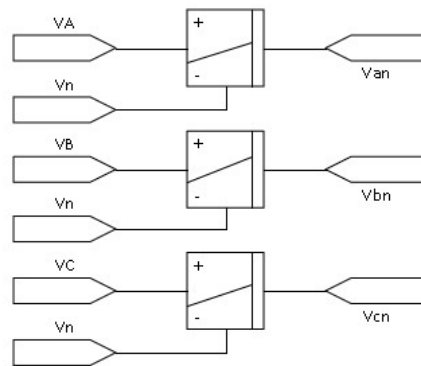


Figura 3.8: Diagrama Calculo Voltaje (An, Bn, Cn)

Que posterior mente pasaremos por un filtro para ver la señal resultante que esta entrando al PMSM.

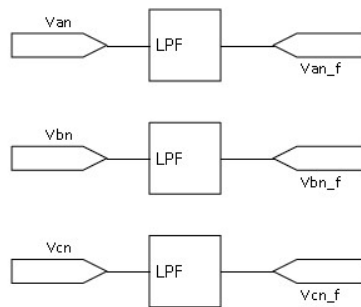
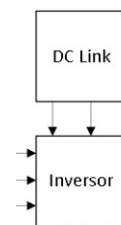


Figura 3.9: Diagrama Calculo Voltaje Filtrado (An, Bn, Cn)



### 3.3. PWM

Por lo visto en la teoría en 2.5.2, se aplica el esquema 2.13, quedando de la siguiente manera:

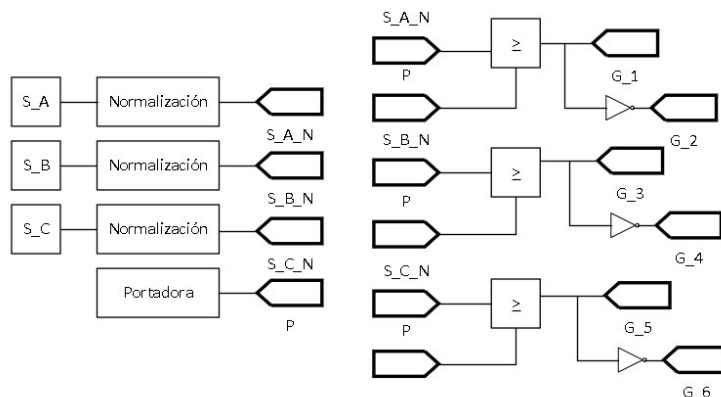


Figura 3.10: Diagrama PWM

Recordemos que el pwm hace una comparación entre la señal de referencia y una portadora estas tienes que estar en límites de amplitud de 0 a 1. La normalización que se implemento para cumplir con este requisito en las señales de referencia.

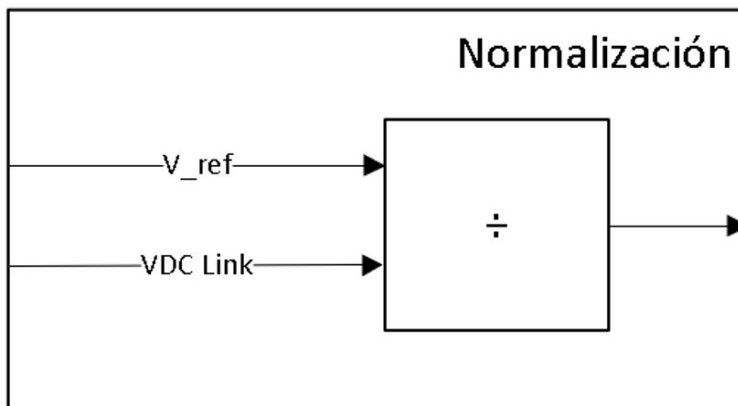
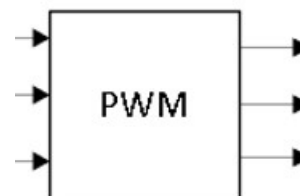


Figura 3.11: Diagrama Normalización PWM



### 3.4. Transformación DQ a ABC

A continuación, se muestra el sistema para convertir DQ a ABC gracias a la Transformación directa en cuadratura cero (transformada de Clarke y Park ) se toma la siguiente ecuación:

$$\begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} d \\ q \end{bmatrix} \quad (3.7)$$

Implementando lo anterior queda de la siguiente manera:

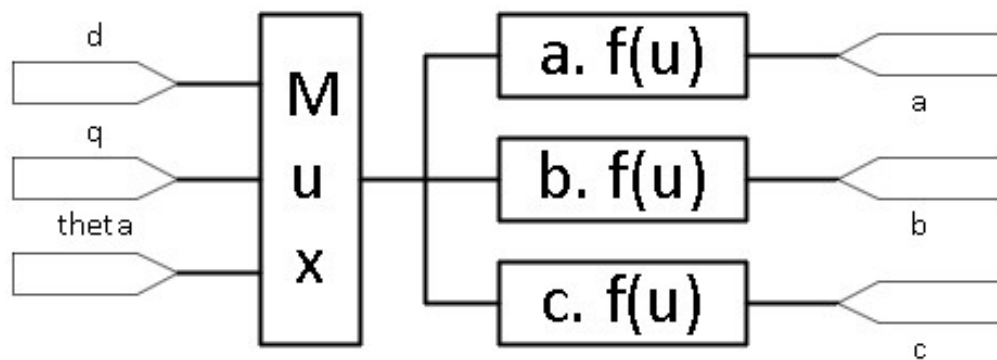


Figura 3.12: Diagrama DQ a ABC



### 3.5. Desacople VD, VQ

De las ecuaciones 2.3 y 2.4 se puede ver que los voltajes de los ejes d y q están acoplados en cruz por los términos  $(\omega_r \cdot Lq \cdot iq)$  y  $(\omega_r \cdot (Ld \cdot id + pm))$ , respectivamente como se observa en 2.3 y se implementa el desacoplamiento de la siguiente manera:

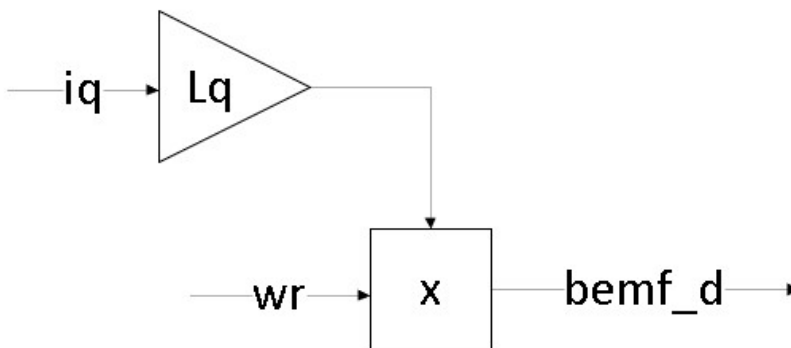


Figura 3.13: Desacople eje D

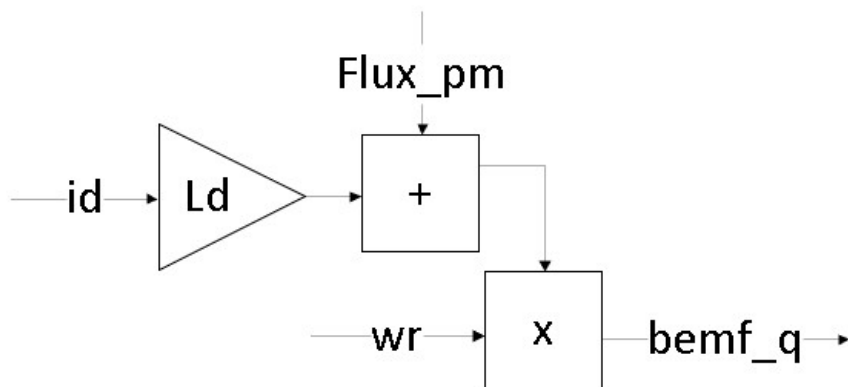
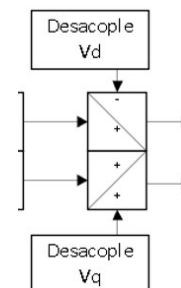


Figura 3.14: Desacople eje Q



### 3.6. Sistema Proporcional Integral (Eje D-Q)

Siguiendo la base que se representa en el capítulo A y lo visto en 4.5, el control PI, se implementó de la siguiente manera:

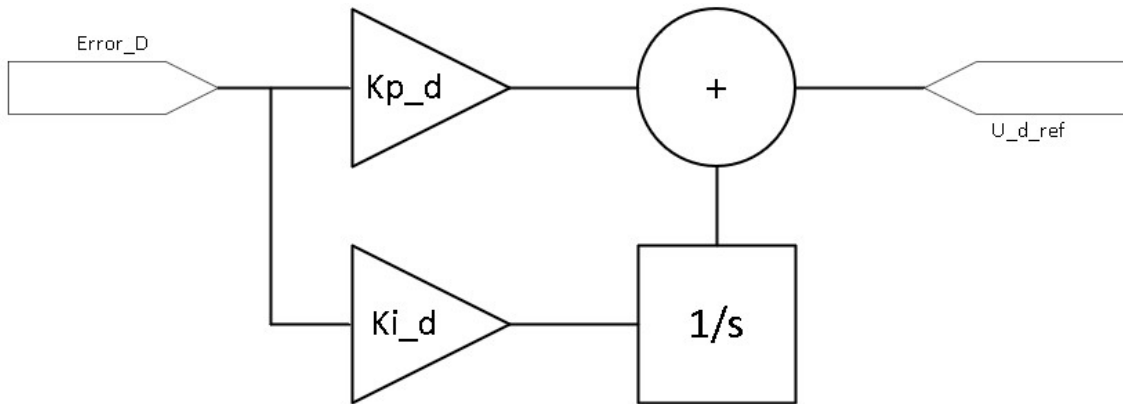


Figura 3.15: PI eje D

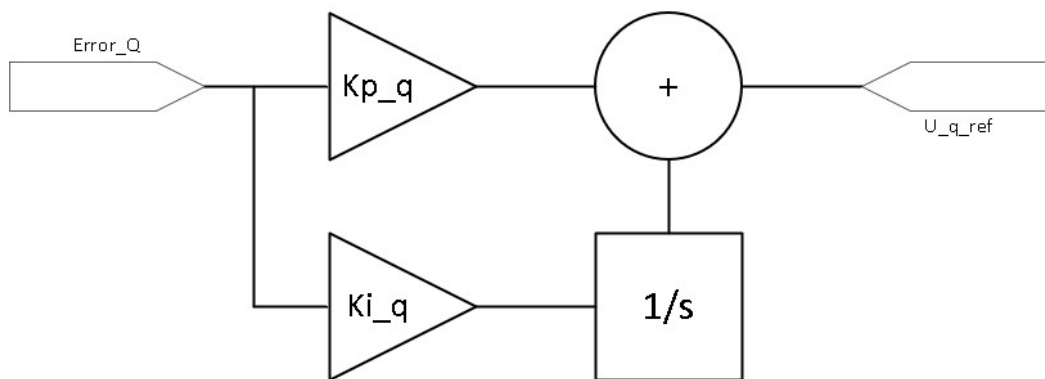
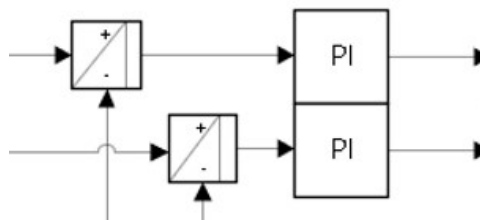


Figura 3.16: PI eje Q

Cabe recordar que la sintonización de los parámetros fue de manera manual como se muestra en el capítulo 4.5



### 3.7. Control Par, Propiedad MTPAC (*Maximum torque per ampere*)

De la ecuación 2.20 y 2.21 se implementa el sistema MTPA como se explica en el capítulo 2.4

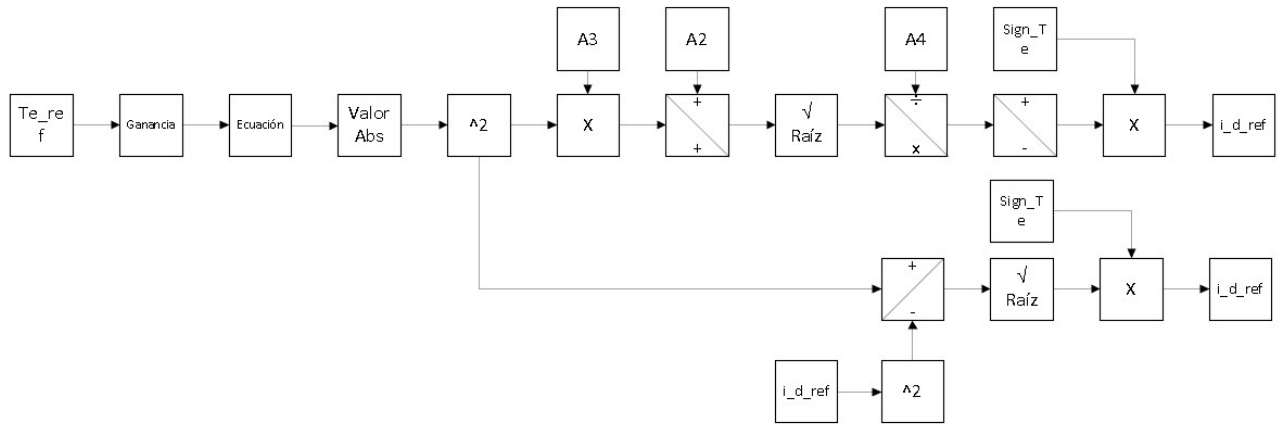


Figura 3.17: Diagrama MTPA

El bloque que se observa de “ganancia y el de ecuación” se implementaron de la siguiente manera:

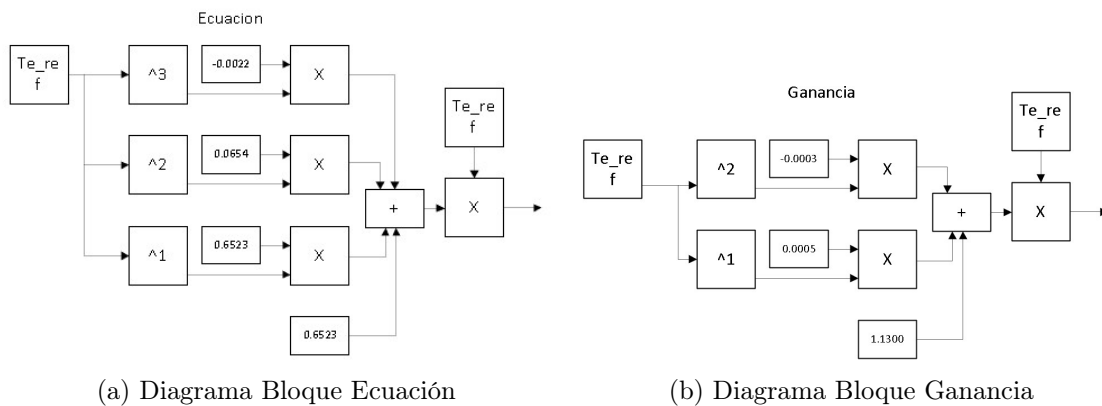
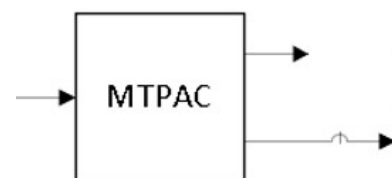


Figura 3.18: Diagramas de los bloques internos MTPA



### 3.8. Sistema Proporcional Integral ( $\omega_m$ )

Al igual que el control PI de los ejes d y q de corriente, se aplico el PI de  $\omega_m$  y la sintonización se muestra en el capítulo 4.7

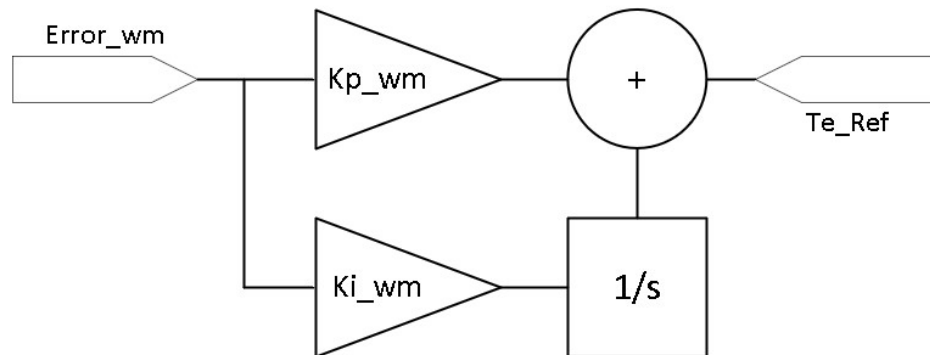
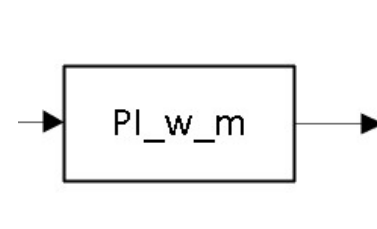


Figura 3.19: PI  $\omega_m$



### 3.9. Sistemas implementados Ideal vs Real

Sistemas implementados, La figura 3.21 es la versión mas aproximado a lo real (físico) y la figura 3.20 es el sistema ideal (carece de un pwm, inversor y dc link , los dos sistemas se implementaron de la mano, ya que para realizar cada subsistema primero se realizaban pruebas en el sistema ideal y posteriormente se acoplaba en el real.

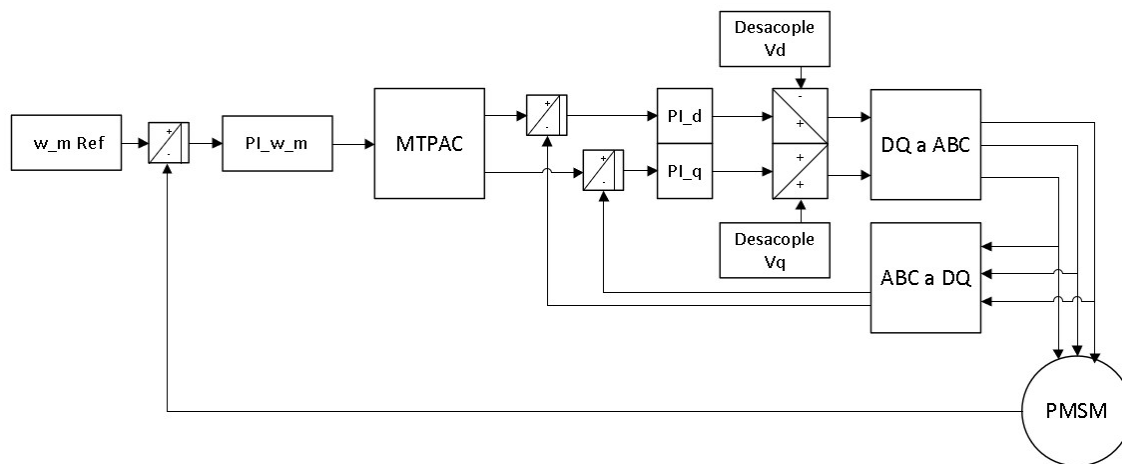


Figura 3.20: Diagrama – Bloques del sistema ideal

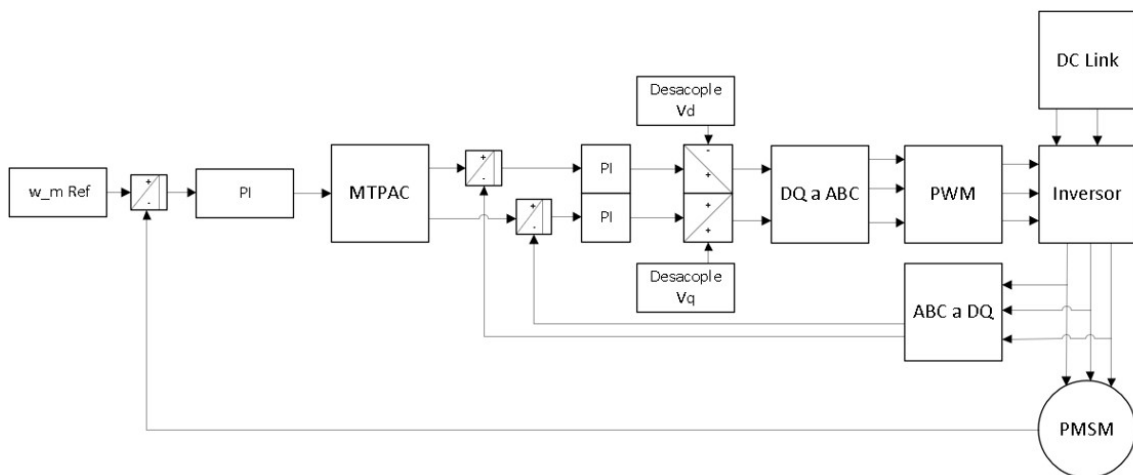


Figura 3.21: Diagrama – Bloques del sistema real

## 4 Análisis de resultados

Este capítulo presenta los resultados de los componentes del sistema del diseño, analizados para su mejor comprensión y análisis óptimo, al final comparando los resultados entre sistemas ideales y reales.

Los resultados mostrados a continuación son de cada uno de los bloques implementados.

### 4.1. Dc Link e Inversor

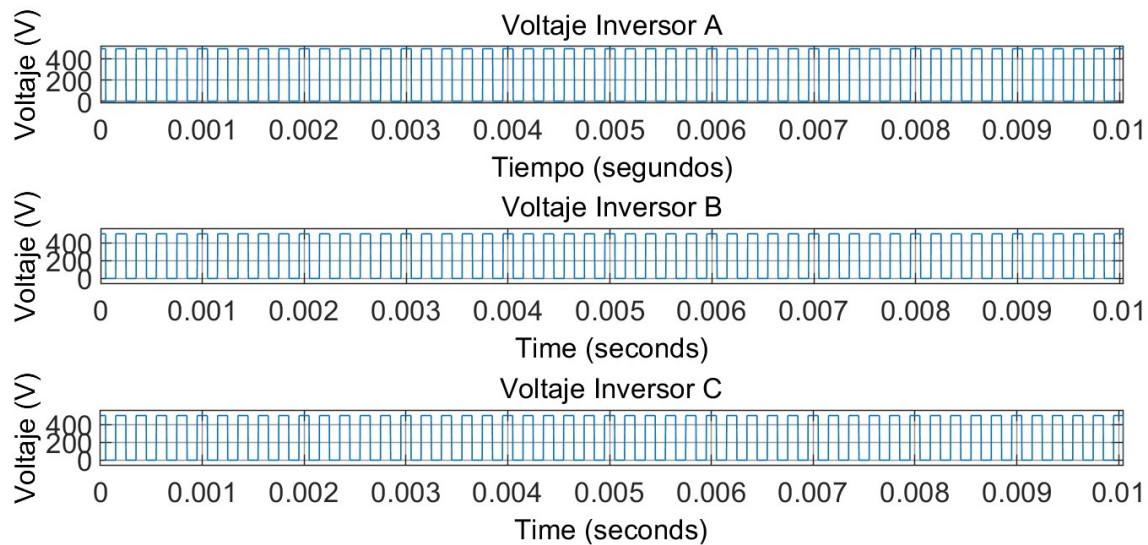


Figura 4.1: Respuesta de Voltaje de Salida del Inversor del diseño figura 3.5b

En la Figura 4.1 evaluamos la respuesta directa de voltaje del inversor, sin embargo, esto por sí solo no confirma que esté funcionando correctamente, por lo que se intentó analizarlo en profundidad, recibiendo las siguientes respuestas de él luego de pasar por un proceso como se muestra en el capítulo 3.2.

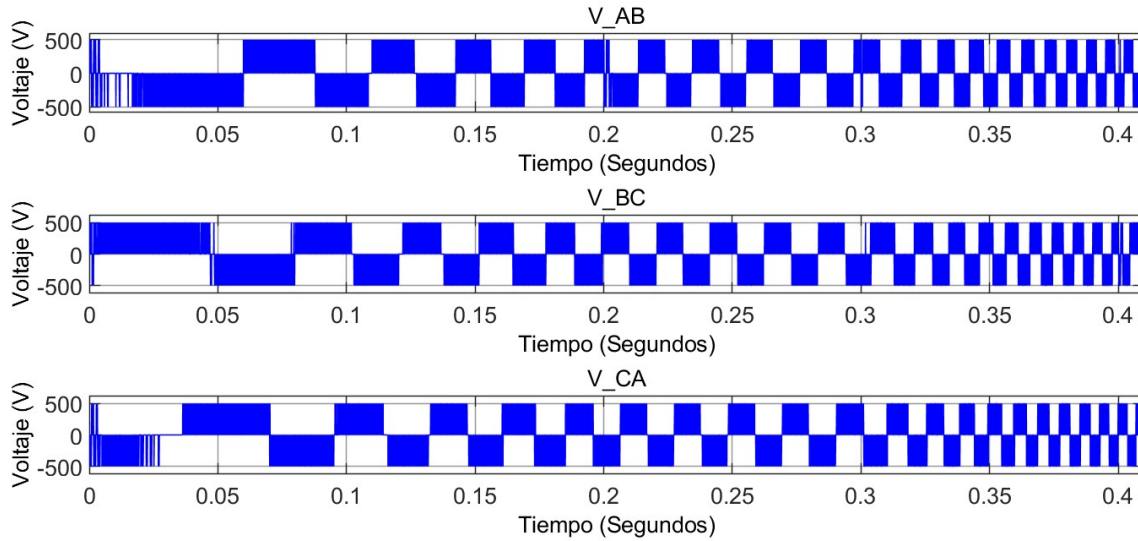


Figura 4.2: Respuesta de Voltaje de Salida del Inversor  $V_{AB}, V_{BC}, V_{CA}$  figura 3.6

Como se puede ver en el Capítulo 2.5, la respuesta del sistema se desmenuza en una respuesta que se puede clasificar como correcta o incorrecta.

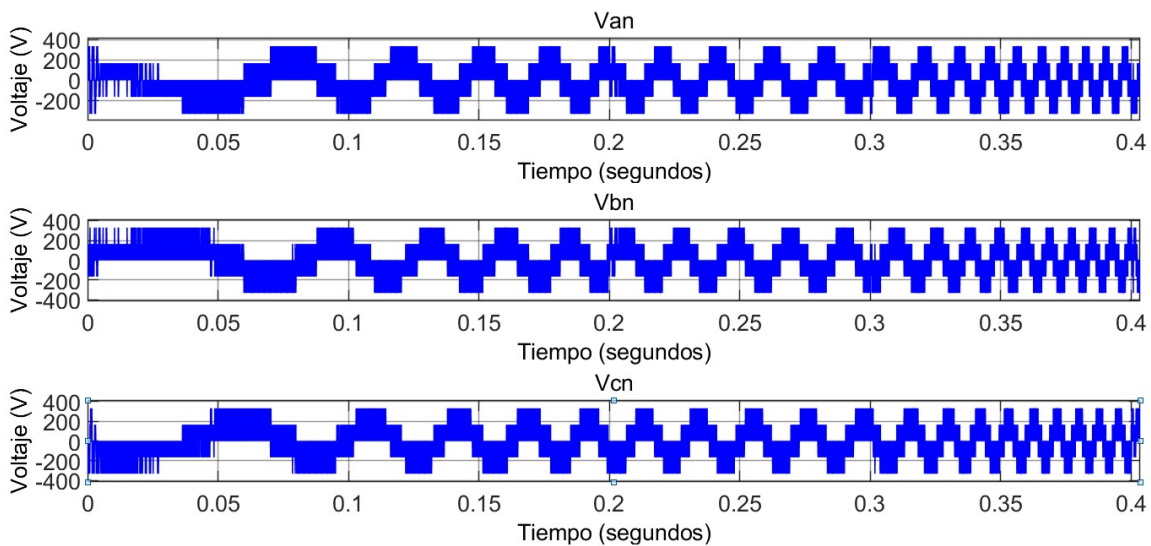


Figura 4.3: Respuesta de Voltaje de Salida del Inversor  $V_{an}, V_{bn}, V_{cn}$  figura 3.8

## 4.2. PWM

Volviendo a lo presentado en el capítulo 2.5, en la figura 4.4 vemos las entradas al PWM, tomando 3 referencias y la portadora para obtener la respuesta que conducirá el funcionamiento inversor trifásico, de las figuras que aparecen en el primero sin zoom, pero la portadora no aprecia adecuadamente ya que la frecuencia utilizada es muy alta y la conmutación de la señal triangular no se nota, por lo que se ha agregado un segundo con zoom para apreciar la señal triangular que actúa como portadora.

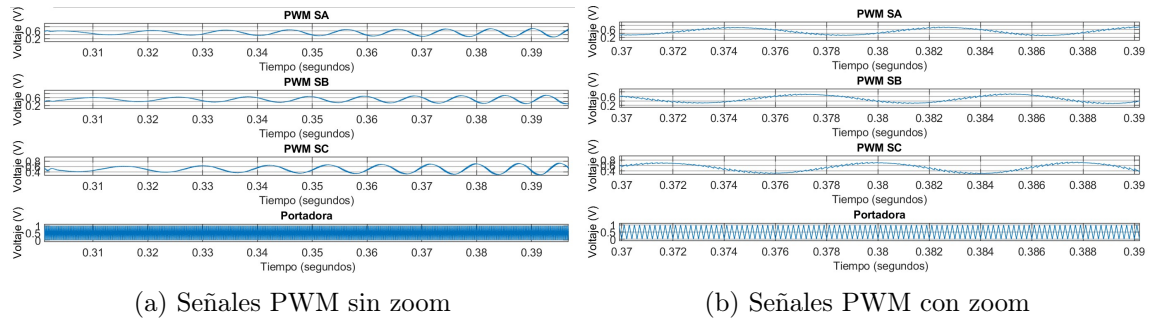


Figura 4.4: Señales PWM (SA,SB,SC,SP), del diagrama figura 3.10

La respuesta del sistema PWM es un tren de pulsos, pero señalando que la frecuencia es demasiado alta, este tren de pulsos está muy saturado, por lo que se omite esta figura, pero como se muestra en los resultados del inversor, que fueron correctos se puede concluir que el tren de pulsos también lo fue.

### 4.3. Transformación DQ a ABC

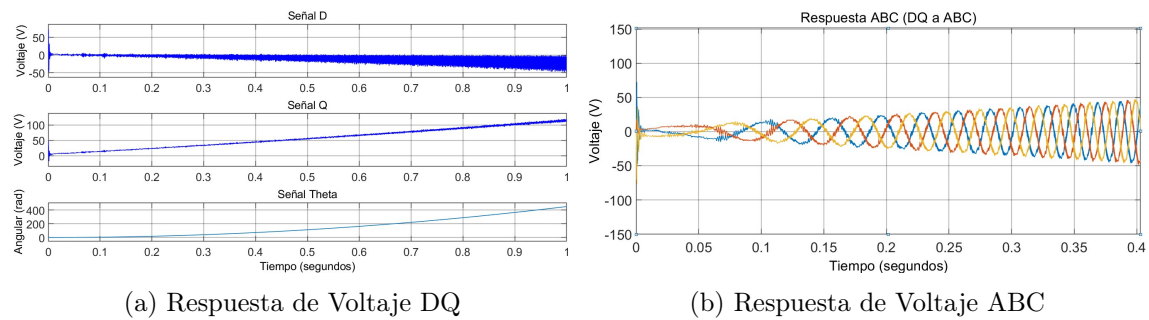


Figura 4.5: Conversión de DQ a ABC del sistema figura 3.12

### 4.4. Desacople VD, VQ

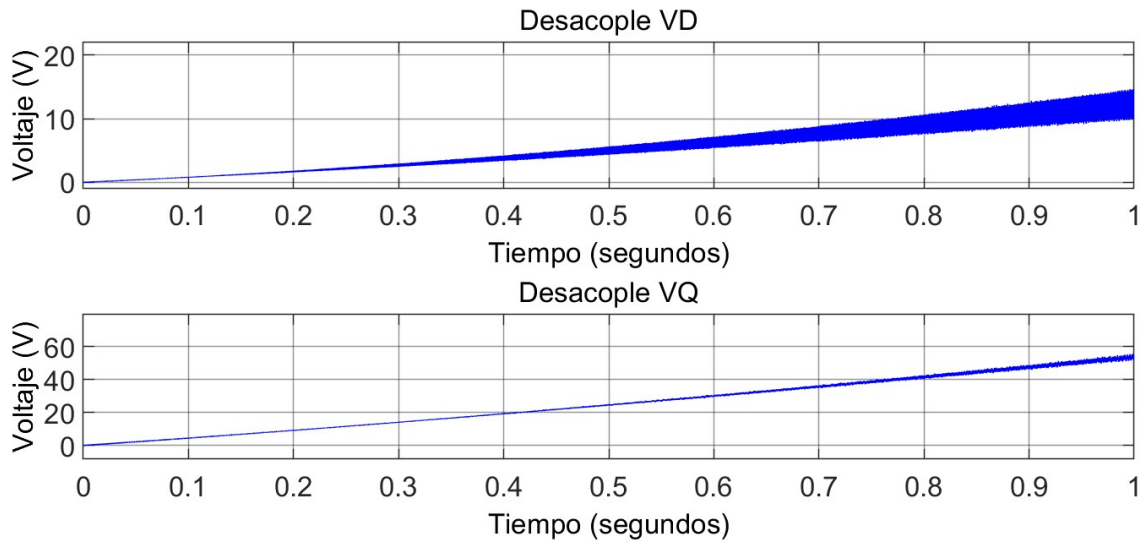


Figura 4.6: Respuesta Desacople implementado figura 3.13 y figura 3.14

La figura 4.6 muestra el resultado del bucle de desacoplamiento aplicado al módulo de diseño B.7, teniendo en cuenta que se implementó como se describe en la literatura del módulo PMSM después de la ecuación 2.3 para los beneficios mencionados

### 4.5. Sistema Proporcional Integral (Eje D-Q)

La sintonización que se presenta, se explica brevemente en el capítulo A,

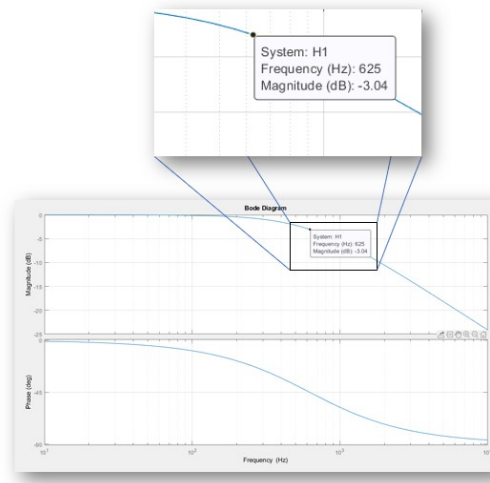
**Fbw= 625    kp= 110**

```

clc;
fbw=10000/16 % 10khz / 15
R = 2.05;
Ld = 0.028135176030849;
tau_e = Ld/R

% POLE PLACEMENT
kp=110
ki = kp*(R/Ld)
x = kp+R;
num=[kp ki]
den=[Ld x ki]
H1 = tf(num,den)
t=0:0.00001:0.3;
figure(1), step(H1,t), grid
figure(2), bode(H1), grid, FreqUnits = 'Hz';
    
```

(a) Programación para sintonización de PI eje d



(b) Sintonización de PI eje d

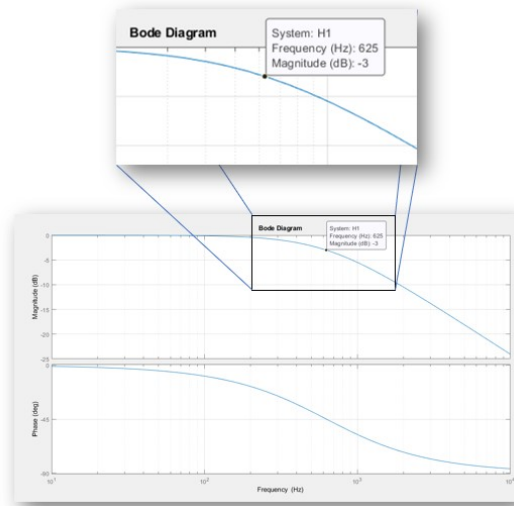
Figura 4.7: Proceso Sintonización de PI eje d

Fbw=625 kp=27.3

```

clc;
fbw=10000/16 % 10khz / 15
R = 2.05;
Lq = 0.006921818895671;
tau_e = Lq/R

% POLE PLACEMENT
kp=27.3
ki = kp*(R/Lq)
x = kp+R;
num=[kp ki]
den=[Lq x ki]
H1 = tf(num,den)
t=0:0.00001:0.3;
figure(1), step(H1,t), grid
figure (2), bode(H1), grid, FreqUnits = 'Hz';
    
```



(a) Programación para sintonización de PI eje q

(b) Sintonización de PI eje q

Figura 4.8: Proceso Sintonización de PI eje q

Después de ajustar el Kp de cada eje, los valores se colocaron en los diagramas 3.15 y 3.16 para dar el resultado de figura 4.9 y se puede ver que los valores y el comportamiento son idóneos.

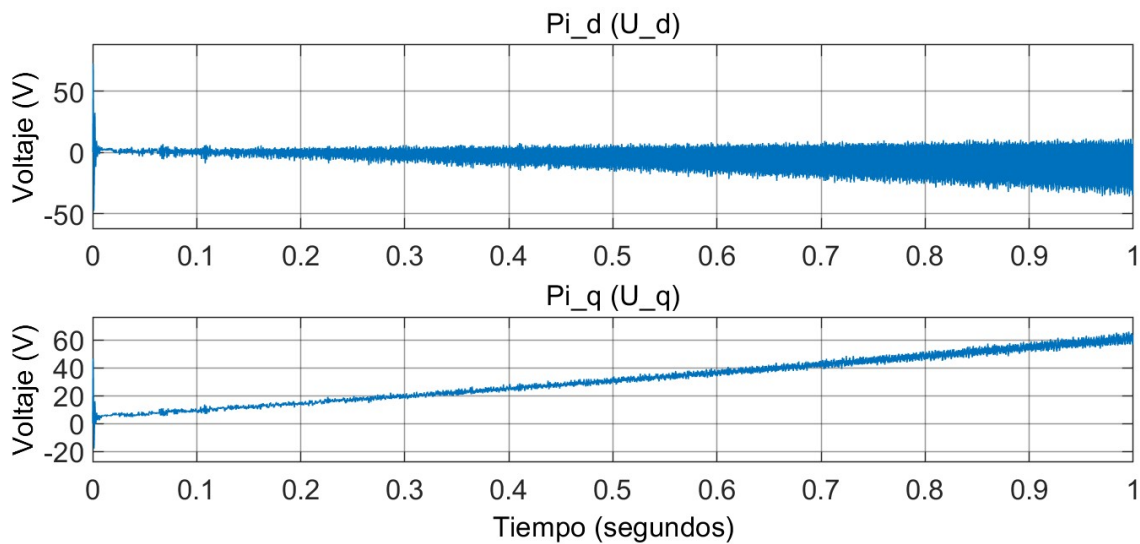


Figura 4.9: Resultado PI eje d y q

## 4.6. Control Par, Propiedad MTPAC (Maximum torque per ampere)

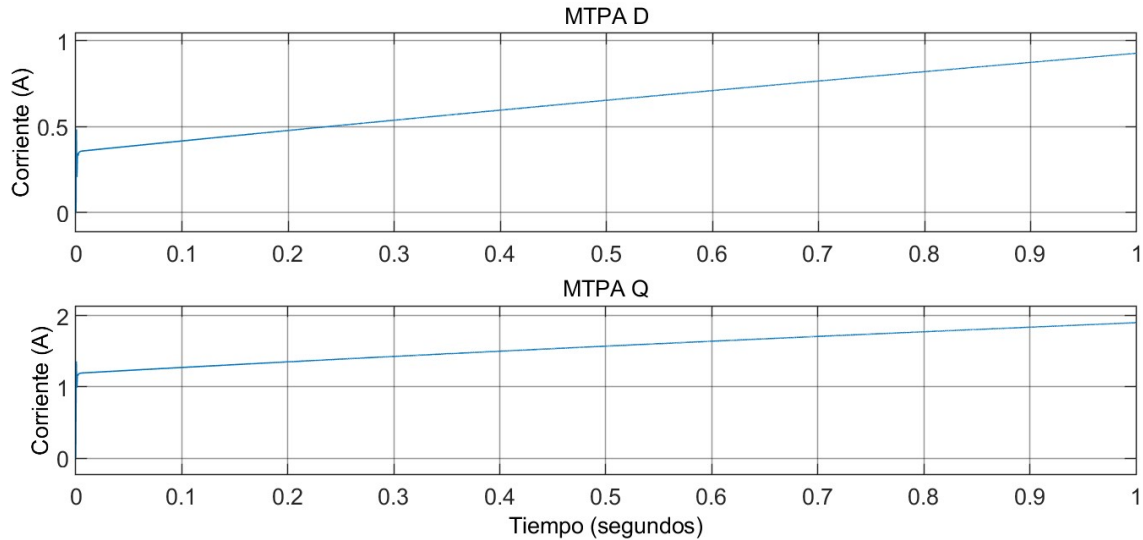


Figura 4.10: Resultado MTPA

En la figura 4.10, que es la respuesta del MTPA, que mostró su estructura anteriormente en figura 3.17, podemos ver que las señales de salida son las corrientes de los ejes d y q (Referencia id, Referencia iq).

## 4.7. Sistema Proporcional Integral ( $\omega_m$ )

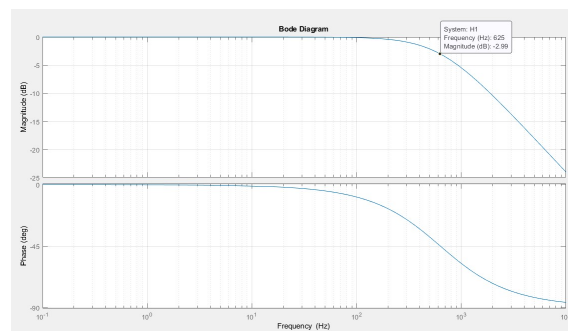
Al igual que el control PI de los ejes d y q de corriente, se aplicó el PI de  $\omega_m$  y la sintonización se muestra en el capítulo 4.7

```

clc;
fbw=10000/16 % 10khz / 15
J = 0.00325*1; % Moment of inertia;
B = 0.003186274509804; % Friction factor
tau_e = J/B

% POLE PLACEMENT
kp= 12.85 %2.045
ki = kp*(B/J)
x = kp+B;
num=[kp ki]
den=[J x ki]
H1 = tf(num,den)
t=0:0.00001:0.3;
figure(1), step(H1,t), grid
figure (2), bode(H1), grid, FreqUnits = 'Hz';

```



(a) Programación para sintonización de  $\omega_m$

(b) Sintonización de PI  $\omega_m$

Figura 4.11: Proceso Sintonización de  $\omega_m$

Este proceso fue muy similar al del PI de los ejes d,q solo se modificaron algunos ajustes  $J =$  Momento de inercia, factor de fricción,  $\tau_e = J/B$  recordando que la señal que sale de este bloque o sistema es nuestro  $T_{e_{ref}}$ .

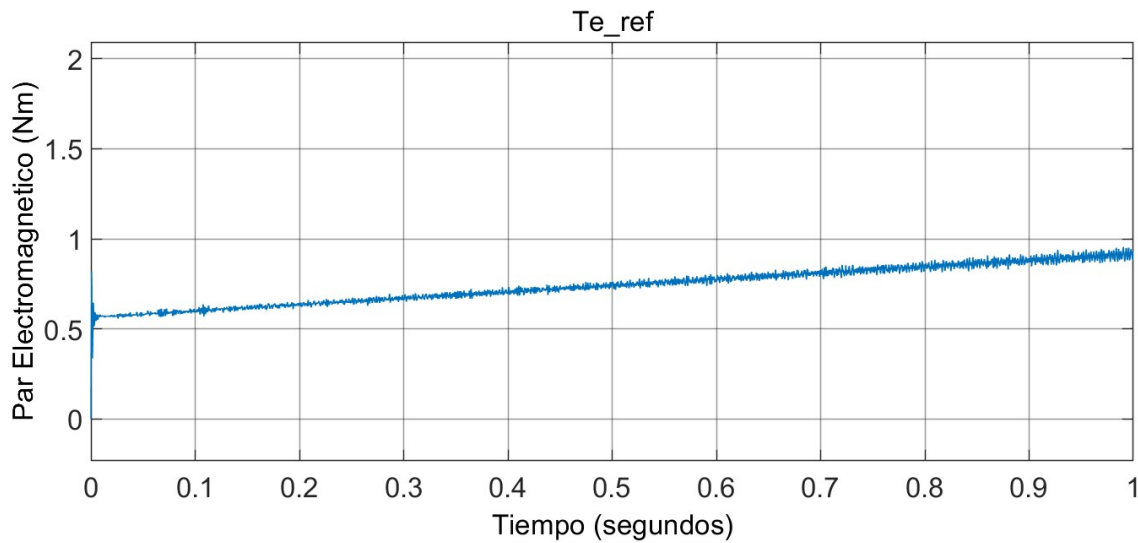


Figura 4.12: Resultado PI  $\omega_m$

#### 4.8. Comparación de resultados Finales PMSM (ideal vs real) con muestreo de $\omega_m$

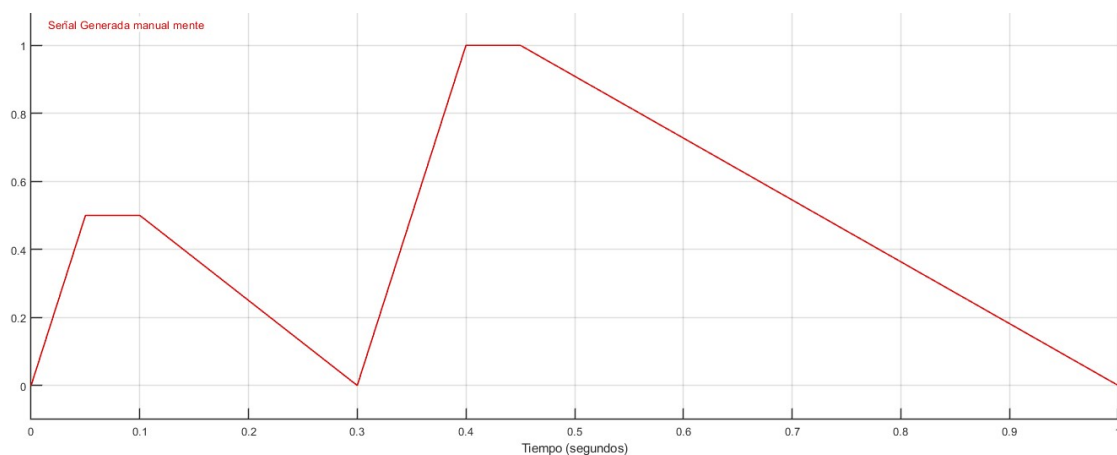


Figura 4.13: Muestreo generado manualmente  $\omega_m$

En la figura 4.13 se muestra la señal generada de manera manual con el generador de señales de simulink, se hizo este muestreo de señal para mostrar y observar el comportamiento final de la respuesta de  $\omega_w$  del PMSM y así saber si este estaba correcta o no.

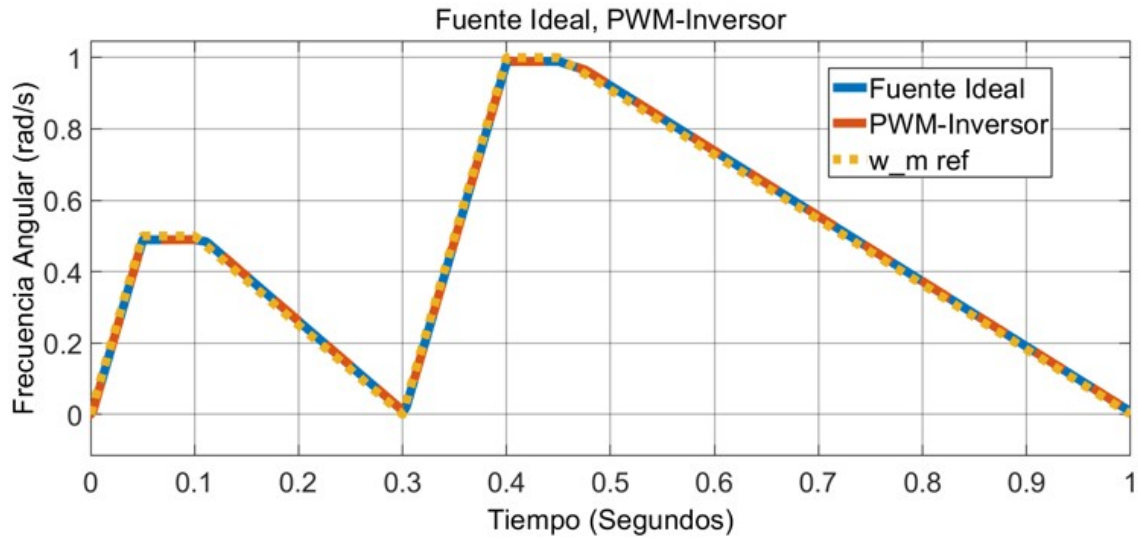


Figura 4.14: Respuesta Muestreo generado manualmente  $\omega_m$

En la figura 4.14 se muestra las señales comparadas, y se aprecia que están siguiendo a la referencia de manera óptima.

A continuación, se generó un nuevo muestreo

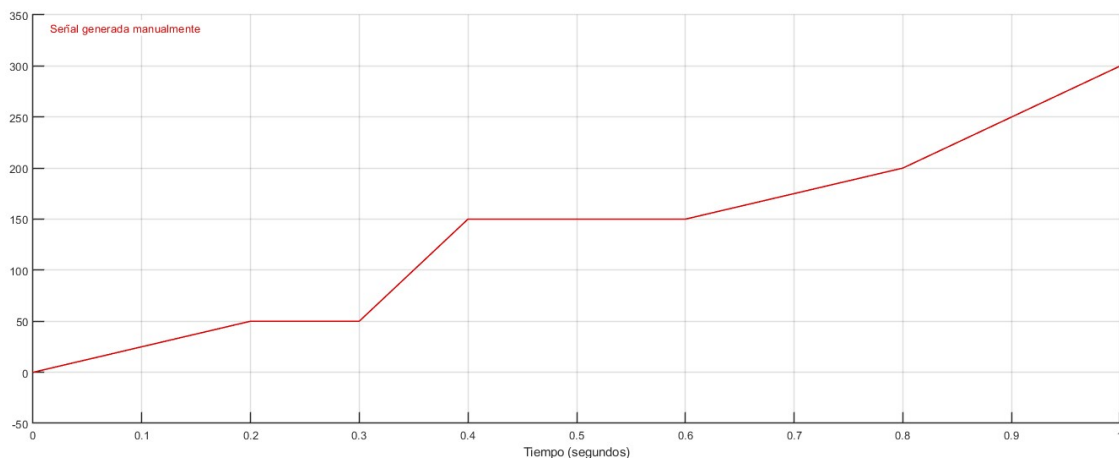


Figura 4.15: Nuevo Muestreo generado manualmente  $\omega_m$

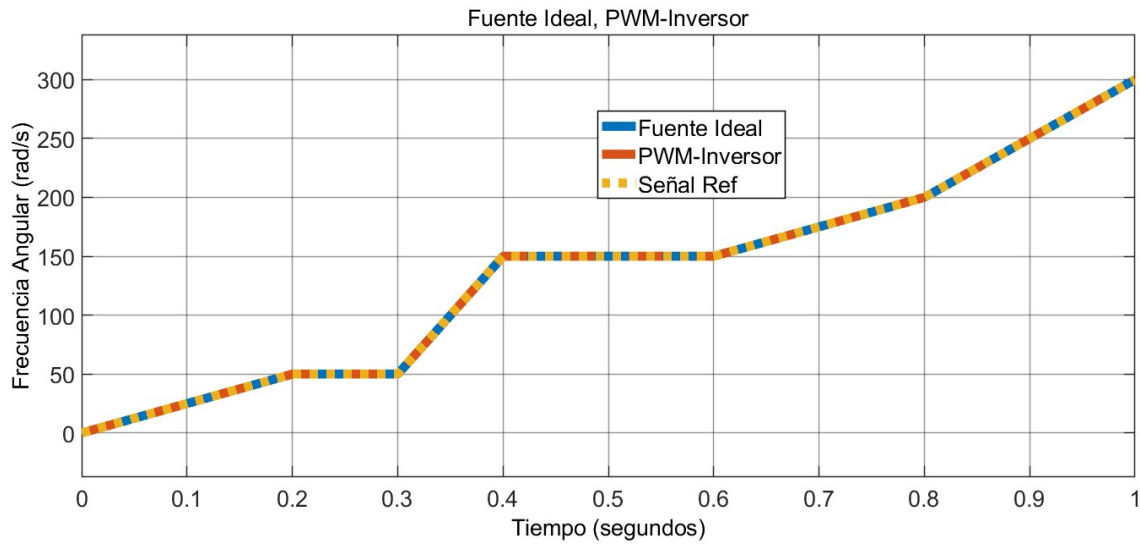


Figura 4.16: Respuesta Nuevo Muestreo generado manualmente  $\omega_m$

De igual manera que en el anterior muestreo, en esta con la nueva señal generada también los sistemas responden de manera optima.

En las siguientes figuras observaremos la comparativa de algunas de las señales mas representativas.

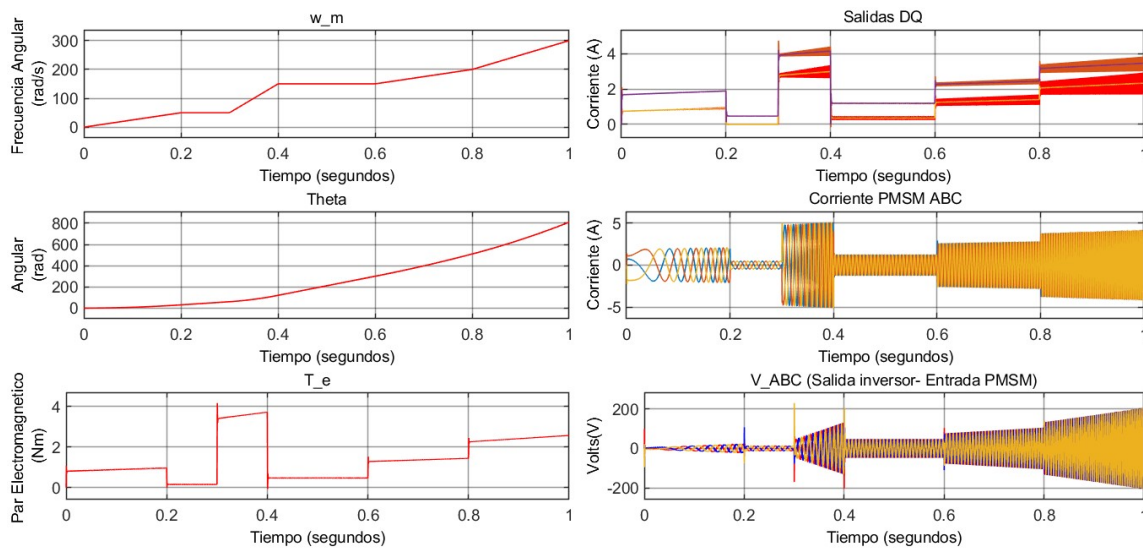


Figura 4.17: Respuesta Nuevo Muestreo generado manualmente  $\omega_m$  Sistema Ideal

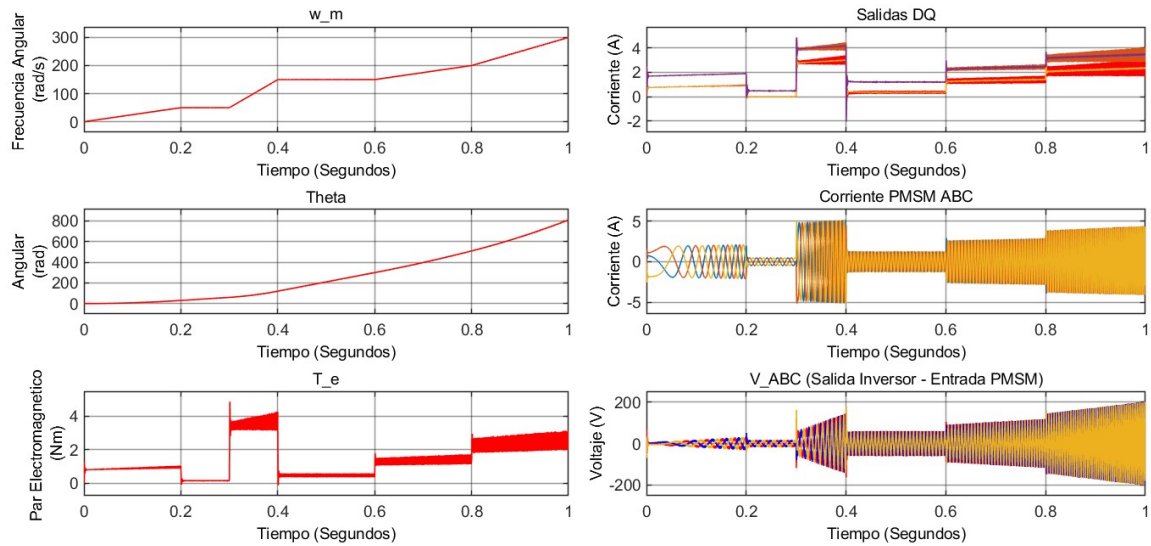


Figura 4.18: Respuesta Nuevo Muestreo generado manualmente  $\omega_m$  Sistema Real

Con el análisis de estos resultados obtenidos entre sistemas ideales y reales, que son muy similares (la diferencia entre los sistemas es que el sistema real tiene más etapas, el PWM, el convertidor, la fuente DC que generan una señal diferente y esto hace que no sea del todo mismo, pero son muy similares), de esto podemos concluir que el sistema real funciona correctamente.

## 5 Conclusiones

Se presento la estrategia FOC implementados en PMSM, los cuales fueron desarrollados y configurados desde cero, los cuales dieron una mejor y más profunda comprensión de los temas, y gracias a esto fue posible superar los obstáculos encontrados, por mencionar algunos, implementación PWM, Inversor, filtros del inversor, desacople de los ejes d-q y ajuste PI para los ejes d-q y  $\omega_m$ . El uso de la estrategia FOC es una buena manera de familiarizarse con los sistemas de control de PMSM, ya que cubre una variedad de temas.

Se comprobó que el PMSM era una combinación de un motor de inducción con un motor de DC sin escobillas y su control fu facilitado gracias al FOC.

El control vectorial, que se usa más por su sencillez, pero esta estrategia sigue siendo la más conveniente de usar, cuando nos enfocamos en el beneficio educativo, hemos logrado un resultado favorable, este método indirecto solo requiere estimación de posición angular. carros. El propósito del control de orientación FOC, también llamado control de vector de flujo, es controlar las variantes de referencia de par en tiempo real y, por lo tanto, controlar la velocidad mecánica del rotor. Este sistema mostró un rendimiento suficiente y su implementación fue óptima para las necesidades del proyecto, es decir, para un PMSM sin sensores de velocidad y posición.

# A Sintonización PI

El controlador PI (Proporcional Integral) que se utilizo se desarrollo de la siguiente manera, a partir de las ecuaciones de voltaje de la maquina 2.3, 2.4 obtenemos:

$$U_d = R \cdot i_d + \frac{d}{dt} L_d \cdot i_d \quad (\text{A.1})$$

$$U_q = R \cdot i_q + \frac{d}{dt} L_q \cdot i_q \quad (\text{A.2})$$

Con las ecuaciones anteriores se obtienen las funciones de transferencia quedando de la siguiente manera:

$$G_d(s) = \frac{i_d(s)}{u_d(s)} = \frac{1}{R + L_d \cdot s} \quad (\text{A.3})$$

$$G_q(s) = \frac{i_q(s)}{u_q(s)} = \frac{1}{R + L_q \cdot s} \quad (\text{A.4})$$

La función de transferencia del controlador viene dada por:

$$D(s) = \frac{U(s)}{E(s)} = k_p + \frac{k_i}{s} = \frac{k_p \cdot s + k_i}{s} \quad (\text{A.5})$$

Por lo tanto, una función de transferencia de bucle cerrado podría presentarse de la siguiente manera:

$$H_{cl,d}(s) = \frac{i_d(s)}{i_{dref}(s)} = \frac{(k_{pd} + \frac{k_{id}}{s}) \cdot \frac{1}{R+L_d \cdot s}}{1 + (k_{pd} + \frac{k_{id}}{s}) \cdot \frac{1}{R+L_d \cdot s}} \quad (\text{A.6})$$

$$H_{cl,d}(s) = \frac{i_d(s)}{i_{dref}(s)} = \frac{k_{pd} \cdot s + k_{iq}}{L_q \cdot s^2 + (k_{pq} \cdot R) \cdot s + k_{iq}} \quad (\text{A.7})$$

Estimación de los parámetros de polos, Los polos del sistema eléctrico son:

$$s = -\frac{R}{L_d} \quad (\text{A.8})$$

$$s = -\frac{R}{L_q}$$

y los ceros en los controladores se pueden encontrar como:

$$\begin{aligned}
 s &= -\frac{k_{id}}{k_{pd}} \\
 s &= -\frac{k_{iq}}{k_{pq}}
 \end{aligned}
 \tag{A.9}$$

El sistema de circuito cerrado muestra un comportamiento de primer orden.

Para obtener un sistema de lazo cerrado de primer orden, los polos deben colocarse en el eje real negativo en el plano  $s$ . Esto se puede lograr colocando los polos y ceros en lazo abierto en el mismo lugar, y se obtienen las siguientes relaciones:

$$k_{p,d} + \frac{k_{i,d}}{s} = 0 \wedge R + L_d \cdot s = 0 \leftrightarrow \frac{R}{L_d} = \frac{k_{i,d}}{k_{p,d}} \tag{A.10}$$

$$k_{p,q} + \frac{k_{i,q}}{s} = 0 \wedge R + L_q \cdot s = 0 \leftrightarrow \frac{R}{L_q} = \frac{k_{i,q}}{k_{p,q}} \tag{A.11}$$

Finalmente la relación entre  $K_p$  y  $K_i$  queda de la siguiente manera:

$$\begin{aligned}
 k_{id} &= K_{pd} \cdot \frac{R}{L_d} \\
 k_{iq} &= K_{pq} \cdot \frac{R}{L_q}
 \end{aligned}
 \tag{A.12}$$

Por último la estabilidad del lazo de control, el ancho de banda máximo del controlador está determinado por la frecuencia de muestreo  $f_s$ . Más precisamente, se supone que la frecuencia de muestreo es al menos 16 veces mayor que el ancho de banda.

# B Diagramas y sistema en MATLAB

Los diseños mostrados en este apartado son referencia de los aplicados en el capítulo de diseño 3 pero con su diseño en Simulink de Matlab con fines de orientación y/o evidencia.

## B.1. Corriente DQ

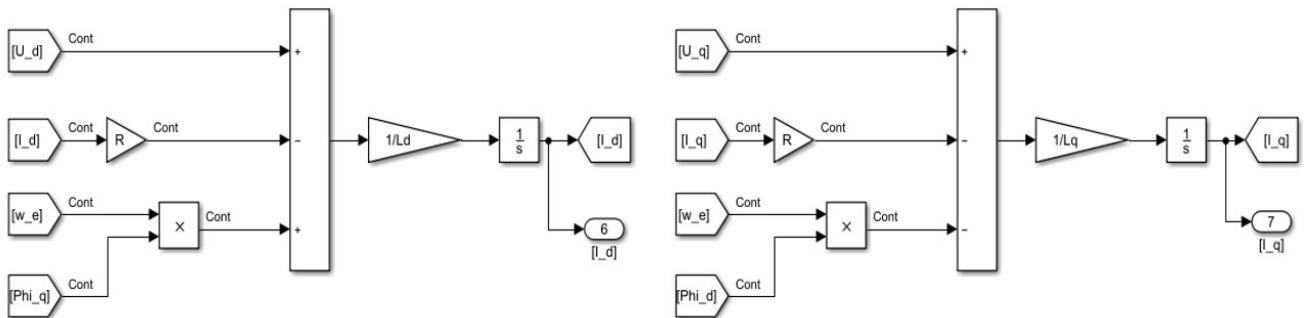


Figura B.1: Diagrama corriente DQ

### B.2. Torque

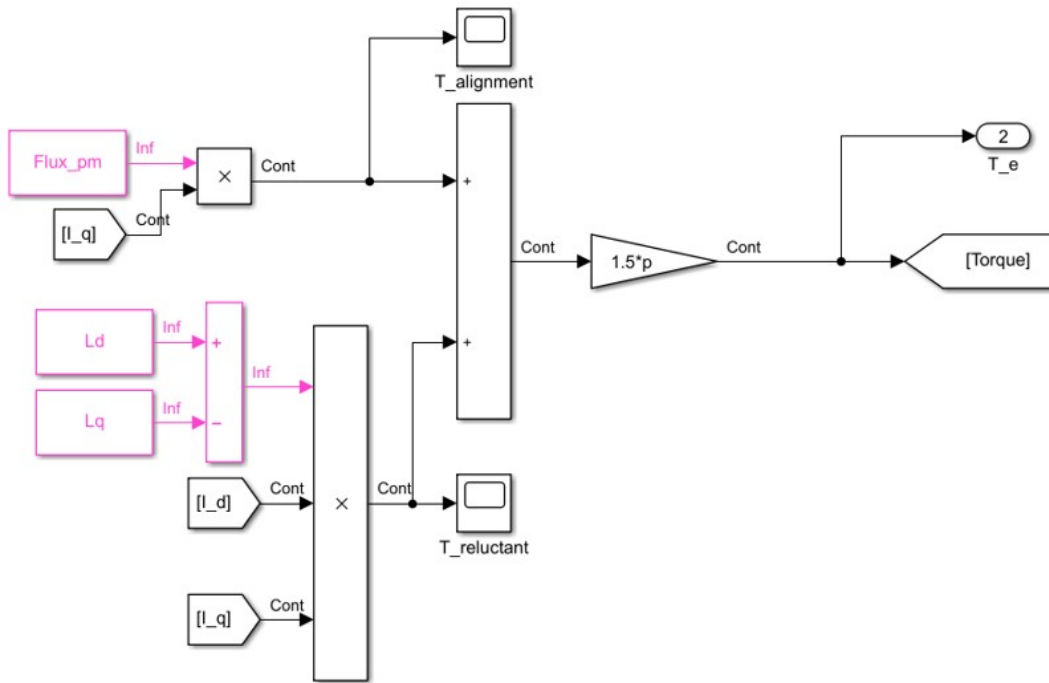


Figura B.2: Diagrama Torque

### B.3. Velocidad, Posición Angular

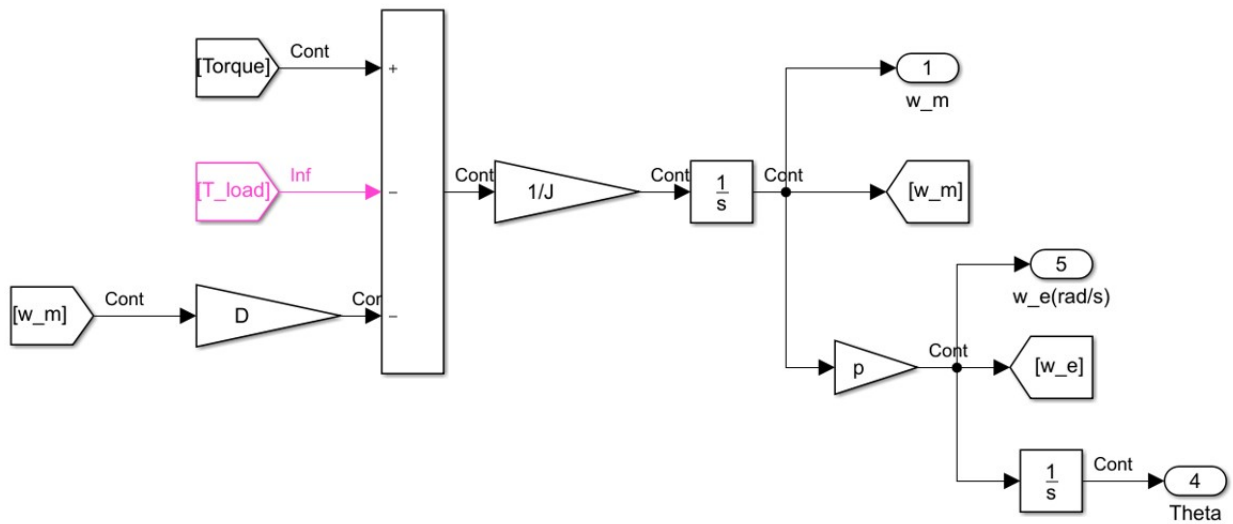


Figura B.3: Diagrama Velocidad, Posición Angular

### B.4. PWM

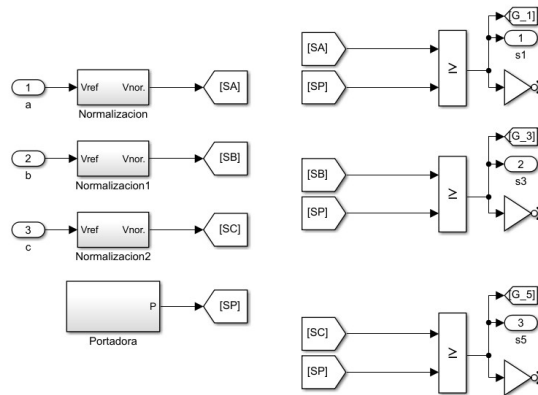


Figura B.4: Diagrama PWM

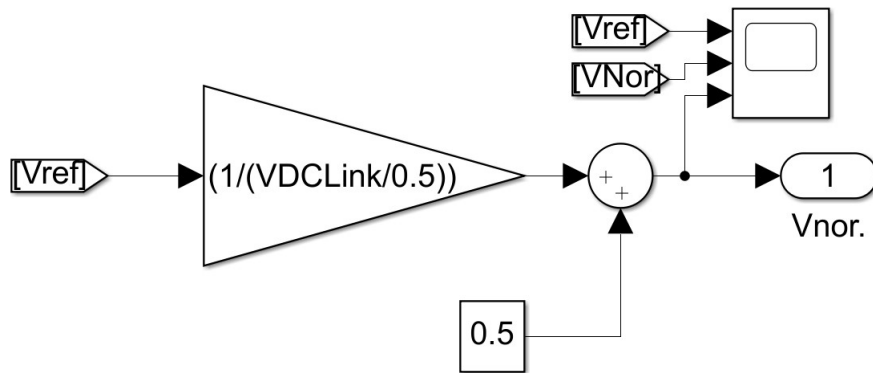


Figura B.5: Diagrama Normalización PWM

### B.5. Dc Link e Inversor

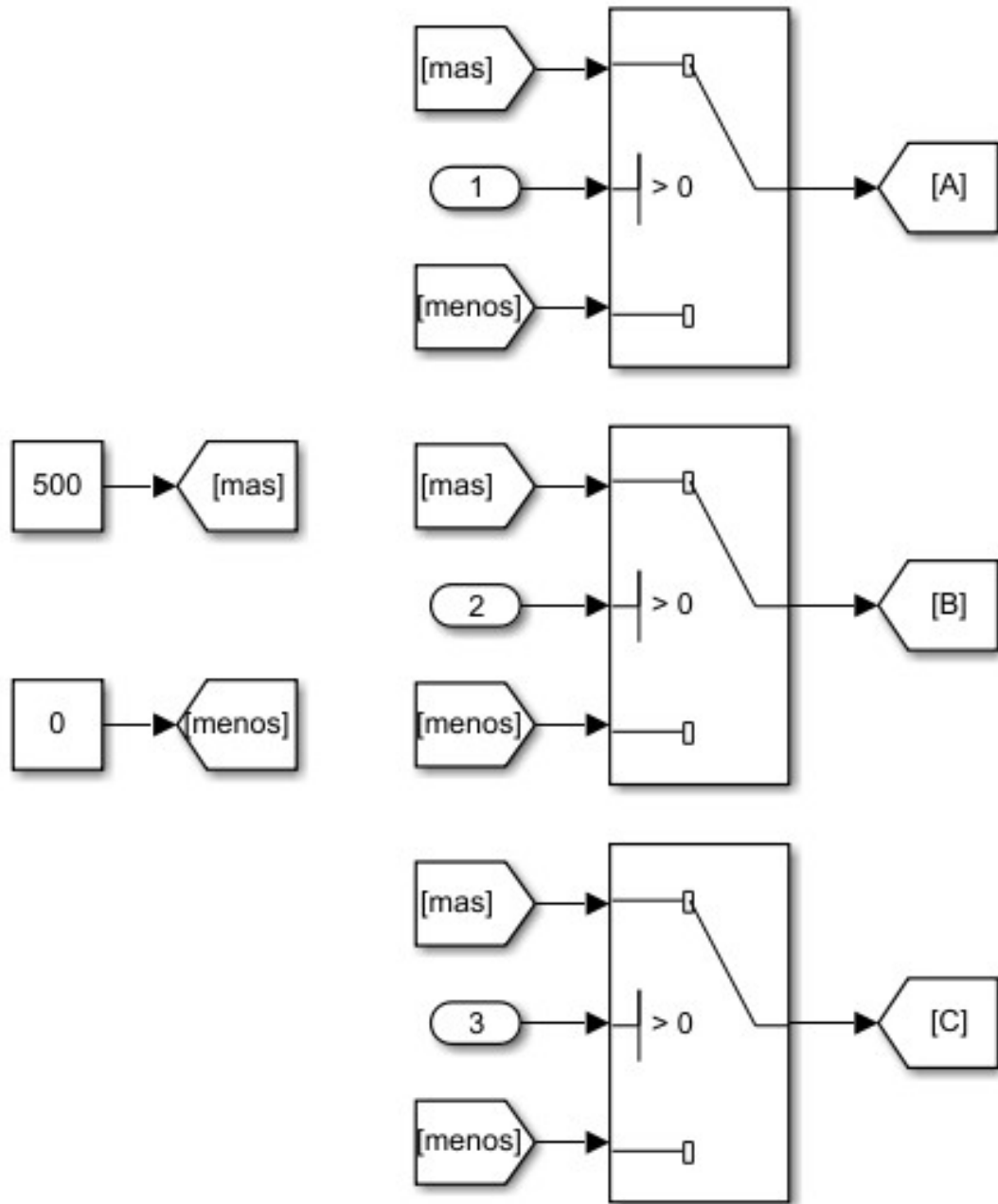
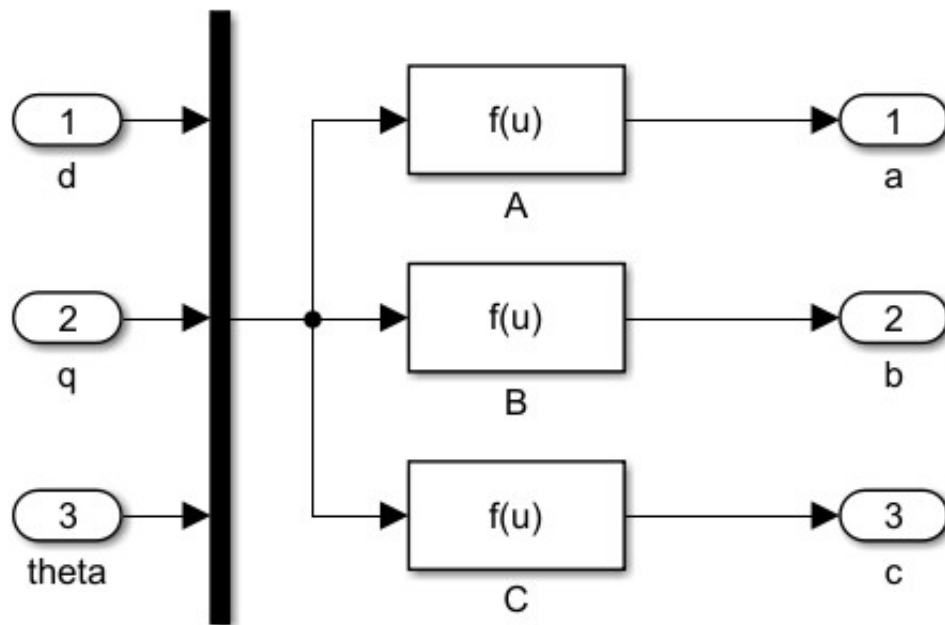


Figura B.6: Diagrama Dc Link y Diagrama Inversor

### B.6. Transformación DQ a ABC



$$\begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\text{the}) & -\sin(\text{the}) \\ \cos(\text{the}-2*\pi/3) & -\sin(\text{the}-2*\pi/3) \\ \cos(\text{the}+2*\pi/3) & -\sin(\text{the}+2*\pi/3) \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} d \\ q \end{bmatrix}$$

$$\begin{aligned}
 a &= \cos(u(3))*u(1) + -\sin(u(3))*u(2) \\
 b &= \cos(u(3)-2*\pi/3)*u(1) + -\sin(u(3)-2*\pi/3)*u(2) \\
 c &= \cos(u(3)+2*\pi/3)*u(1) + -\sin(u(3)+2*\pi/3)*u(2)
 \end{aligned}$$

Figura B.7: Diagrama Transformada dq - abc

### B.7. Desacople VD, VQ

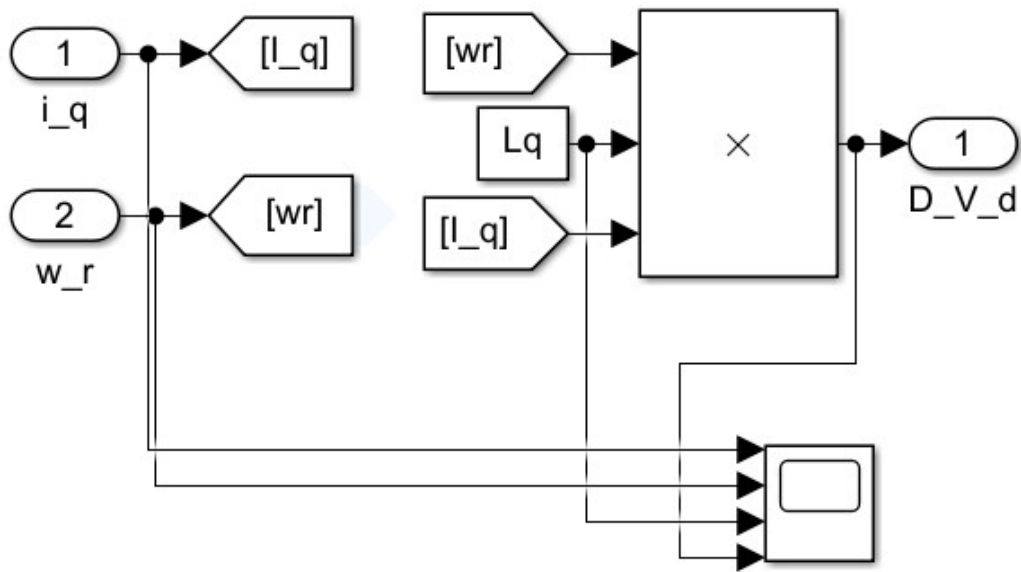


Figura B.8: Diagrama Desacople D

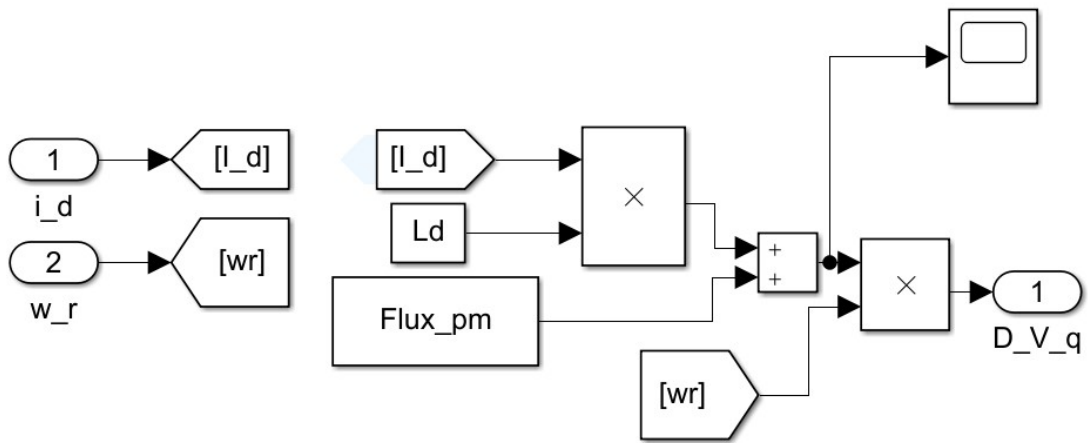


Figura B.9: Diagrama Desacople q

### B.8. Sistema Proporcional Integral (Eje D-Q)

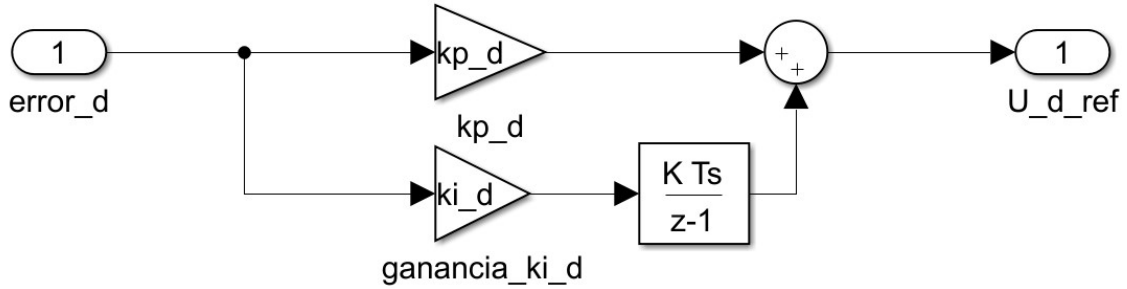


Figura B.10: Diagrama PI eje D

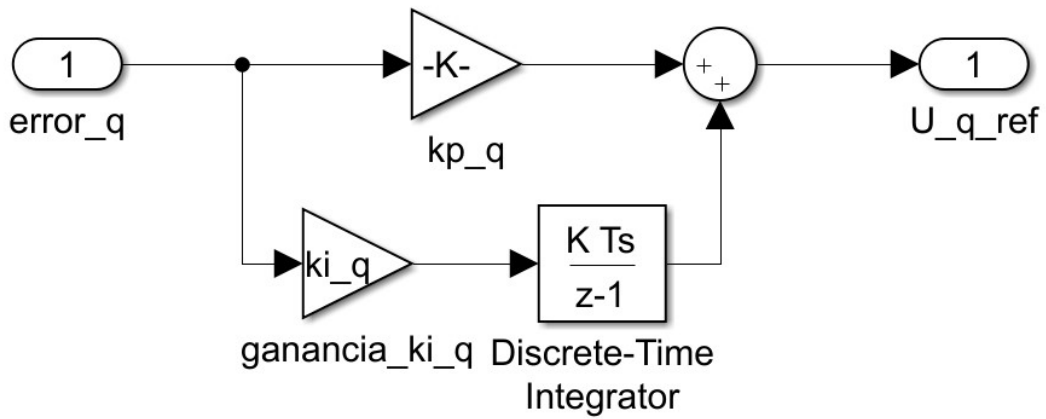


Figura B.11: Diagrama PI eje Q

### B.9. Control Par, Propiedad MTPAC (*Maximum torque per ampere*)

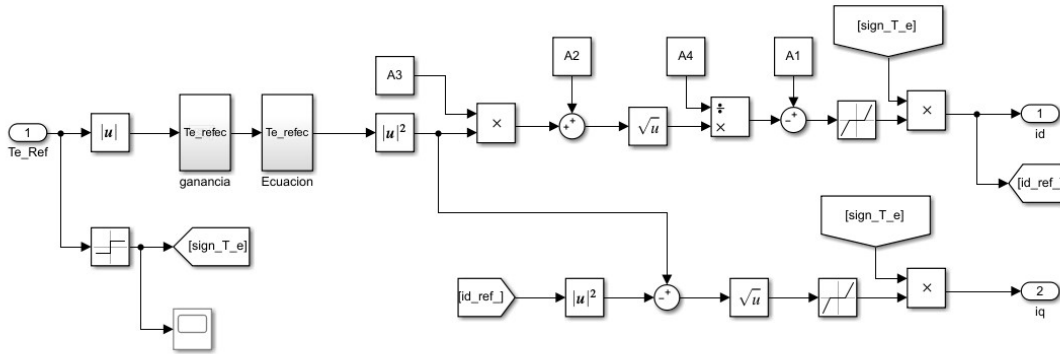


Figura B.12: Diagrama MTPA

### B.10. Sistema Proporcional Integral ( $\omega_m$ )

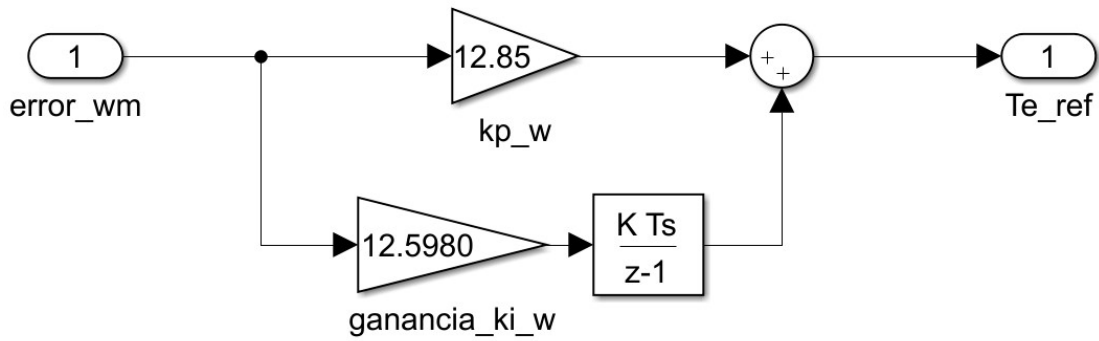


Figura B.13: Diagrama PI  $\omega_w$



# Bibliografía

- [1] D. A. Steck, “Frederiksen, torben.” available online at <http://www.sauer-danfoss.dk>. (revision 21 November 2019).
- [2] G. Abad, “Power electronics and electric drives for traction applications,” *UK*, p. 630., 2017.
- [3] W. A. Silva ;A. B. S. Junior;B. C. Torrico;D. A. Honório;T. R. F. Neto;L. L. N. dos Reis;L. H. S. C. Barreto;, “Generalized predictive control robust for position control of induction motor using field-oriented control,” *Electr. Eng.*, vol. 97, no. 3, pp. 195–204, Sep. 2015.
- [4] A. B. de Souza Júnior;E. de C. Diniz, D. de A. Honório;L. H. S. C. Barreto;L. L. N. dos Reis, “Hybrid Control Robust Using Logic Fuzzy Applied to the Position Loop for Vector Control to Induction Motors. [On electr. power components syst.],” *Annalen der Physik*, vol. 42, no. 6, p. 533–543, 2014.
- [5] Farhan Ahmad;Mukul Pandey;Mohammad Zaid;, “Control sin sensores del motor de dc sin escobillas mediante detección de cruce por cero generación de pulsos con técnica de control de factor de potencia adaptable,” *Annalen der Physik*, pp.–, 2018.
- [6] Puru Zhang;Qianfan Zhang;, “Un controlador de pmsm para bicicleta eléctrica con sensores de efecto hall,” *Annalen der Physik*, pp.–, 2016.
- [7] F. Blaschke, “"the principle of field orientation as applied to the new transvector-closed loop control systems for rotating field machines",” *Siemens Review*, pp.–, 1972.
- [8] I. Takahashi; T. Noguchi;, ““a new quick response and high-efficiency control strategy of and induction motor”,” *IEEE Transaction on Industry Application*, vol. 22, no. 5, pp. 820–827, 1986.
- [9] P. Vas, “"sensorless vector and direct torque control",” *Ed. Oxford University Press*, pp.–, 1998.
- [10] M. T. Lamchich, *Torque Control. 1st Ed.* (M. T. Lamchich, Editor),: INTECH,, 2011. pp. 1– 304.

- [11] Wilamowski, B. M.; Irwin, J. D.;, *TPower Electronics and Motor Drives. 2nd Ed.* (M. T. Lamchich, Editor);: CRC Press, Taylor and Francis Group,, 2011.
- [12] M. Ahmad, *Advances in Motor Torque Control. 1st Ed.* (M. T. Lamchich, Editor);: INTECH,, 2011. 1– 122.
- [13] Chandana, *Power Electronics: Converters, Applications and Design.* .: John Wiley & Sons,, 2003. ISBN 0-4714-2908-2.
- [14] Wissem-Naouar, M.; Monmasson, E.; Ammar-Naassani, A.; Slama-Belkhodja, I.; and Patin, N.;, “FPGA-based current controllers for AC machine drives—a review. .,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 54, no. 4, pp. 1907–1925, 2007.
- [15] Casadei, D.; Profumo, F.; Serra, G.; and Tani, A.;, “Foc and dtc: Two viable schemes for induction motors torque control.,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 17, no. 5, pp. 779–787, 2002.
- [16] Merzoug, M. S.; and Nacéri, F.;, “Comparison of field-oriented control and direct torque control for permanent magnet synchronous motor (pmsm).,” *World Academy of Science, Engineering and Technology*, vol. 45, pp. 299—304, 2008.
- [17] Chikhi, A.; Djarallah, M.; and Chikhi, K.;, “A comparative study of field-oriented control and direct-torque control of induction motors using an adaptive flux observer.,” *Serbian Journal of Electrical Engineering*, vol. 7, no. 1, pp. 41—55, 2010.
- [18] “Direct torque control..” available online at [http://en.wikipedia.org/wiki/Direct\\_torque\\_control](http://en.wikipedia.org/wiki/Direct_torque_control). (revision 14 June 2013).
- [19] Ocen, D.; Romeral, L.; Ortega, J. A.; Cusido, J.; and García, A.;, “Discrete space vector modulation applied on a pmsm motor (portoroz, slovenia).,” *IEEE International Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC)*, pp. 320–325, 2006.
- [20] Rahmann, M.F.; Zhong, L.;, “Comparación del par motor interno con imanes permanentes bajo control de corriente pwm y control de par directo,” *IEEE*, pp. 320–325, 1999.
- [21] Rupperecht, G.; Werner, L.; and Nordby, C. J.;, “Field-oriented control of a standard ac motor using microprocessors.,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 16, no. 2, pp. 186—192, 1980.
- [22] Marafuzzaman, M.; Reaz, M. B. I.; and Ali, M. A. M.;, “Fpga implementation of an intelligent current dq pi controller for foc pmsm drive. (kuala lumpur, malaysia).,” *In IEEE International Conference on Computer Applications and Industrial Electronics (ICCAIE)*, pp. 602—605, 2010.

- [23] Heydt, G. T.;Venkata, S. S.;and Balijepalli, N; , “High impact papers in power engineering 1900-1999 (ontario, canada: University of waterloo).,” *In North American Power Symposium (NAPS)*, pp. 1–7, 2000.
- [24] Yano, M.;Abe, S.;and Ohno, E.;, “History of power electronics for motor drives in japan.(bletchley, united kingdom.” *In IEEE Conference on the History of Electronics (CHE)*, pp. 1–11, 2004.
- [25] Boldea, I.;, “Control issues in adjustable-speed drives - a key component for realizing energy savings in today’s technology.” *IEEE Industrial Electronics Magazine*, pp. 32–50, 2008.
- [26] J. Luukko, “Direct torque control of permamanent magnet synchronornous machines - analysis and implemetation.” available online at [http://www.ee.lut.fi/static/en/research/publications/theses/diss\\_julius\\_luukko.pdf](http://www.ee.lut.fi/static/en/research/publications/theses/diss_julius_luukko.pdf). (Lappeenranta University of Technology, 2000)ISBN 951-764-438-8.
- [27] Ahmet M. Hava;Thomas A. Lipo;Russel J. Kerkman;, “Simple analytical and graphical methods for carrier-based pwm-vsi drives,” *IEEE*, p. 49, 2002.
- [28] Marian P. Kazmierkowski;Frede Blaabjerg, R. Krishnan;, *Control in Power Electronics,1. edition.*
- [29] Ahmet M. Hava;Thomas A. Lipo;Russel J. Kerkman;, “Simple analytical and graphical methods for carrier-based pwm-vsi drives,” *IEEE*, pp.–, 2002.