



PONTIFICIA UNIVERSIDAD CATÓLICA DE CHILE
ESCUELA DE INGENIERÍA
DEPARTAMENTO DE INGENIERÍA ELÉCTRICA

Programación de plataforma docente para accionamiento de un motor PMSM

IEE2985 - Investigación en Pregrado

Alumno: Vicente Morales
Profesor: Javier Pereda PhD
Semestre: 2025-2

Índice de contenidos

1. Descripción de la investigación propuesta	3
2. Conceptos preliminares	4
3. Equipos considerados	6
3.1. Motor trifásico	6
3.2. Sensor de posición: sensor <i>Hall</i>	7
3.3. Sensor de posición: <i>encoder</i> incremental	7
3.4. Inversor trifásico	9
3.5. Microcontrolador	10
4. PLECS Coder y Target Support Package	12
4.1. Instalación PLECS Coder	12
4.2. Instalación C2000 Target Support Package	12
4.3. Configuración de Coder	12
5. Esquema de control conceptual	13
5.1. Teoría del motor síncrono	13
5.2. Introducción al control de máquinas síncronas	17
5.3. Transformación del marco de referencia: Clarke y Park	19
6. Esquema de control implementado	22
7. Referencias	23

Índice de figuras

2.1.	Arquitectura funcional de un accionamiento eléctrico [1].	4
2.2.	Clasificación de los VSD [2].	4
2.3.	Tipos de convertidores electrónicos dependiendo del tipo de máquina [2].	5
3.1.	Conexión entre el convertidor y la máquina estudiada	6
3.2.	Configuración del motor BLWS232D-24V-4000.	6
3.3.	Ubicación típica de los sensores Hall respecto del rotor (referencial).	7
3.4.	Esquema óptico de un <i>encoder</i> incremental en cuadratura [5].	8
3.5.	Señales de salida A, B e índice Z del <i>encoder</i>	8
3.6.	Máquina de estados para decodificación de cuadratura.	8
3.7.	Encoder incremental utilizado para el <i>setup</i>	9
3.8.	Diagrama de bloques del BOOSTXL-3PhGaNInv.	10
3.9.	Overview de la tarjeta LAUNCHXL-F28379D [7].	11
3.10.	Pin map de la tarjeta de desarrollo [8].	11
5.1.	Campo magnético generado por cada una de las fases del estator [9].	13
5.2.	Flujos magnéticos presentes en la máquina síncrona [9].	15
5.3.	Círcuito equivalente (transiente) de la máquina síncrona en referencia abc [10].	16
5.4.	Esquema básico del control de velocidad de un motor [11].	17
5.5.	Esquema generalizado de control de un motor síncrono en base a controladores en cascada [11].	17
5.6.	Control de lazo abierto tipo V/f para un PMSM alimentado por un inversor tipo VSI [10].	18
5.7.	Resumen simplificado de los tipos de controladores de máquinas síncronas [12].	19
5.8.	Vector espacial complejo de corriente del estator i_s a partir de i_a, i_b, i_c [14].	19
5.9.	Esquema conceptual: abc estacionario $\rightarrow \alpha\beta$ estacionario (Clarke) $\rightarrow dq$ girante (Park) [13].	20
5.10.	Transformación a referencia rotacional de las corrientes estatóricas [15].	21

Índice de tablas

1.	Estados Hall por sector (giro CW, visto desde el extremo del eje).	7
----	--	---

1. Descripción de la investigación propuesta

El trabajo consiste en reprogramar el control de campo orientado (FOC: Field Oriented Control) de un motor PMSM que ya está implementado en una plataforma enfocada en actividades docentes. Todo el *hardware* se encuentra disponible y funcionando, pero el control no funciona correctamente aún.

La programación del microcontrolador LAUNCHXL-F28379D se realiza a través del Target Support Package (extensión de PLECS Standalone que permite generar código para microcontroladores).

Plataforma de control: LAUNCHXL-F28379D Inversor trifásico: BOOSTXL-3PhGaNInv Motor: BLWS232D-24V-4000

2. Conceptos preliminares

Un *accionamiento eléctrico* convierte energía eléctrica en energía mecánica para realizar un trabajo útil, manteniendo bajo control el proceso de conversión [1]. En su arquitectura típica (ver Figura 2.1), la red alimenta a través de un convertidor electrónico a una máquina eléctrica que acciona la carga —directamente o mediante transmisión— mientras un sistema de medida realimenta variables al controlador, que actúa sobre el convertidor para satisfacer los requisitos de par y velocidad.

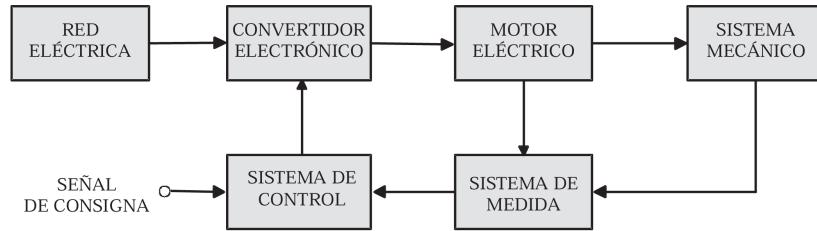


Figura 2.1: Arquitectura funcional de un accionamiento eléctrico [1].

Aunque el flujo de energía suele ir de la red a la carga (*modo motor*), en numerosas aplicaciones puede invertirse para devolver energía a la fuente (*modo generador*). Los accionamientos modernos emplean electrónica de potencia y control digital para regular esta conversión con alta eficiencia y respuesta dinámica.

En la automatización industrial, los *variadores de velocidad* (VSD) son una pieza clave para ajustar procesos, mejorar el rendimiento y reducir consumo y costos energéticos. Entre los tipos de VSD (eléctricos, hidráulicos y mecánicos), los eléctricos destacan por su versatilidad y amplio uso en ventiladores y bombas, compresores, herramientas y robots, bancadas de prueba, papel y celulosa, tracción y propulsión naval, cementeras y trenes de laminación [2]. La Figura 2.2 muestra algunas de las principales formas de clasificar los VSD eléctricos.

By application	By devices	By converter	By motors	By industry	By rating
• Appliances	• Thyristor	• AC/DC (chopper)	• DC	• Power generation	• Fraction kW power < 1 kW
• Low performance (2Q)	• Transistor	• AC/AC direct (cyclo- and matrix-converter)	• Induction motor (squirrel cage and wound rotor)	• Metal	• Low power (1 < P < 5 kW)
• High performance (4Q)	• Gate Turn-off Thyristor (GTO) • Integrated Gate Commutated Thyristor (IGCT)	• AC/AC vía a DC link Voltage source	• Synchronous motor	• Petrochemical	• Medium Power <500 kW
• Servo	• Insulated Gate Bipolar Transistor (IGBT) • MOSFET	• AC/AC vía a DC link current source	• Special motors: SRM, BDCM, Stepper, Actuators, Linear motor	• Process industry • Mining • Marine	• High power 1-50 MW

Figura 2.2: Clasificación de los VSD [2].

De la tabla, es importante tener en cuenta que el tipo de accionamiento empleado depende del tipo de motor eléctrico a controlar, dado que esto impacta sobre el tipo de convertidor electrónico empleado. Los distintos tipos de convertidores empleados para distintos tipos de máquinas tradicionalmente utilizadas en la industria se muestran en la Figura 2.3.

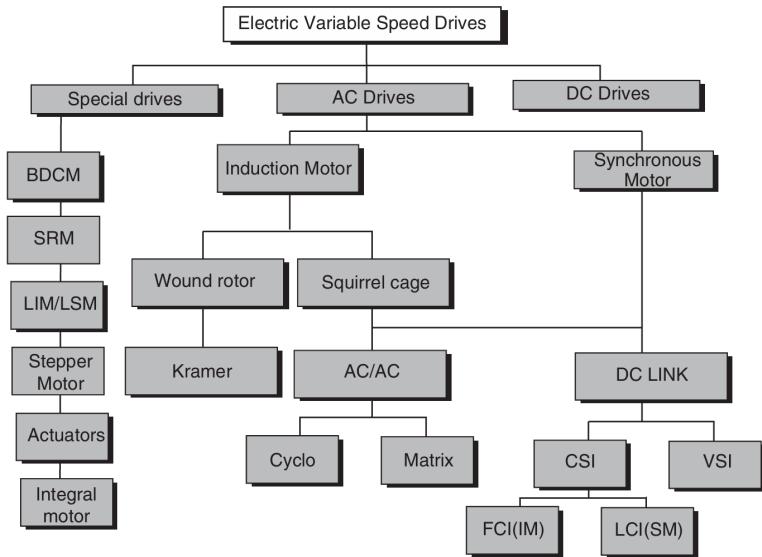


Figura 2.3: Tipos de convertidores electrónicos dependiendo del tipo de máquina [2].

3. Equipos considerados

El alcance de esta investigación considera el control de un motor trifásico de imanes permanentes en el rotor, accionado mediante un inversor tipo fuente de voltaje (VSI) implementado como puente trifásico con transistores MOSFET. El inversor se conecta directamente a las bobinas del estator de la máquina.

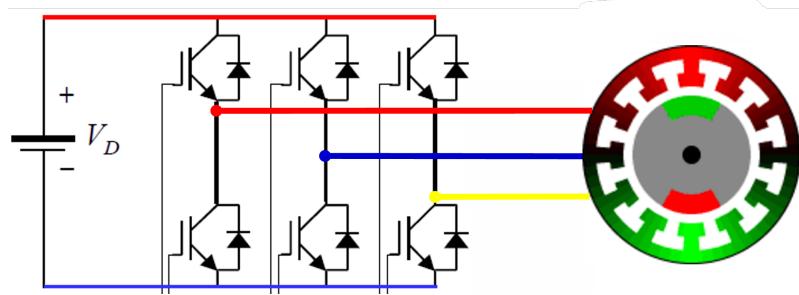


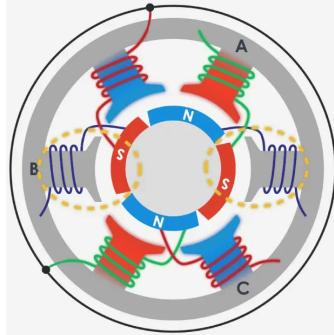
Figura 3.1: Conexión entre el convertidor y la máquina estudiada

3.1. Motor trifásico

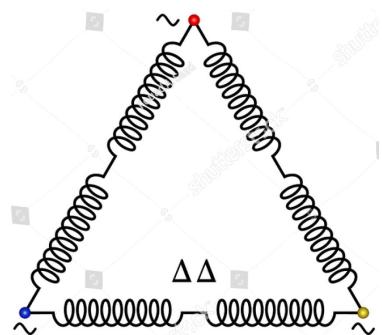
El motor seleccionado es un *brushless DC* (BLDC) modelo BLWS232D-24V-4000 del fabricante Anaheim Automation. Es un motor síncrono con dos pares de polos, imanes permanentes en el rotor interno y bobinados del estator conectados en delta, como se muestra en la Figura 3.2.



(a) Motor estudiado [3].



(b) Esquema del motor de dos pares de polos [4].



(c) Conexión en delta de las bobinas del estator (stock).

Figura 3.2: Configuración del motor BLWS232D-24V-4000.

A continuación, se resumen los parámetros principales reportados en la hoja de datos [3]:

- | | |
|---------------------------------|---|
| ■ Voltaje nominal: 24 [V] | ■ Constante de torque: 0.0387 [N-m/A] |
| ■ Velocidad nominal: 4000 [rpm] | ■ Voltaje de back-EMF: 0.004 [V/rpm] |
| ■ Potencia nominal: 46 [W] | ■ Resistencia línea - línea: 0.82 [Ω] |
| ■ Torque nominal: 0.11 [N-m] | ■ Inductancia línea - línea: 2.3 [mH] |
| ■ Pares de polos: 2 | ■ Inercia rotórica: $7.485 \cdot 10^{-6}$ [N-m-s ²] |

El motor dispone de tres terminales (A, B, C) para su alimentación y control desde el inversor.

3.2. Sensor de posición: sensor *Hall*

El motor Anaheim incorpora tres sensores Hall digitales montados a 120° eléctricos entre sí, solidarios al estator y enfrentados al rotor de imanes permanentes. Las tres salidas, H1, H2 y H3, se cablean junto con los conductores del motor, más alimentación a 5V y tierra (GND). Cada canal entrega una señal cuadrada compatible con lógica de 5V.

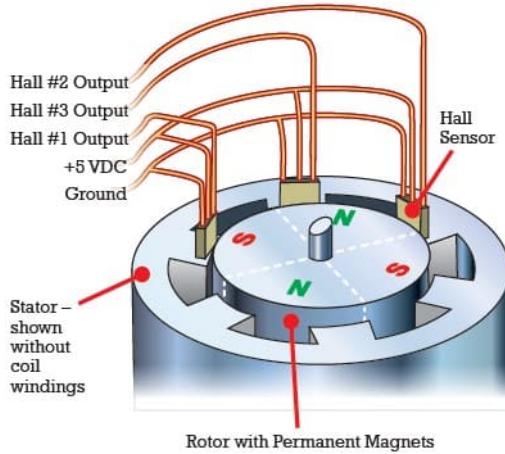


Figura 3.3: Ubicación típica de los sensores Hall respecto del rotor (referencial).

Cada cambio de sector eléctrico (cada 60° eléctricos) provoca la transición de exactamente uno de los canales Hall. Comparando el estado anterior y el actual del vector (H1, H2, H3) se determina el sentido de giro. La relación entre ángulo eléctrico θ_e y ángulo mecánico θ_m es

$$\theta_e = pp \cdot \theta_m,$$

donde pp es el número de pares de polos. Así, la medición con Hall entrega una posición absoluta *por sector* con resolución de 60° eléctricos. Para el motor estudiado ($p = 2$), esto equivale a 30° mecánicos. En total hay $6pp$ sectores por vuelta mecánica.

Tabla 1: Estados Hall por sector (giro *CW*, visto desde el extremo del eje).

Ángulo eléctrico	H1	H2	H3
$0^\circ \leq \theta_e < 60^\circ$	0	1	0
$60^\circ \leq \theta_e < 120^\circ$	0	1	1
$120^\circ \leq \theta_e < 180^\circ$	0	0	1
$180^\circ \leq \theta_e < 240^\circ$	1	0	1
$240^\circ \leq \theta_e < 300^\circ$	1	0	0
$300^\circ \leq \theta_e < 360^\circ$	1	1	0

La secuencia anterior es la típica para *CW* ($010 \rightarrow 011 \rightarrow 001 \rightarrow 101 \rightarrow 100 \rightarrow 110$). Si se invierte el cableado de fases o la referencia de observación, la secuencia se recorre en orden inverso para *CCW*.

3.3. Sensor de posición: *encoder incremental*

Al eje del motor se acopla un *encoder* incremental modelo ENC-A2I del fabricante Anaheim Automation. Este dispositivo entrega realimentación digital para control de movimiento en posición, velocidad y dirección. Emplea dos canales ópticos en cuadratura que generan señales lógicas A y B desfasadas 90° eléctricos entre sí (véase Figura 3.4 y Figura 3.5).

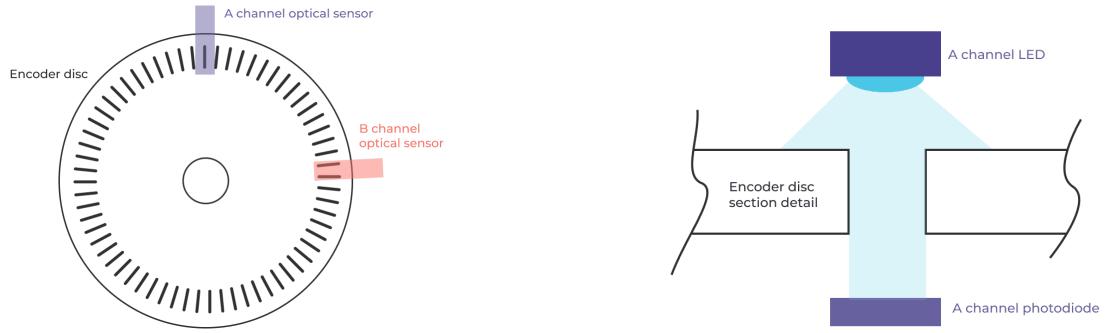


Figura 3.4: Esquema óptico de un *encoder* incremental en cuadratura [5].

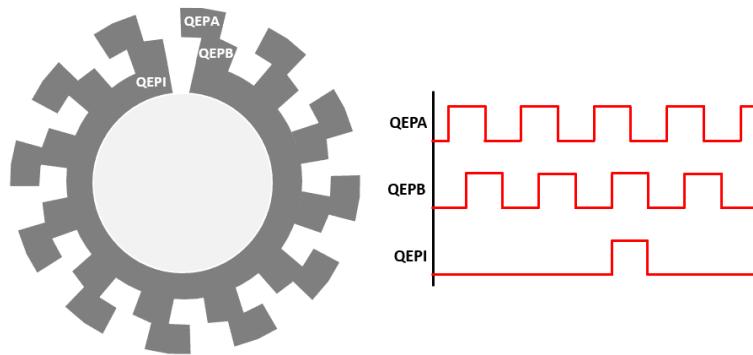


Figura 3.5: Señales de salida A, B e índice Z del *encoder*.

El desfase permite determinar tanto el incremento de posición como el sentido de giro al comparar el estado anterior con el estado actual de (A, B) . Los pulsos pueden decodificarse con una máquina de estados como la mostrada en la Figura 3.6, donde el sentido del movimiento se infiere con la transición $(A, B)_{k-1} \rightarrow (A, B)_k$. Adicionalmente, dispone de un tercer canal de índice Z que produce un pulso una vez por vuelta, útil para referenciar el ángulo cero mecánico.

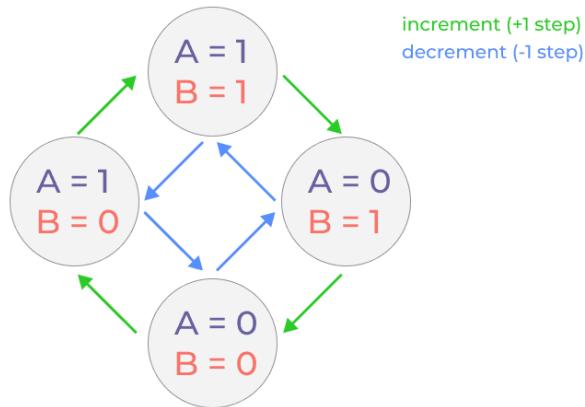


Figura 3.6: Máquina de estados para decodificación de cuadratura.

Los parámetros principales indicados la hoja de datos [6] son los siguientes:

- Cuentas por revolución (CPR): 1000.
- Frecuencia máx.: hasta 300.000 ciclos/s.
- Alimentación: 5 V nominal (rango 4.5–5.5 V).
- Consumo típico: 55 mA.
- Canales: A y B en cuadratura; canal de índice Z $1 \times$ por vuelta.
- Salidas lógicas tipo TTL, *single-ended*:
 - Nivel bajo: $V_{OL} \leq 0.5$ V.
 - Nivel alto: $V_{OH} \geq 2.0$ V.

Como terminales, el dispositivo cuenta con cinco conexiones: alimentación (5V y GND) y tres señales de posición (A, B y I). La [Figura 3.7](#) muestra el equipo.



Figura 3.7: Encoder incremental utilizado para el *setup*.

3.4. Inversor trifásico

El BOOSTXL-3PhGaNInv es un inversor trifásico con medición de corriente de fase basada en resistencias shunt. De acuerdo con la hoja de datos, presenta las siguientes características generales:

- Acepta un rango amplio de voltaje de entrada en corriente continua desde 12V hasta 60V, con un valor nominal de operación de 48V.
- Etapa de conversión auxiliar que utiliza el convertidor LM5017 para generar una línea de 5V. Esta línea alimenta al módulo de compuerta LMG5200 y sirve como referencia para la generación de 3.3V utilizados para la comunicación GPIO.
- Tres fases del inversor implementadas como medio puente con un módulo GaN integrado LMG5200, especificado para 80V y 10A.
- Sensado de corriente por fase mediante una resistencias shunt de $5\text{ m}\Omega$. La señal se amplifica con un amplificador diferencial INA240 configurado con una ganancia de 20V/V y un *offset* de 1.65V.
- Interruptor de temperatura TMP302 que supervisa la temperatura de la PCB en las cercanías del módulo de potencia GaN.
- Protección de sobrecorriente por hardware mediante TLV3201, ajustado a 12A con una histéresis de 1A.
- El motor se conecta a un borne trifásico dedicado que proporciona las tres salidas de fase del inversor.

La tarjeta ofrece un conector de interfaz pensado para un procesador huésped. A través de este conector se gestionan señales de mando y se disponen señales de medida condicionadas por la propia placa:

- Entradas PWM para los transistores de lados alto y bajo para cada una de las tres fases.
- Señal de habilitación de PWM (tipo *active low*) que permite habilitar o deshabilitar el inversor completo.
- Señal acondicionada de sensado de corriente de cada fase.

- Señal de voltajes de fase acondicionados y filtrados mediante un filtro de pasa bajos.
- Señal acondicionada de voltaje del enlace DC.
- Señal de alerta de sobretemperatura (*active low*).

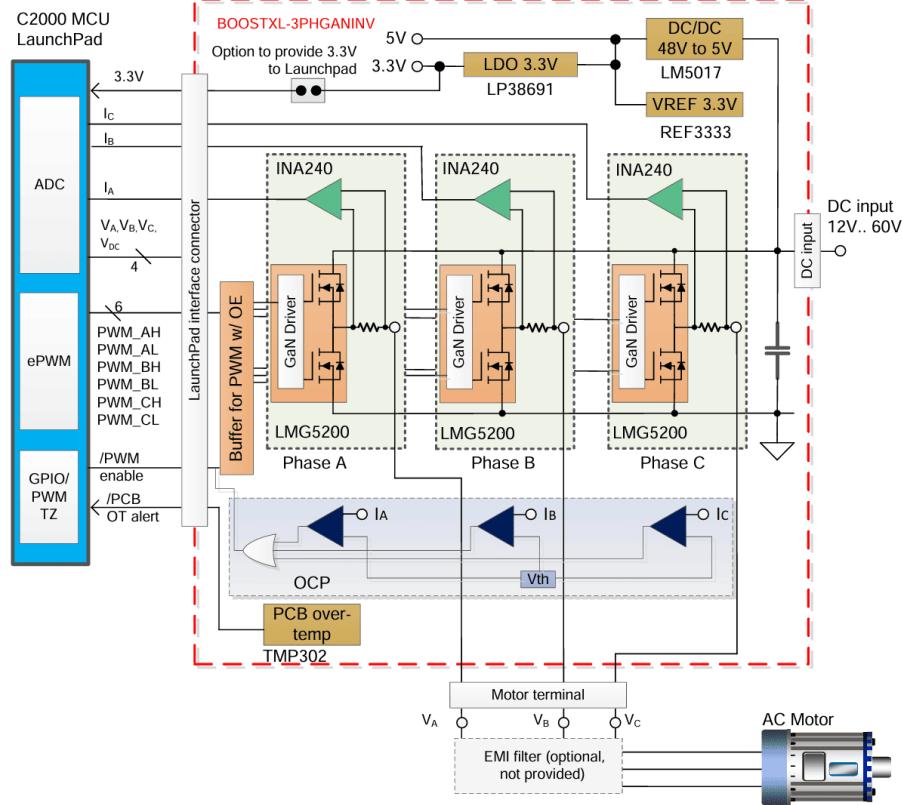


Figura 3.8: Diagrama de bloques del BOOSTXL-3PhGaNInv.

3.5. Microcontrolador

Para implementar el sistema de control automático se utiliza la tarjeta C2000™ LAUNCHXL-F28379D LaunchPad de Texas Instruments. Mostrada en la [Figura 3.9](#), actúa como plataforma de interfaz entre el microcontrolador TMS320F28379D y el resto del *hardware* del accionamiento, facilitando la programación, depuración y evaluación directa desde el PC, así como la adquisición de señales de medida y el envío de señales de control.

Algunas de las principales características de la tarjeta son:

- Interfaz USB para depuración y programación mediante sonda XDS100v2 aislada del resto de la tarjeta, con enlace USB/UART hacia el host.
- Dos LED de usuario y pulsador de *reset* del dispositivo.
- Pines del dispositivo fácilmente accesibles para pruebas.
- Dos interfaces de *quadrature encoder* de 5V (*eQEP*) expuestas en la placa.

Los distintos GPIO presentes en el pin-header se muestran en la [Figura 3.10](#), con su respectivas conexiones a los periféricos del microcontrolador.

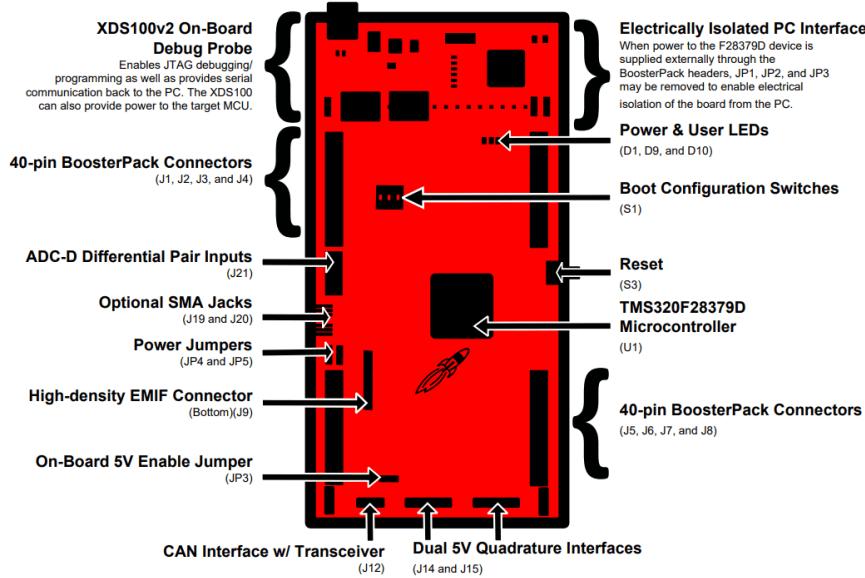


Figura 3.9: Overview de la tarjeta LAUNCHXL-F28379D [7].

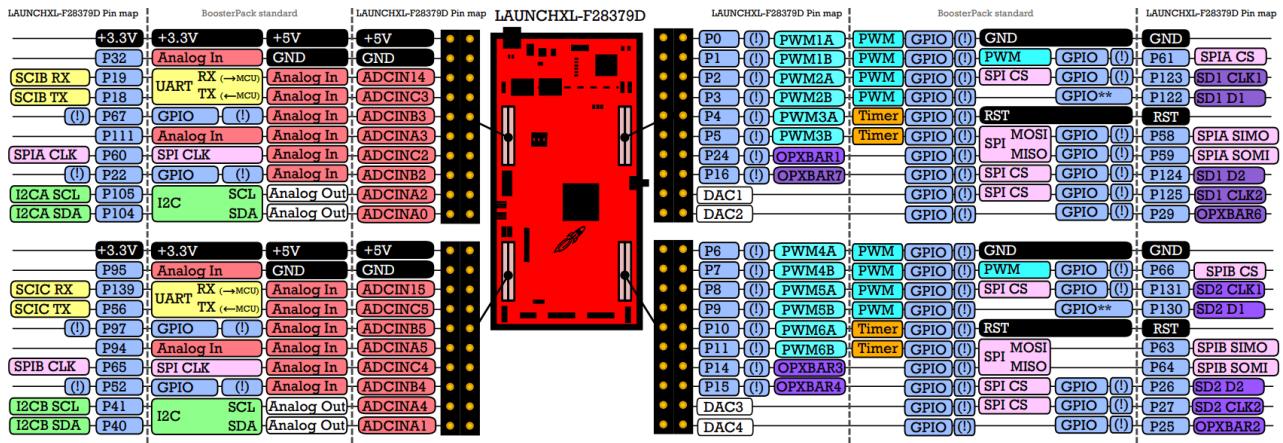


Figura 3.10: Pin map de la tarjeta de desarrollo [8].

El TMS320F28379D integra dos CPU C28x en punto flotante a 200 MHz cada una (arquitectura de doble núcleo) y dos coprocesadores Control Law Accelerator (CLA) también a 200 MHz, lo que permite parallelizar lazos críticos y tareas auxiliares. Incorpora 1 MB de memoria flash y 204 kB de RAM, además de aceleradores de cálculo: VCU (Viterbi, aritmética compleja y CRC) y la unidad trigonométrica TMU.

Para la interfaz con el accionamiento, el dispositivo ofrece:

- PWM de alta resolución: hasta 16 salidas HRPWM con control de flanco de 150 ps.
- Convertidores analógico-digitales: cuatro ADC con resolución seleccionable de 16 o 12 bits.
- Comparadores: 8 comparadores con ventana y referencias DAC internas de 12 bits.
- Comunicaciones serie: SCI, SPI e I²C.
- Otras interfaces: CAN, McBSP y USB.

4. PLECS Coder y Target Support Package

La implementación y configuración de los lazos de control del motor se realiza por medio del software PLECS, de [Plexim](#). Este incorpora una sencilla interfaz gráfica para simular circuitos eléctricos y los respectivos controladores, en conjunto con un potente motor de cálculo optimizado para resolución de simulaciones de sistemas de potencia.

La presente sección tiene como objetivo explicar el proceso de instalación de los componentes de software mínimos, además de introducir el uso de estos para los fines requeridos en el proyecto. Notar que los manuales necesarios se pueden descargar gratuitamente en la plataforma web de [Plexim](#).

4.1. Instalación PLECS Coder

4.2. Instalación C2000 Target Support Package

4.3. Configuración de Coder

5. Esquema de control conceptual

5.1. Teoría del motor síncrono

Consideremos un motor síncrono de imanes permanentes (SPMSM) con imanes de montaje superficial en un rotor cilíndrico, como en la [Figura 3.2](#). El estator de la máquina síncrona está conformado por tres enrolados de fase distribuidos cuasi sinusoidalmente en la periferia del estator y desplazados espacialmente 120° eléctricos. La distribución idealmente sinusoidal no puede alcanzarse de forma exacta debido al número finito de ranuras, pero se diseña para aproximarla. Cada fase se conecta en serie con N_s espiras y sus conductores se alojan en ranuras del circuito magnético del estator, enfrentando el entrehierro (ver [Figura 5.1](#)).

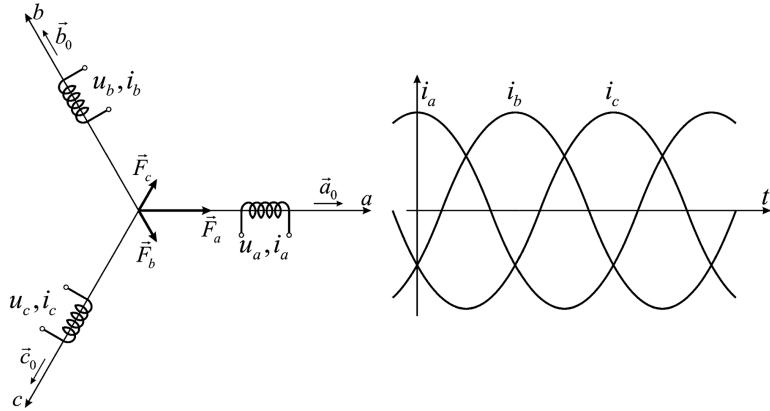


Figura 5.1: Campo magnético generado por cada una de las fases del estator [9].

Cada fase genera una fuerza magnetomotriz (FMM) determinada por el número de vueltas de la fase y por la corriente de fase. Cuando circulan corrientes alternas equilibradas de igual amplitud I_m , frecuencia eléctrica ω_e y desfasadas 120° , cada fase produce una FMM sinusoidal sobre su eje magnético. Para un sistema de dos polos (extensible a p pares de polos ajustando la distribución de bobinas del estator), las FMM de fase se modelan como

$$\begin{aligned} F_a(t) &= N_s I_m \cos(\omega_e t) \\ F_b(t) &= N_s I_m \cos\left(\omega_e t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ F_c(t) &= N_s I_m \cos\left(\omega_e t - \frac{4\pi}{3}\right) \end{aligned} \quad (5.1)$$

Las FMM de fase F_a, F_b, F_c son magnitudes escalares definidas sobre los ejes de fase. Para describir el campo magnetizante neto en el entrehierro se utiliza el fasor espacial (o vector espacial) de la FMM, un vector en el plano del estator. Primero se obtienen las componentes en el marco estacionario $\alpha\beta$:

$$\begin{bmatrix} F_\alpha \\ F_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_a \\ F_b \\ F_c \end{bmatrix} \quad (5.2)$$

El fasor espacial de la FMM se define como

$$\underline{F}_S(t) \triangleq F_\alpha(t) + j F_\beta(t) \quad (5.3)$$

equivalente a la forma compleja clásica

$$\underline{F}_S(t) = \frac{2}{3} \left(F_a(t) + a F_b(t) + a^2 F_c(t) \right) \quad a = e^{j\frac{2\pi}{3}} \quad (5.4)$$

Para corrientes equilibradas, el módulo de \underline{F}_S es prácticamente constante y su argumento crece a velocidad ω_e :

$$|\underline{F}_S| = \frac{3}{2} N_s I_m, \quad \underline{F}_S(t) = \frac{3}{2} N_s I_m e^{j\omega_e t}. \quad (5.5)$$

En el plano físico, el vector resultante de FMM del estator es

$$\vec{F}_S(t) = F_\alpha(t) \hat{\alpha} + F_\beta(t) \hat{\beta}, \quad (5.6)$$

y también puede interpretarse como la suma vectorial de las contribuciones de fase

$$\vec{F}_S(t) = \vec{F}_a(t) + \vec{F}_b(t) + \vec{F}_c(t), \quad (5.7)$$

cuyo módulo permanece prácticamente constante y cuyo eje gira en el espacio a velocidad eléctrica ω_e . La orientación de \vec{F}_S respecto de los ejes de fase puede verse en la [Figura 5.1](#).

El flujo magnético estatórico se obtiene dividiendo la FMM resultante por la reluctancia magnética efectiva R_μ . Denotando por $\vec{\Psi}_S$ al vector de enlace de flujo por vuelta del estator, se tiene

$$\vec{\Psi}_S(t) = \frac{N_s \vec{F}_S(t)}{R_\mu} \quad (5.8)$$

En una máquina real, R_μ representa la reluctancia equivalente del camino magnético hierro–entrehierro–hierro, que integra el efecto de dientes y yugo del estator, el entrehierro y las partes activas del rotor. En la práctica, el entrehierro (con $\mu = \mu_0$) suele dominar el valor de R_μ , mientras que ranurado, excentricidades y saturación introducen una débil dependencia con la posición. Por convenio, R_μ se asocia al camino mutuo que acopla estator y rotor, mientras que los trayectos que no cruzan el entrehierro se modelan por separado como fugas.

Bajo esta interpretación, el flujo del estator se descompone en dos contribuciones: una componente de dispersión, que no cruza el entrehierro ni enlaza el rotor, y una componente mutua o de entrehierro, que sí lo hace y participa del acoplamiento. La suma de ambas determina el flujo total que aparece en el entrehierro.

En el rotor, los imanes permanentes generan un vector de flujo $\vec{\Psi}_R$ fijo al rotor (ver [Figura 5.2](#)). El ángulo eléctrico entre $\vec{\Psi}_S$ y $\vec{\Psi}_R$ se denota por δ . El par electromagnético se origina por la interacción entre el flujo del rotor y la FMM/flujo del estator. En forma compacta:

$$\vec{T}_{em} = k_t \vec{\Psi}_R \times \vec{F}_S \implies T_{em} \propto |\vec{\Psi}_R| |\vec{\Psi}_S| \sin \delta, \quad (5.9)$$

donde k_t es una constante constructiva. En régimen permanente, para que el par y la potencia sean constantes, la posición relativa entre $\vec{\Psi}_S$ y $\vec{\Psi}_R$ debe permanecer fija, lo que exige que el rotor gire en sincronismo con el campo del estator ($\omega_m = \Omega_s$). Este comportamiento puede visualizarse en la [Figura 5.2](#), donde el vector \vec{F}_S gira a la misma velocidad que el rotor.

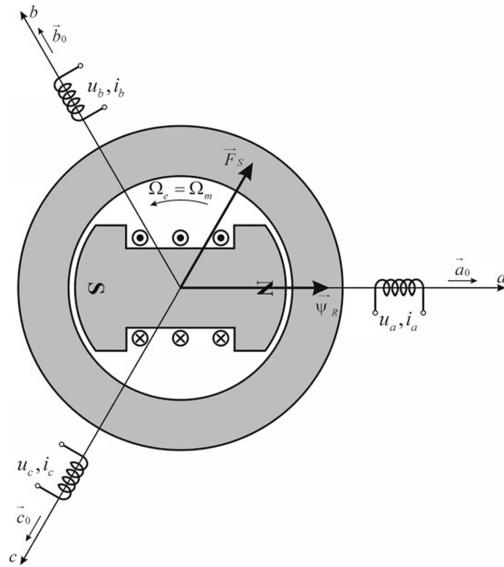


Figura 5.2: Flujos magnéticos presentes en la máquina síncrona [9].

La posición eléctrica y la relación entre variables mecánicas y eléctricas son:

$$\theta_e = pp \cdot \theta_m \quad \omega_e = \dot{\theta}_e = pp \cdot \omega_m \quad (5.10)$$

donde pp es el número de pares de polos, θ_m es el ángulo mecánico y ω_m la velocidad mecánica. En consecuencia, la velocidad mecánica sincrónica es

$$\Omega_s = \frac{\omega_e}{pp} \quad (5.11)$$

Finalmente, nótese que para producir un \vec{F}_S de módulo casi constante que gire a ω_e es imprescindible aplicar voltajes trifásicos sinusoidales, equilibrados y desfasados 120° en las bobinas del estator, lo que asegura corrientes igualmente sinusoidales y, por tanto, un campo giratorio uniforme en el entrehierro.

Por otra parte, el acoplamiento entre rotor y estator se describe con el balance de voltaje en los arrollamientos estatóricos (ver Figura 5.3):

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_a & 0 & 0 \\ 0 & R_b & 0 \\ 0 & 0 & R_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_a \\ \psi_b \\ \psi_c \end{bmatrix}. \quad (5.12)$$

Los enlaces de flujo por fase se expresan como

$$\begin{bmatrix} \psi_a \\ \psi_b \\ \psi_c \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} L_{aa}(\theta_e) & M_{ab}(\theta_e) & M_{ac}(\theta_e) \\ M_{ab}(\theta_e) & L_{bb}(\theta_e) & M_{bc}(\theta_e) \\ M_{ac}(\theta_e) & M_{bc}(\theta_e) & L_{cc}(\theta_e) \end{bmatrix}}_{\mathbf{L}(\theta_e)} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \psi_{ma}(\theta_e) \\ \psi_{mb}(\theta_e) \\ \psi_{mc}(\theta_e) \end{bmatrix} \quad (5.13)$$

donde L_{aa} , L_{bb} y L_{cc} son las autoinductancias de las fases a , b y c , M_{ab} , M_{ac} , M_{bc} son las inductancias mutuas entre fases, y ψ_{ma} , ψ_{mb} , ψ_{mc} son los enlaces de flujo vistos por las fases debidos a los imanes permanentes. En

máquinas simétricas suele cumplirse $R_a = R_b = R_c \triangleq R_s$, $L_{aa} = L_{bb} = L_{cc}$ y $M_{ab} = M_{bc} = M_{ca}$, con relaciones geométricas fijadas por el desplazamiento de 120° .

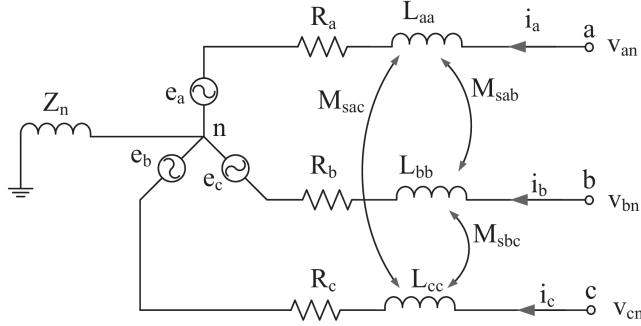


Figura 5.3: Circuito equivalente (transiente) de la máquina síncrona en referencia *abc* [10].

Debido a la saturación magnética y a la construcción mecánica de la máquina síncrona de imanes permanentes, tanto las autoinductancias como las mutuas son funciones del ángulo eléctrico del rotor θ_e (igual al ángulo síncrono). Este ángulo coincide prácticamente con la dirección del flujo del rotor (polo norte de los imanes), mientras que para $\theta_e = 0$ el eje del flujo del rotor se alinea con la fase *a*. Por la misma razón, los enlaces de flujo de los imanes $\psi_{m\{a,b,c\}}(\theta_e)$ dependen de θ_e .

De forma compacta, (5.12)–(5.13) pueden escribirse como

$$\underline{v} = \mathbf{R} \underline{i} + \frac{d\lambda}{dt} \quad \underline{\psi} = \mathbf{L}(\theta_e) \underline{i} + \underline{\psi}_m(\theta_e) \quad (5.14)$$

con (\cdot) denotando vectores de fase en *abc*.

Adicionalmente, de las ecuaciones (5.12) y (5.13) se puede obtener una relación para el torque electromagnético:

$$T_{em} = pp \cdot \left(\underline{i}^T \frac{d\psi_m}{dt}(\theta_e) + \frac{1}{2} \underline{i}^T \frac{d\mathbf{L}}{d\theta_e}(\theta_e) \underline{i} \right) \quad (5.15)$$

De la ecuación (5.12) se puede concluir que para una ubicación fija del rotor (θ_e), el valor instantáneo de la corriente estática \underline{i} depende netamente del voltaje instantáneo (\underline{v}) impuesto en las bobinas. Mientras que de la ecuación (5.15), se obtiene que el torque instantáneo generado por el rotor depende de la corriente estática. Por lo tanto, se puede concluir que el torque generado por la máquina puede ser manipulado mediante un control preciso del voltaje en cada una de las fases.

Por otra parte, en lo que respecta a la dinámica de un motor sometido a un torque de carga T_L , esta queda controlada según la ecuación:

$$T_{em} - T_L = J_m \cdot \dot{\omega}_m \quad (5.16)$$

donde J_m corresponde a la inercia rotacional del rotor de la máquina. Es decir, que el motor tendrá una aceleración positiva e incrementará su velocidad en la medida que el torque generado en base a la ecuación (5.15) sea superior a la carga, y se frenará en el caso contrario.

5.2. Introducción al control de máquinas síncronas

En base al análisis presentado previamente, se justifica un esquema de control de velocidad basado en el voltaje como variable manipulada en la medida de que cuenta con mediciones de velocidad angular como variable controlada. Es específico, se considera un lazo como el mostrado en la [Figura 5.4](#), en el cual el bloque de control utiliza mediciones de corriente del motor, así como la velocidad del eje mecánico, a fin de manipular el voltaje entregado a la máquina.

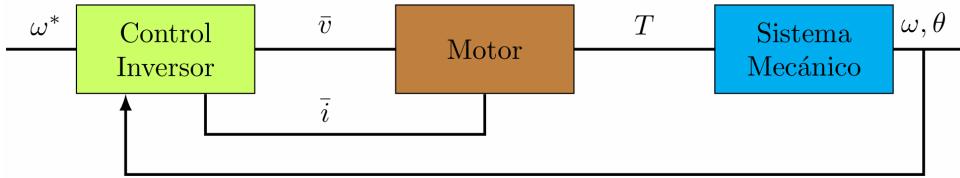


Figura 5.4: Esquema básico del control de velocidad de un motor [11].

De forma más general, se suelen incluir distintos tipos de controladores en cascada con la finalidad de controlar tanto el torque generado por el motor, o bien la velocidad de operación, inclusive el ángulo mecánico del eje. Esto se muestra en la [Figura 5.5](#).

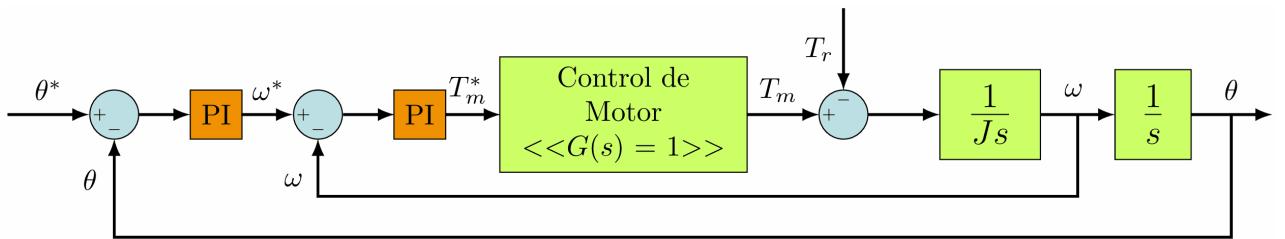


Figura 5.5: Esquema generalizado de control de un motor síncrono en base a controladores en cascada [11].

Notar que, si bien los lazos de control pueden implementarse con distintos reguladores, en la práctica los VSD utilizan controladores PI debido a su sencillez, robustez y facilidad de sintonía, además de estar ampliamente validados por la experiencia práctica y ofrecer lazos usualmente estables y rápidos. Ahora bien, para que esos PI trabajen con referencias constantes y el par sea regulado con respuesta transitoria rápida, se recurre al control vectorial.

En términos generales, los métodos de control para PMSM se dividen en *escalar* y *vectorial* [12]. El control escalar ajusta solo la amplitud y la frecuencia de los vectores espaciales de voltaje, corriente y flujo a partir de ecuaciones de régimen permanente, por lo que no actúa sobre la *posición* instantánea de dichos vectores durante transitorios. Al operar en estado estacionario aparece la ley clásica V/f : si el motor se alimenta desde una fuente de voltaje y se mantiene aproximadamente constante la razón entre el voltaje fundamental y la frecuencia eléctrica ($V/\omega_e \approx \text{cte}$), el flujo de entrehierro se mantiene casi constante y el torque máximo resulta prácticamente invariante en velocidad (antes de saturar la tensión disponible del bus DC y sin debilitamiento de campo).

Despreciando la caída en R_s cerca o por sobre la frecuencia base, el par desarrollado puede obtenerse del diagrama fasorial como

$$T \approx \frac{3}{\omega_e} \frac{EV}{X_s} \sin \delta = \frac{3}{\omega_e} \frac{EV}{\omega_e L_s} \sin \delta \quad (5.17)$$

donde $X_s = \omega_e L_s$, L_s es la inductancia síncrona (en SPMSM, $L_d \approx L_q \triangleq L_s$), V es el voltaje fundamental aplicado, E la f.e.m. inducida (con $E = \omega_e K_e \Phi$), y δ el ángulo entre el vector de flujo del rotor y el vector de FMM/voltaje del estator. De la ecuación (5.17) se deduce que, manteniendo $V/\omega_e \approx \text{cte}$ y δ casi constante, el par máximo permanece aproximadamente constante en un amplio rango de velocidades. Un ejemplo de este tipo de controlador se muestra en la Figura 5.6.

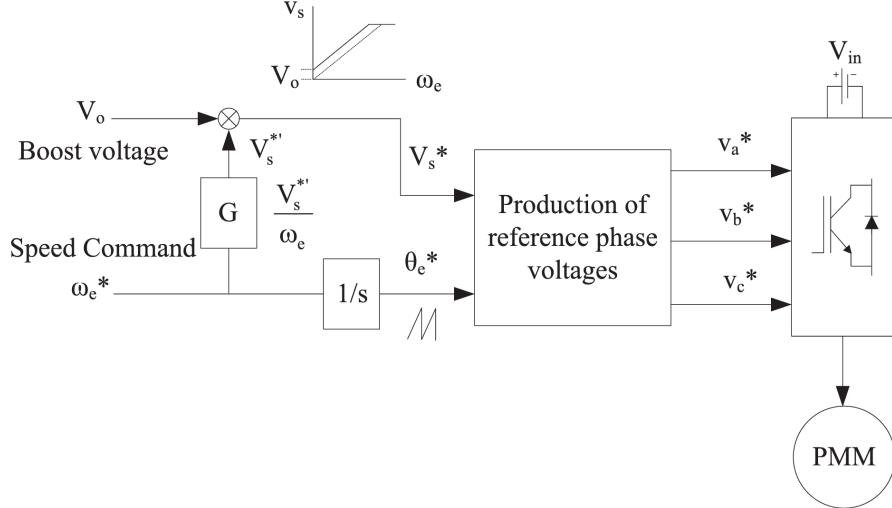


Figura 5.6: Control de lazo abierto tipo V/f para un PMSM alimentado por un inversor tipo VSI [10].

Esta filosofía escalar limita la respuesta dinámica al no gobernar la orientación instantánea de los vectores espaciales. En cambio, el control vectorial ajusta la magnitud, la frecuencia y también los valores instantáneos (posición) de esos vectores espaciales, lo que habilita un desempeño dinámico superior y lo ha consolidado como la estrategia de alto rendimiento para PMSM.

Dentro de la familia vectorial, coexisten enfoques con distinta implementación. El *Direct Torque Control* (DTC) actúa directamente en coordenadas de vector espacial y reemplaza los reguladores de corriente por dos controladores de histéresis (bang-bang): uno sobre el módulo del flujo estatórico y otro sobre el par electromagnético. La ausencia de un modulador PWM en DTC conlleva una frecuencia de conmutación variable, lo que constituye una de sus desventajas, si bien ha sido objeto de mejoras continuas desde su introducción en 1985 [12].

Otra línea es el *Field-Oriented Control* (FOC), el enfoque del presente trabajo, que busca el desacople torque-flujo proyectando las ecuaciones de la máquina a un marco de referencia rotacional a velocidad síncrona. La filosofía es regular en lazo cerrado las componentes desacopladas de corriente, análogamente a como se realizaría para un motor DC. La orientación de la referencia rotatoria puede hacerse al flujo del rotor (*RFOC*) generado por el imán permanente o al flujo del estator (*SFOC*) generado por las fases eléctricas.

En síntesis, el control vectorial regula no solo la magnitud y la frecuencia, sino también los valores instantáneos y la orientación de los vectores espaciales de voltaje, corriente y flujo, lo que habilita un desempeño dinámico superior tanto en régimen permanente como en transitorios [12]. En particular, la orientación de campo permite obtener cambios (casi) instantáneos de torque, es decir, saltar directamente de un estado estacionario a otro, al imponer referencias de corriente adecuadas en el marco síncrono [13].

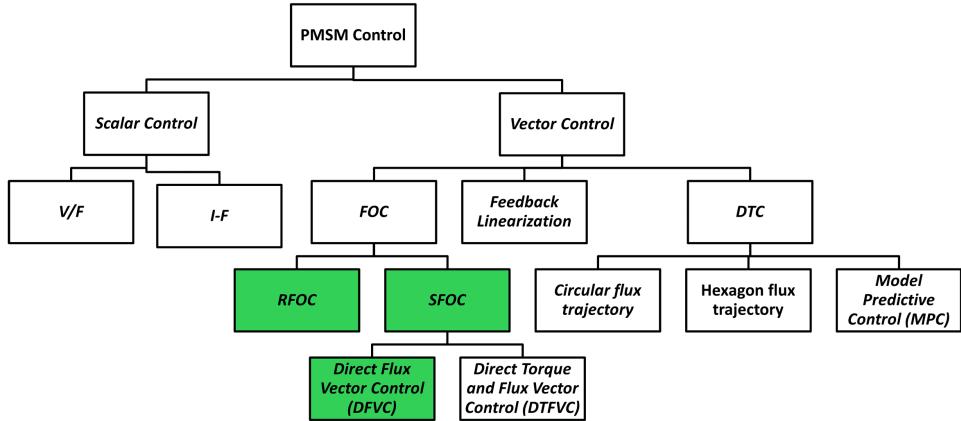


Figura 5.7: Resumen simplificado de los tipos de controladores de máquinas síncronas [12].

Indeed, RFOC based on linear PI controllers is the most widely implemented vector controller in industrial applications. (paper review)

5.3. Transformación del marco de referencia: Clarke y Park

Las variables trifásicas de la máquina (voltajes, corrientes y flujos) pueden representarse mediante *vectores espaciales complejos* [14]. Para las corrientes, el vector espacial del estator se define como

$$\underline{i}_s = \frac{2}{3} (i_a + \alpha i_b + \alpha^2 i_c) \quad \alpha = e^{j \frac{2\pi}{3}} \quad (5.18)$$

donde α y α^2 son los operadores espaciales que rotan 120° y 240° eléctricos, respectivamente. La construcción geométrica de \underline{i}_s se ilustra en la Figura 5.8.

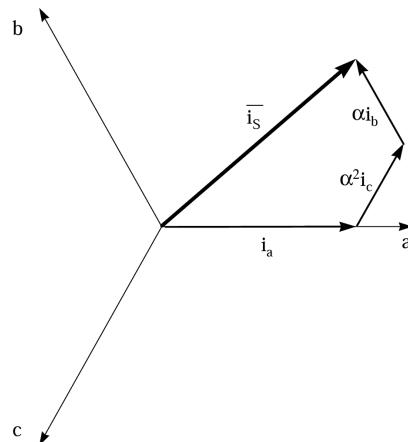


Figura 5.8: Vector espacial complejo de corriente del estator \underline{i}_s a partir de i_a, i_b, i_c [14].

Para analizar y controlar la máquina se emplea usualmente una transformación en dos etapas (ver Figura 5.9): primero se proyecta el sistema trifásico a un marco estacionario bi-axial $\alpha\beta$, luego se rota ese marco a un sistema dq que gira a una cierta velocidad ω , según se muestra en la Figura 5.9.

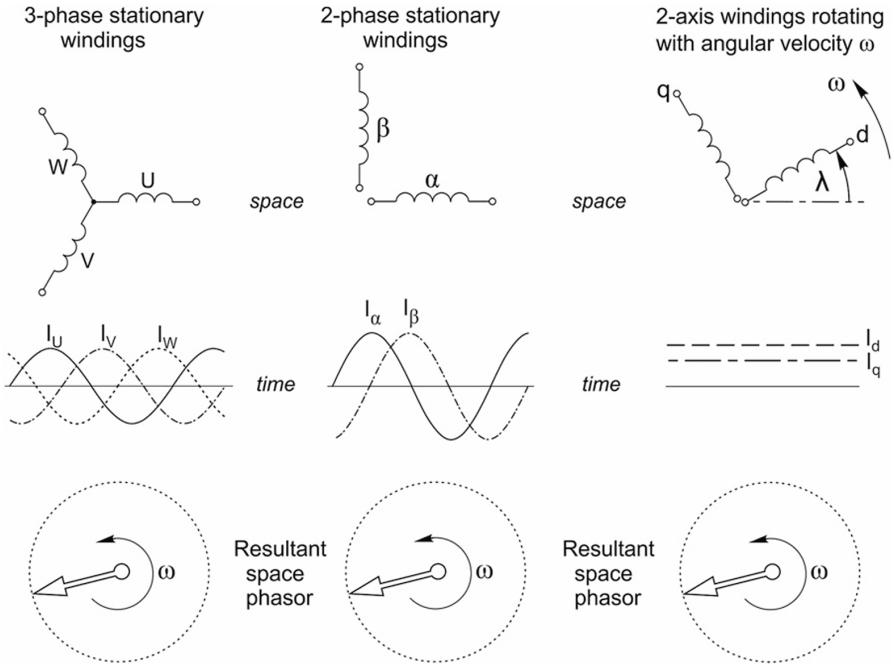


Figura 5.9: Esquema conceptual: abc estacionario $\rightarrow \alpha\beta$ estacionario (Clarke) $\rightarrow dq$ girante (Park) [13].

Clarke Como se menciona anteriormente, la Transformada de Clarke, también conocida como Transformada alfa-beta, permite representar cualquier conjunto trifásico balanceado abc de valores, en un par de valores en ejes ortogonales $\alpha - \beta$. En general

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_0 \end{bmatrix} = K \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (5.19)$$

Donde K corresponde a una constante que se puede seleccionar en base al objetivo de la transformación. En su forma más ampliamente utilizada, y la que se considera para el presente trabajo, se considera $K = 2/3$. Este valor permite conservar la amplitud de las sinusoides al realizar la conversión. Adicionalmente, al considerar el sistema balanceado, se convierte en:

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (5.20)$$

Park La Transformada de Park, también conocida como dq , permite proyectar un marco de referencia ortogonal (como el alfa-beta) sobre una referencia también ortogonal, cuyos ejes se conocen como d y q en referencia a la denominación de eje "directo" eje de "cuadratura", en un ángulo θ cualquiera, rotando a una cierta velocidad angular ω .

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (5.21)$$

Clarke-Park Ambas transformaciones se pueden unificar en una única matriz de transformación:

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin \theta & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}. \quad (5.22)$$

La transformación inversa ($abc \rightarrow dq$) se obtiene invirtiendo las matriz anterior.

En la práctica, también se aplican (5.19) y (5.21) a voltajes y flujos, manteniendo el mismo escalado 2/3 para consistencia energética [10]. El resultado clave para control es que, al elegir θ_e de modo que el eje d quede alineado con el vector de flujo de referencia (rotor o estator, según el esquema).

Con esto, las señales sinusoidales equilibradas en abc pasan a ser casi constantes en dq en régimen estacionario.

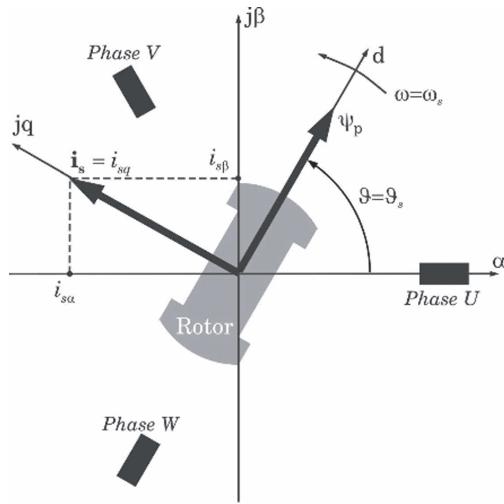


Figura 5.10: Transformación a referencia rotacional de las corrientes estáticas [15].

6. Esquema de control implementado

7. Referencias

- [1] J. F. Mora, *Máquinas Eléctricas*, 6.^a ed. McGraw-Hill, 2008, ISBN: 0-07-366009-4.
- [2] M. H. Rashid, *Power Electronics Handbook*, 3.^a ed. Elsevier, 2011.
- [3] I. Anaheim Automation, *BLWS23 Series — Brushless DC Motors - Datasheet*.
- [4] Teamwork Global Group. «Cómo Funcionan Los Motores de Corriente Continua Sin Escobillas.» Entrada de blog/nota técnica, TW Motor, visitado 19 de octubre de 2025. dirección: <https://www.tw-motor.net/info/how-brushless-dc-motors-work-97376307.html>
- [5] F. Flute. «Understanding Quadrature Encoders: A Comprehensive Guide for Mechanical Engineers,» visitado 19 de octubre de 2025. dirección: <https://www.fiveflute.com/guide/understanding-quadrature-encoders-a-comprehensive-guide-for-mechanical-engineers/>
- [6] I. Anaheim Automation, *ENC-A2I Single-Ended Encoder with Index Channel: Datasheet*.
- [7] T. Instruments, *LAUNCHXL-F28379D User's Guide*, marzo de 2019.
- [8] T. Instruments, *Meet the TMS320F28379D LaunchPad Development Kit*.
- [9] S. N. Vukosavic, *Electrical Machines* (Power Electronics and Power Systems). New York, NY: Springer, 2013, ISBN: 978-1-4614-0399-9. DOI: [10.1007/978-1-4614-0400-2](https://doi.org/10.1007/978-1-4614-0400-2) dirección: <https://doi.org/10.1007/978-1-4614-0400-2>
- [10] S. Manias, *Power Electronics and Motor Drive Systems*. Oxford: Academic Press, 2017, ISBN: 978-0-12-811798-9.
- [11] R. Repenning, *Dynamics and Control of Electrical Drives: Lesson 3*, Diapositivas de clase, Pontificia Universidad Católica de Chile: Accionamientos Eléctricos (IEE2224), Santiago, Chile, marzo de 2025.
- [12] R. Ghassani, Z. Kader, M. Fadel, P. Combes & M. Koteich, «Comparison Study of Rotor Field-Oriented Control and Stator Field-Oriented Control in Permanent Magnet Synchronous Motors,» en *2023 IEEE International Electric Machines & Drives Conference (IEMDC)*, mayo de 2023, pp. 1-7. DOI: [10.1109/IEMDC55163.2023.10239079](https://doi.org/10.1109/IEMDC55163.2023.10239079) dirección: <https://ut3-toulouseinp.hal.science/hal-04753276v1>
- [13] A. Hughes & B. Drury, *Electric Motors and Drives: Fundamentals, Types and Applications*, 5.^a ed. Kidlington, Oxford, UK: Newnes (Elsevier), 2019, ISBN: 978-0-08-102615-1.
- [14] «Field Orientated Control of 3-Phase AC-Motors,» Texas Instruments Europe, Application Report BPRA073, febrero de 1998, Literature Number BPRA073.
- [15] N. Phung Quang & J.-A. Dittrich, *Vector Control of Three-Phase AC Machines - System Development in the Practice*. Springer Berlin, Heidelberg, enero de 2015, ISBN: 978-3-662-46914-9. DOI: [10.1007/978-3-662-46915-6](https://doi.org/10.1007/978-3-662-46915-6)