

Esquemas Avanzados de Control de Drive

14.1. Introducción

Dos esquemas de control avanzados, el control orientado al campo (FOC) y el control directo de par (DTC), se han convertido en los estándares industriales en drives de media tensión (MV) de alta potencia. Esto se debe a lo siguiente: (a) Los esquemas de control ofrecen un rendimiento dinámico superior; (b) sus algoritmos pueden implementarse eficientemente en tiempo real mediante procesadores digitales; y (c) la diferencia de costo entre las implementaciones digitales de esquemas de control avanzados y de bajo rendimiento es mínima.

Este capítulo se centra en los esquemas FOC y DTC para drives de motores de inducción. Comienza con una introducción a la transformación del marco de referencia, seguida de modelos dinámicos del motor de inducción. Se presentan varios esquemas de control orientados al campo para los drives de fuente de voltaje y corriente. El énfasis está en el esquema de control orientado al flujo del rotor debido a su simplicidad y amplia aceptación en los drives de MV. También se elabora sobre el control directo de par. Los conceptos importantes se ilustran con simulaciones por computadora y experimentos. El capítulo finaliza con una comparación entre los esquemas FOC y DTC.

14.2. Transformación del Marco de Referencia

El uso de la teoría del marco de referencia puede simplificar el análisis de las máquinas eléctricas y también proporcionar una herramienta poderosa para la implementación digital de esquemas de control sofisticados para los drives de corriente alterna. Se han propuesto varios marcos de referencia a lo largo de los años [1], de los cuales los marcos de referencia estacionario y síncrono son los más comúnmente utilizados. A continuación, se presenta la transformación de variables entre los dos marcos.

14.2.1. Transformación de Marco abc/dq

La transformación de las variables trifásicas (eje abc) de un motor de inducción a las variables bifásicas equivalentes (eje dq) puede realizarse mediante

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta - 4\pi/3) \\ -\sin \theta & -\sin(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta - 4\pi/3) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (14.2-1)$$

donde x representa ya sea corriente, voltaje o enlace de flujo, y θ es el desplazamiento angular entre el eje a y el eje d de los marcos de referencia trifásico y bifásico como se muestra en la Fig. 14.2-1. Las variables trifásicas, x_a , x_b y x_c , están en el *marco de referencia estacionario* que no rota en el espacio, mientras que las variables bifásicas, x_d y x_q , están en el *marco de referencia síncrono* cuyos ejes directo (d) y en cuadratura (q) rotan en el espacio a la velocidad síncrona ω_e . Cabe señalar que ω_e es la velocidad angular eléctrica (no mecánica) del campo magnético rotatorio del motor, dada por

$$\omega_e = 2\pi f_s \quad (14.2-2)$$

donde f_s es la frecuencia de las variables del estator. El ángulo θ se puede encontrar a partir de

$$\theta(t) = \int_0^t \omega_e(t) dt + \theta_0 \quad (14.2-3)$$

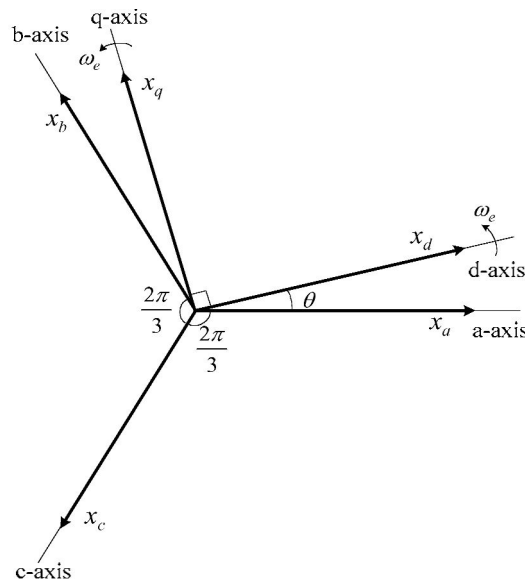


Figura 14.2-1: Variables en el marco trifásico (abc) estacionario y en el marco bifásico (dq) síncrono.

Cabe señalar que la ecuación de transformación (14.2-1) es válida solo para un sistema trifásico balanceado, en el cual

$$x_a + x_b + x_c = 0 \quad (14.2-4)$$

De manera similar, las variables bifásicas en el marco síncrono pueden transformarse nuevamente al marco trifásico estacionario mediante

$$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta - 2\pi/3) \\ \cos(\theta - 4\pi/3) & -\sin(\theta - 4\pi/3) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} \quad (14.2-5)$$

que se conoce como transformación dq/abc.

La relación entre un vector espacial y sus variables de fase se ilustra en la Fig. 14.2-2a, donde un vector espacial de corriente \vec{i}_s rota a una cierta velocidad ω en el marco estacionario (consulte el Capítulo 6 para la definición del vector espacial). Sus corrientes de fase i_{as} , i_{bs} y i_{cs} se pueden obtener descomponiendo \vec{i}_s en sus ejes abc correspondientes. Dado que los tres ejes son estacionarios en el espacio, cada una de las corrientes de fase varía un ciclo a lo largo del tiempo cuando \vec{i}_s rota una revolución en el espacio. Si la longitud (magnitud) y la velocidad de rotación de \vec{i}_s son constantes, las formas de onda de las corrientes de fase a lo largo del tiempo son sinusoidales con un desplazamiento de fase de $2\pi/3$ entre ellas.

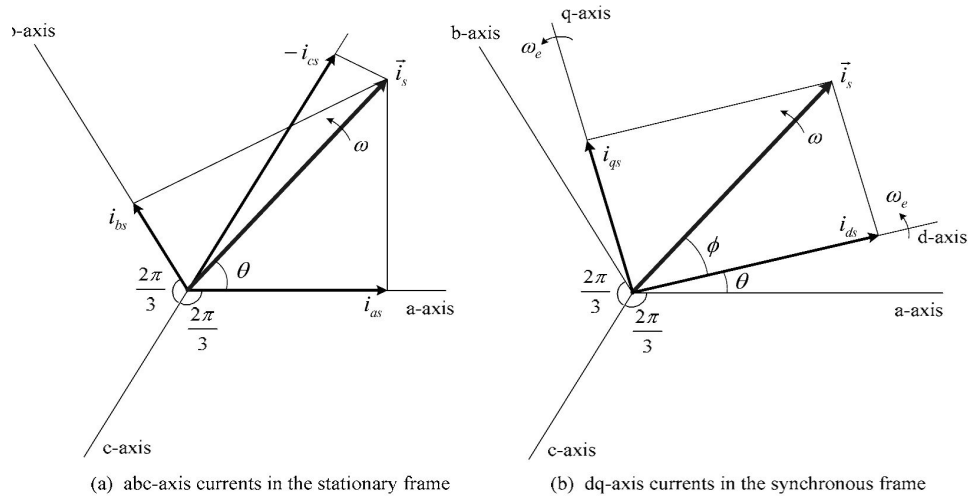


Figura 14.2-2: Descomposición del vector de corriente \vec{i}_s .

La Figura 14.2-2b ilustra otro caso donde el vector de corriente \vec{i}_s está en el marco de referencia síncrono de ejes dq. Suponiendo que \vec{i}_s rota a la misma velocidad que la del marco de referencia de ejes dq, el ángulo de corriente del estator ϕ , que es el ángulo entre \vec{i}_s y el eje d, es constante. Los componentes resultantes de corriente de los ejes dq, i_{ds} e i_{qs} , son señales de corriente continua (dc). Como se verá en las secciones siguientes, esta transformación puede ser utilizada para simplificar la simulación, el diseño y la implementación digital de sistemas de drives, donde una señal de corriente alterna trifásica puede ser representada efectivamente por una señal de corriente continua bifásica.

14.2.2. Transformación Estacionaria 3/2

Con la velocidad de rotación del marco de referencia bifásico fijada en cero y su eje d coincidiendo con el eje a del marco trifásico ($\omega_e = 0$ y $\theta = 0$), ambos marcos son estacionarios en el espacio. La transformación de las variables trifásicas a las variables bifásicas se puede obtener fijando θ en (14.2-1) a cero, de donde

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (14.2-6)$$

La transformación anterior se denomina transformación 3/2 en este libro. Vale la pena señalar que la variable del eje d se puede expresar como

$$x_d = \frac{2}{3} \left(x_a - \frac{1}{2}x_b - \frac{1}{2}x_c \right) = x_a \quad (14.2-7)$$

que es igual a la variable del eje a .

De manera similar, la transformación de variables bifásicas a trifásicas estacionarias, que se denota como transformación 2/3, se puede realizar mediante

$$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} \quad (14.2-8)$$

14.3. Modelos Dinámicos del Motor de Inducción

Existen dos modelos dinámicos comúnmente utilizados para el motor de inducción. Uno se basa en la teoría del vector espacial y el otro se deriva de la teoría del eje dq . El modelo de vector espacial presenta expresiones matemáticas compactas y un diagrama conciso de vector espacial, mientras que el modelo del eje dq no necesita usar números o variables complejas. Ambos modelos son igualmente válidos para el análisis del rendimiento transitorio y en estado estacionario del motor de inducción. A continuación, se presentan los dos modelos y se revela su relación.

14.3.1. Modelo del Motor con Vector Espacial

En el siguiente análisis se asume que el motor de inducción es trifásico y simétrico, y que su núcleo magnético es lineal con una pérdida de núcleo despreciable. El modelo de vector espacial para un motor de inducción generalmente se compone de tres conjuntos de ecuaciones [2]. El primer conjunto son las ecuaciones de voltaje, dadas por

$$\vec{v}_s = R_s \vec{i}_s + p \vec{\lambda}_s + j\omega \vec{\lambda}_s \quad (14.3-1)$$

$$\vec{v}_r = R_r \vec{i}_r + p \vec{\lambda}_r + j(\omega - \omega_r) \vec{\lambda}_r \quad (14.3-1)$$

donde \vec{v}_s y \vec{v}_r son los vectores de voltaje del estator y del rotor, respectivamente; \vec{i}_s y \vec{i}_r son los vectores de corriente del estator y del rotor, respectivamente; $\vec{\lambda}_s$ y $\vec{\lambda}_r$ son los vectores de enlace de flujo del estator y del rotor, respectivamente; R_s y R_r son las resistencias del bobinado del estator y del rotor, respectivamente; ω es la velocidad de rotación de un marco de referencia arbitrario; ω_r es la velocidad angular del rotor (eléctrica); y p es el operador derivada ($p = d/dt$).

Los términos $j\omega \vec{\lambda}_s$ y $j(\omega - \omega_r) \vec{\lambda}_r$ en el lado derecho de (14.3-1) se refieren a los voltajes de velocidad, que son inducidos por la rotación del marco de referencia.

El segundo conjunto son las ecuaciones de enlace de flujo

$$\vec{\lambda}_s = L_s \vec{i}_s + L_m \vec{i}_r \quad (14.3-2)$$

$$\vec{\lambda}_r = L_r \vec{i}_r + L_m \vec{i}_s \quad (14.3-2)$$

donde $L_s = L_{ls} + L_m$ representa la autoinductancia del estator; $L_r = L_{lr} + L_m$ representa la autoinductancia del rotor; L_{ls} y L_{lr} son las inductancias de fuga del estator y del rotor, respectivamente; y L_m es la inductancia de magnetización. Cabe señalar que todos los parámetros y variables del rotor, como R_r , L_{lr} , \vec{i}_r y $\vec{\lambda}_r$, en las ecuaciones anteriores se refieren al lado del estator.

El tercer conjunto es la ecuación de movimiento, dada por

$$\frac{J}{P} p\omega_r = T_e - T_L \quad (14.3-3)$$

$$T_e = \frac{3P}{2} \text{Re}(\vec{J} \vec{\lambda}_s \vec{i}_s^*) = -\frac{3P}{2} \text{Re}(\vec{J} \vec{\lambda}_r \vec{i}_r^*) \quad (14.3-3)$$

donde J es el momento de inercia total del rotor y la carga, P es el número de pares de polos, T_L es el par de carga y T_e es el par electromagnético.

Las ecuaciones anteriores constituyen el modelo de vector espacial del motor de inducción cuya representación esquemática se muestra en la Fig. 14.3-1. El modelo del motor está en el marco de referencia arbitrario que rota en el espacio a la velocidad arbitraria de ω .

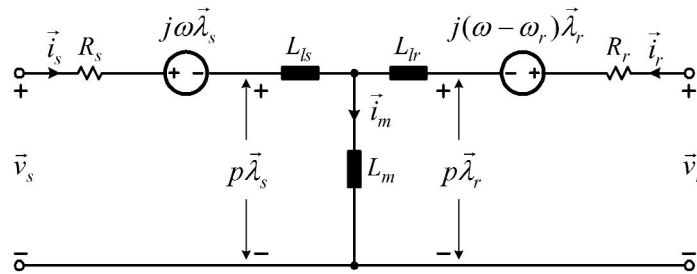
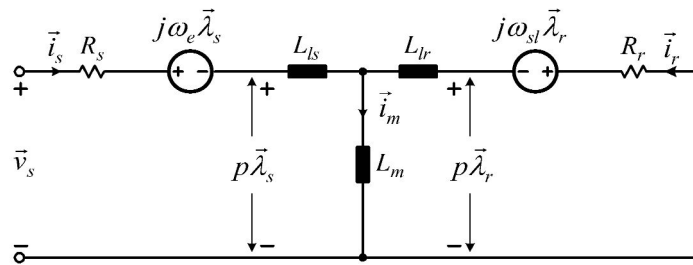


Figura 14.3-1: Modelo de vector espacial de un motor de inducción en el marco de referencia arbitrario.

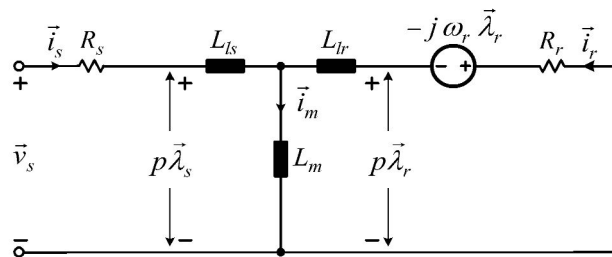
En la simulación e implementación digital de sistemas de control avanzados, a menudo se utilizan los modelos de motor en los marcos de referencia síncrono y estacionario. El modelo de motor en el marco síncrono se puede obtener fácilmente fijando la velocidad arbitraria ω en (14.3-1) a la velocidad síncrona ω_e . La Figura 14.3-2a muestra el circuito equivalente de un motor de jaula de ardilla en el marco síncrono, donde el bobinado del rotor está en cortocircuito ($\vec{v}_r = 0$) y ω_{sl} es la frecuencia de deslizamiento angular, dada por

$$\omega_{sl} = \omega_e - \omega_r \quad (14.3-4)$$

Para obtener el modelo en el marco estacionario (estator), podemos fijar la velocidad arbitraria ω del marco de referencia rotatorio a cero. El circuito equivalente resultante se muestra en la Fig. 14.3-2b.



(a) Motor model in the synchronous frame



(b) Motor model in the stationary (stator) frame

Figura 14.3-2: Modelos de vector espacial para un motor de inducción de jaula de ardilla.

14.3.2. Modelo del Motor en el Eje dq

El modelo del motor de inducción en el eje dq se puede derivar utilizando la teoría de circuitos trifásicos y luego transformarse al marco bifásico (eje dq) [1]. Alternativamente, también se puede obtener descomponiendo los vectores espaciales en el modelo de motor de vector espacial en los componentes del eje d y q [2], es decir,

$$\vec{v}_s = v_{ds} + jv_{qs}, \quad \vec{i}_s = i_{ds} + ji_{qs}, \quad \vec{\lambda}_s = \lambda_{ds} + j\lambda_{qs} \quad (14.3-5)$$

$$\vec{v}_r = v_{dr} + jv_{qr}, \quad \vec{i}_r = i_{dr} + ji_{qr}, \quad \vec{\lambda}_r = \lambda_{dr} + j\lambda_{qr} \quad (14.3-5)$$

Sustituyendo (14.3-5) en (14.3-1), se pueden obtener las ecuaciones de voltaje del eje dq para el motor de inducción:

$$v_{ds} = R_s i_{ds} + p\lambda_{ds} - \omega\lambda_{qs} \quad (14.3-6)$$

$$v_{qs} = R_s i_{qs} + p\lambda_{qs} + \omega\lambda_{ds} \quad (14.3-6)$$

$$v_{dr} = R_r i_{dr} + p\lambda_{dr} - (\omega - \omega_r)\lambda_{qr} \quad (14.3-6)$$

$$v_{qr} = R_r i_{qr} + p\lambda_{qr} + (\omega - \omega_r)\lambda_{dr} \quad (14.3-6)$$

donde los enlaces de flujo del estator y del rotor se pueden calcular por

$$\lambda_{ds} = L_s i_{ds} + L_m(i_{ds} + i_{dr}) \quad (14.3-7)$$

$$\lambda_{qs} = L_s i_{qs} + L_m(i_{qs} + i_{qr}) \quad (14.3-7)$$

$$\lambda_{dr} = L_r i_{dr} + L_m(i_{ds} + i_{dr}) \quad (14.3-7)$$

$$\lambda_{qr} = L_r i_{qr} + L_m(i_{qs} + i_{qr}) \quad (14.3-7)$$

El par electromagnético se puede expresar de varias formas. Algunas de las expresiones comúnmente utilizadas son

$$T_e = \begin{cases} \frac{3P}{2}(i_{qs}\lambda_{ds} - i_{ds}\lambda_{qs}) \\ \frac{3P L_m}{2}(i_{qs}i_{dr} - i_{ds}i_{qr}) \\ \frac{3P L_m}{2L_r}(i_{qs}\lambda_{dr} - i_{ds}\lambda_{qr}) \end{cases} \quad (14.3-8)$$

Las ecuaciones (14.3-6) a (14.3-8) junto con la ecuación de movimiento de (14.3-3) representan el modelo del motor de inducción en el eje dq, cuyo circuito equivalente se muestra en la Fig. 14.3-3.

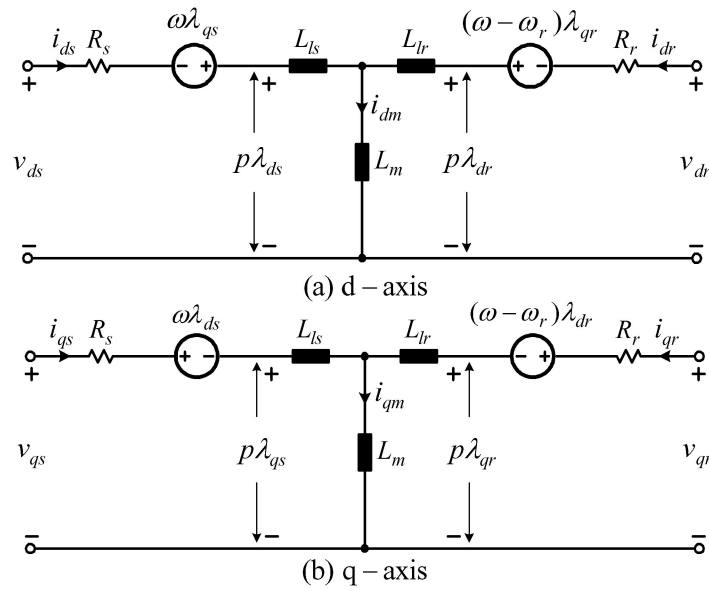


Figura 14.3-3: Modelo del motor de inducción en el eje dq en el marco de referencia arbitrario.

14.3.3. Características Transitorias del Motor de Inducción

Es instructivo estudiar las características transitorias del motor de inducción durante la aceleración libre utilizando los modelos dinámicos del motor. El motor bajo investigación es un motor de jaula de ardilla de baja potencia con los siguientes parámetros: $V_{LL} = 208 \text{ V}$, 60 Hz , $Z_{base} = 15,4 \Omega$, $R_s = 0,068 \text{ pu}$, $R_r = 0,045 \text{ pu}$, $L_{ls} = L_{lr} = 0,058 \text{ pu}$, $L_m = 1,95 \text{ pu}$, $P = 1$ y $J = 0,02 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$. La Figura 14.3-4 muestra el diagrama de bloques para la simulación por computadora con el modelo del motor en el marco estacionario ($\omega = 0$). Los voltajes de suministro trifásico v_{as} , v_{bs} y v_{cs} se transforman a los voltajes del estator en el eje dq v_{ds} y v_{qs} mediante la transformación $3/2$. Las corrientes simuladas del estator en el eje dq i_{ds} e i_{qs} se convierten luego en las corrientes trifásicas i_{as} , i_{bs} e i_{cs} mediante la transformación $2/3$.

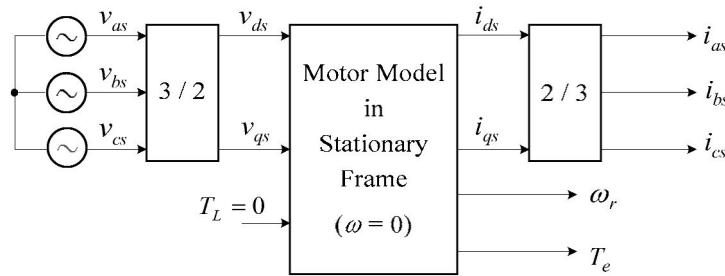


Figura 14.3-4: Diagrama de bloques para la simulación de la aceleración libre del motor utilizando el modelo del motor en el marco estacionario.

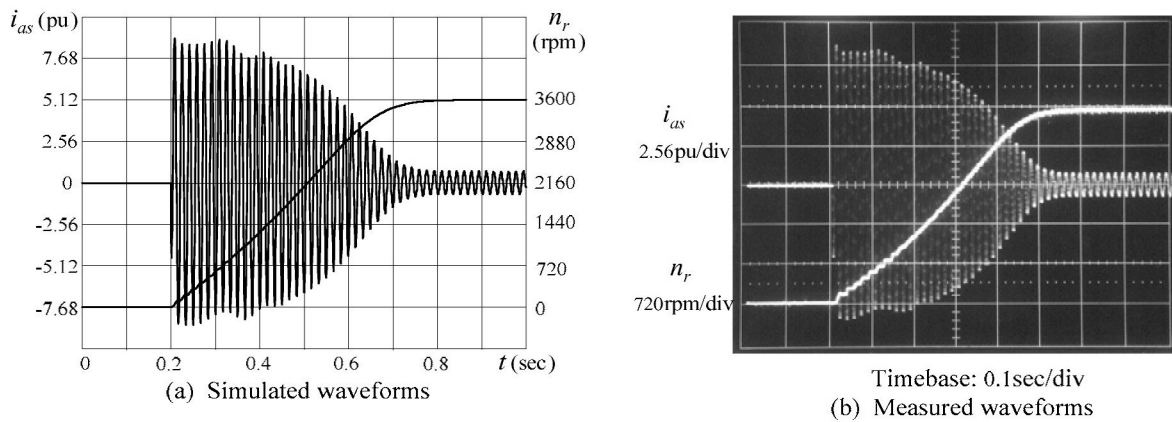


Figura 14.3-5: Formas de onda de un motor de inducción durante la aceleración libre.

La Figura 14.3-5a muestra las formas de onda transitorias simuladas de la corriente del estator i_{as} y la velocidad del rotor n_r durante la aceleración libre del motor (el motor arranca bajo el voltaje y frecuencia nominales sin carga mecánica). La velocidad del rotor n_r , en rpm se relaciona con la velocidad angular eléctrica del rotor ω_r mediante

$$n_r = \frac{30}{\pi P} \omega_r \quad (14.3-9)$$

La corriente de arranque pico es aproximadamente 8.4 pu, lo que representa una corriente de arranque rms de 5.9 pu. El tiempo de arranque es de alrededor de 0.5 s debido al bajo momento de inercia y alta corriente de arranque. Las formas de onda medidas durante la aceleración libre se muestran en la Fig. 14.3-5b, que coinciden muy bien con los resultados simulados.

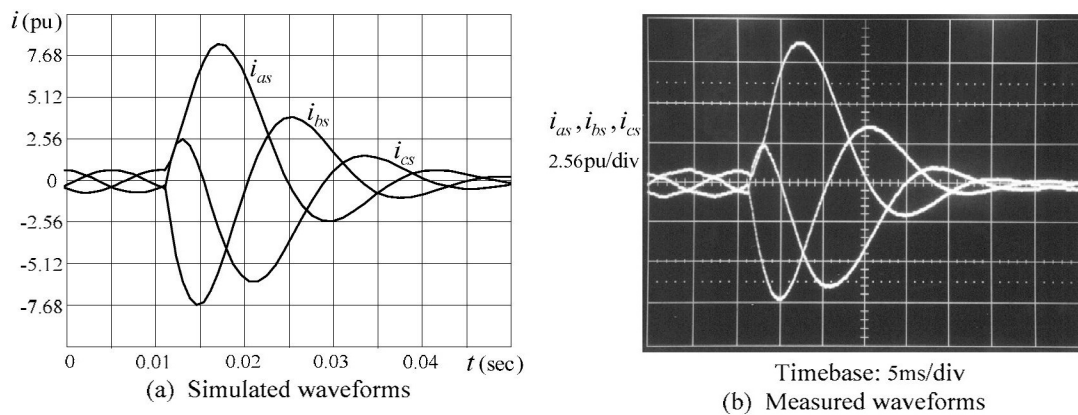


Figura 14.3-6: Formas de onda de la corriente del estator de un motor de inducción durante una falla trifásica.

La Figura 14.3-6 muestra las formas de onda transitorias simuladas y medidas del motor durante una falla trifásica. El motor opera cerca de su velocidad síncrona cuando sus terminales trifásicos están en cortocircuito. La corriente pico máxima del estator es cercana a la durante la aceleración libre. Las formas de onda medidas se correlacionan estrechamente con las simuladas.

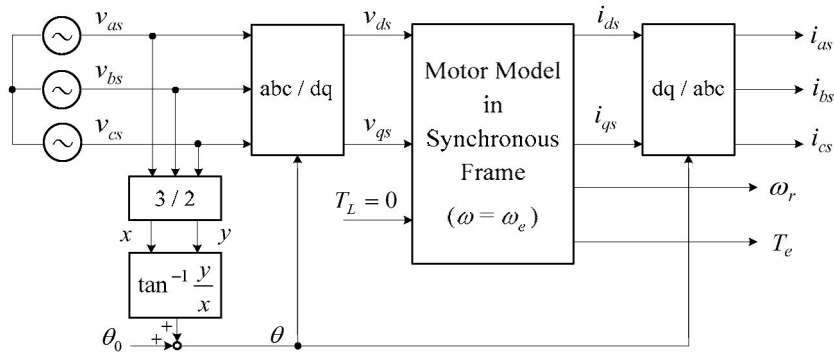


Figura 14.3-7: Diagrama de bloques para la simulación de la aceleración libre del motor utilizando el modelo del motor en el marco síncrono.

La Figura 14.3-7 ilustra el diagrama de bloques de simulación con el modelo del motor en el marco síncrono. Utilizando los bloques de transformación abc/dq y dq/abc, los voltajes de suministro trifásico v_{as} , v_{bs} y v_{cs} en el marco estacionario se pueden transformar a los voltajes del eje dq v_{ds} y v_{qs} en el marco síncrono, mientras que las corrientes simuladas del eje dq i_{ds} e i_{qs} en el marco síncrono se pueden convertir en corrientes trifásicas i_{as} , i_{bs} y i_{cs} en el marco estacionario. El ángulo θ en los bloques de transformación se puede obtener mediante la transformación 3/2 y los bloques \tan^{-1} mostrados en la figura o utilizando directamente la Ec. (14.2-3).

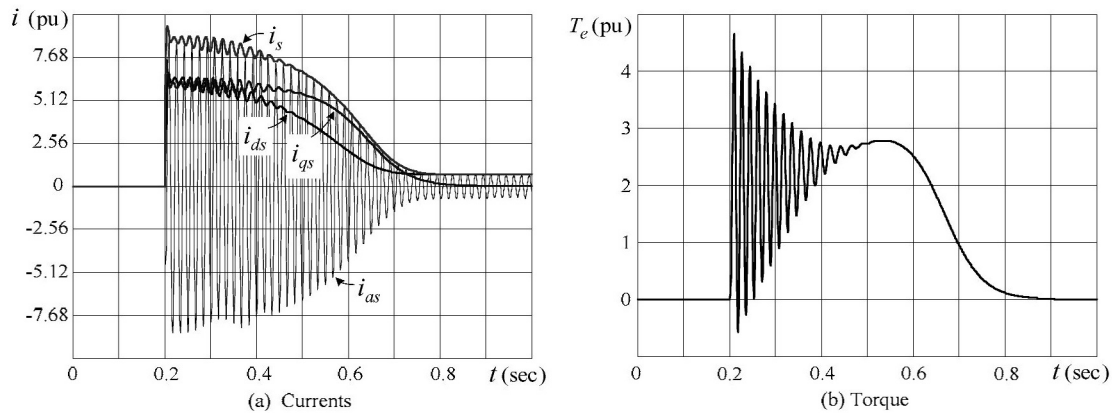


Figura 14.3-8: Formas de onda simuladas para la aceleración libre del motor utilizando el modelo del motor en el marco síncrono.

La Figura 14.3-8a muestra las formas de onda simuladas para i_{as} , i_{ds} y i_{qs} durante la aceleración libre del motor. La forma de onda de i_{as} en el marco estacionario es exactamente la misma que la de la Fig. 14.3-5. Las corrientes del eje dq i_{ds} e i_{qs} están en el marco síncrono y, por lo tanto, son señales de corriente continua (dc) en estado estacionario. La amplitud de la corriente del estator \vec{i}_s se puede obtener mediante $\vec{i}_s = \sqrt{i_{ds}^2 + i_{qs}^2}$. Los voltajes del eje dq v_{ds} y v_{qs} en el marco síncrono son constantes de corriente continua y, por lo tanto, no se muestran en la figura.

El ángulo de corriente del estator ϕ , que es el ángulo entre \vec{i}_s y el eje d como se muestra en la Fig. 14.2-2b, afectará las formas de onda de i_{ds} e i_{qs} . Las formas de onda en la Fig. 14.3-8a se obtienen con $\phi = 0$ ajustando el ángulo inicial θ_0 de modo que el eje d del marco síncrono esté alineado con \vec{i}_s . Esto lleva a $i_{qs} = 0$ y $i_{ds} = i_s$ cuando el motor está en operación en estado estacionario. Si el eje

q del marco síncrono está alineado con \vec{i}_s ($\phi = 90^\circ$), las corrientes del eje dq en estado estacionario son $i_{qs} = i_s$ y $i_{ds} = 0$. Sin embargo, la forma de onda de i_s no se ve afectada por ϕ .

La respuesta del par durante la aceleración libre del motor se muestra en la Fig. 14.3-8b. Aunque se obtiene con el modelo del motor en el marco síncrono, la respuesta sigue siendo la misma para el modelo del motor en cualquier otro marco de referencia.

14.4. Principio del Control Orientado al Campo (FOC)

14.4.1. Orientación del Campo

Es bien sabido que el drive de motor de corriente continua (dc) tiene un excelente rendimiento dinámico. Esto se debe principalmente al control desacoplado (separado) del campo magnético del estator y el par electromagnético del motor. El par se desarrolla por la interacción de dos campos magnéticos perpendiculares. Un campo es generado por la corriente de campo i_f en el bobinado del estator, y el otro es producido por la corriente del inducido (rotor) i_a . El par desarrollado se puede expresar como

$$T_e = K_a \lambda_f i_a \quad (14.4-1)$$

donde K_a es una constante del inducido y λ_f es el flujo producido por i_f . En los drives de dc de alto rendimiento, λ_f normalmente se mantiene constante manteniendo i_f constante, y así el par T_e es proporcional a i_a y puede ser controlado directamente por i_a .

El control orientado al campo, también conocido como control vectorial, para el motor de inducción emula el control del motor de dc. Usando una orientación de campo adecuada, la corriente del estator puede descomponerse en un componente que produce flujo y un componente que produce par. Estos dos componentes se controlan por separado.

La orientación del campo se puede clasificar generalmente en orientaciones de flujo del estator, flujo del entrehierro y flujo del rotor [3, 4]. Dado que la orientación del flujo del rotor se utiliza ampliamente en los drives de corriente alterna (ac), se analizará este esquema en detalle. Su principio de funcionamiento se puede aplicar fácilmente a los otros dos esquemas de orientación del campo.

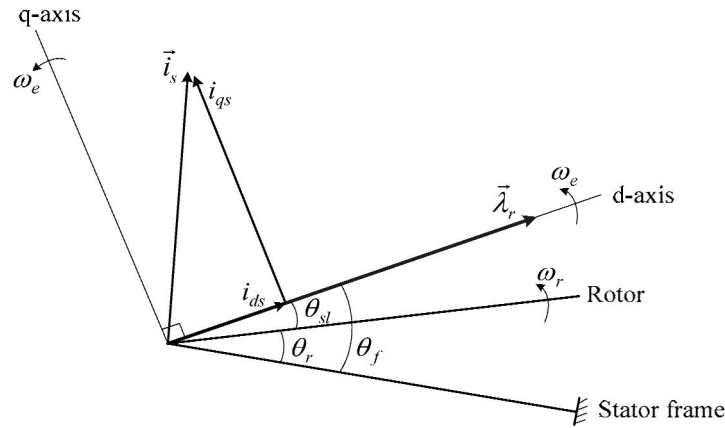


Figura 14.4-1: Orientación del campo de flujo del rotor (el eje d está alineado con $\vec{\lambda}_r$).

La orientación del flujo del rotor se logra alineando el eje d del marco de referencia síncrono con el vector de flujo del rotor $\vec{\lambda}_r$ como se muestra en la Fig. 14.4-1. Los componentes de flujo del rotor en los ejes d y q resultantes son

$$\lambda_{qr} = 0 \quad \text{y} \quad \lambda_{dr} = \lambda_r \quad (14.4-2)$$

donde λ_r es la magnitud de $\vec{\lambda}_r$. Sustituyendo (14.4-2) en la última ecuación de (14.3-8) se obtiene

$$T_e = K_r \lambda_r i_{qs} = K_r \lambda_r i_{qs} \quad (14.4-3)$$

donde $K_r = 3PL_m/2L_r$. La ecuación (14.4-3) indica que con la orientación del campo del rotor la expresión del par para el motor de inducción es similar a la de un motor de dc. Si λ_r puede mantenerse constante durante el funcionamiento del motor, el par desarrollado puede ser controlado directamente por la corriente del estator en el eje q i_{qs} .

El vector de corriente del estator \vec{i}_s en la Fig. 14.4-1 se puede resolver en dos componentes a lo largo de los ejes dq. La corriente del eje d i_{ds} se refiere como corriente de producción de flujo mientras que la corriente del eje q i_{qs} , que es perpendicular a i_{ds} , es la corriente de producción de par. En el control orientado al campo, i_{ds} normalmente se mantiene en su valor nominal mientras que i_{qs} se controla de manera independiente. Con el control desacoplado para i_{ds} e i_{qs} , se puede realizar un drive de alto rendimiento.

Uno de los problemas clave asociados con el control orientado al flujo del rotor es determinar con precisión el ángulo de flujo del rotor θ_f para la orientación del campo. Se pueden utilizar varios esquemas para encontrar θ_f . Por ejemplo, se puede calcular a partir de los voltajes y corrientes del estator medidos, o se puede encontrar a partir de

$$\theta_f = \theta_r + \theta_{sl} \quad (14.4-4)$$

donde θ_r y θ_{sl} son el ángulo de posición del rotor medido y el ángulo de deslizamiento calculado, respectivamente.

14.4.2. Diagrama de Bloques General del FOC

Dependiendo de cómo se obtenga el ángulo de flujo del rotor θ_f , los esquemas de control se pueden clasificar en controles orientados al campo directos e indirectos. Si θ_f se obtiene utilizando dispositivos de detección de flujo incorporados en el motor o utilizando los voltajes y corrientes terminales del motor medidos, el método se denomina control orientado al campo directo. Si el ángulo de flujo del rotor θ_f se obtiene a partir del ángulo de posición del rotor detectado θ_r y el ángulo de deslizamiento calculado θ_{sl} como se muestra en (14.4-4), este esquema se conoce como *control orientado al campo indirecto* [3, 4].

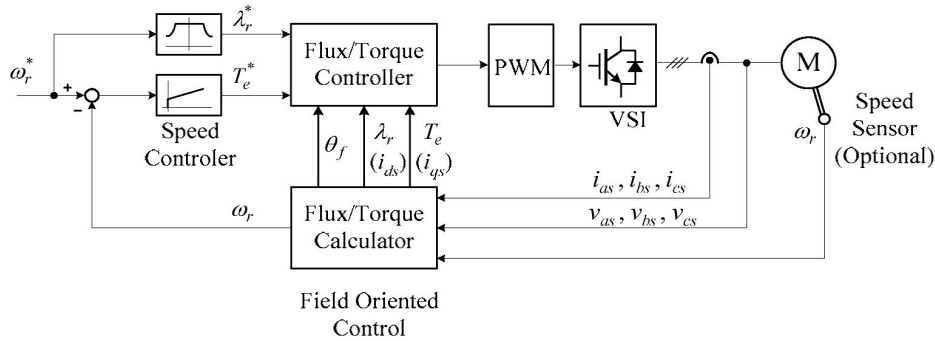


Figura 14.4-2: Diagrama de bloques general del FOC orientado al flujo del rotor.

Un diagrama de bloques general de un drive de motor de inducción con control orientado al flujo del rotor se muestra en la Fig. 14.4-2. Dado que la esencia del FOC es el control desacoplado del flujo del rotor λ_r y el par electromagnético T_e , estas dos variables se controlan por separado. La referencia de par T_e^* es generada por el *Controlador de Velocidad* basado en la velocidad de referencia ω_r^* y la velocidad del rotor detectada o estimada ω_r . La referencia de flujo del rotor λ_r^* es una función de ω_r^* . Cuando el motor opera a su velocidad nominal o por debajo de ella, λ_r^* normalmente se mantiene en su valor nominal. Con la velocidad nominal excedida, λ_r^* debe debilitarse correspondientemente para que el voltaje del estator y la potencia de salida del motor no excedan sus valores nominales.

Las dos referencias λ_r^* y T_e^* se envían al *Controlador de Flujo/Par*, donde se comparan con el flujo del rotor calculado λ_r y el par T_e para un control en lazo cerrado. El *Controlador de Flujo/Par* genera señales de referencia para el bloque PWM, que produce señales de compuerta para el inversor para ajustar su voltaje y frecuencia de salida.

Basado en las variables de voltaje y corriente del estator medidas y el modelo del motor, el *Calculador de Flujo/Par* calcula (1) el ángulo de flujo del rotor θ_f para la orientación del campo, (2) la magnitud del flujo del rotor λ_r o la corriente de producción de flujo i_{ds} , (3) el par electromagnético T_e o la corriente de producción de par i_{qs} y (4) la velocidad del rotor ω_r . Dependiendo de los requisitos del sistema de drive y del tipo de esquema FOC empleado, la velocidad del rotor ω_r también puede ser detectada directamente por un sensor digital de velocidad. Vale la pena señalar que el *Calculador de Flujo/Par*, también conocido como *Observador de Flujo/Par* o *Estimador* en la literatura, es el bloque funcional más importante en el esquema FOC.

14.5. Control Orientado al Campo Directo

14.5.1. Diagrama de Bloques del Sistema

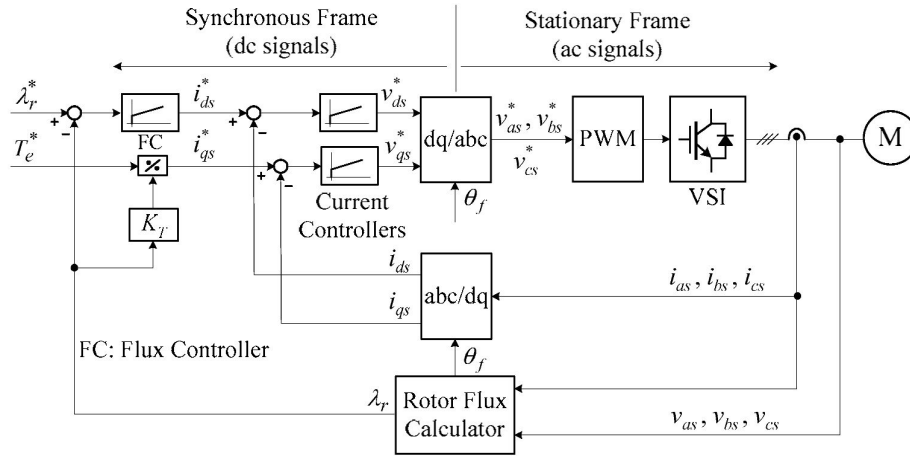


Figura 14.5-1: Control orientado al campo directo con orientación al flujo del rotor.

La Figura 14.5-1 muestra un diagrama de bloques típico del control orientado al campo directo para el motor de inducción, donde no se muestra el control de velocidad del rotor para mayor simplicidad. Hay tres lazos de control de retroalimentación, uno para el enlace de flujo del rotor λ_r , uno para la corriente del estator en el eje d (producción de flujo) i_{ds} y otro para la corriente del estator en el eje q (producción de par) i_{qs} .

Para el control del flujo del rotor, la λ_r calculada se compara con su referencia λ_r^* para generar la corriente de referencia del estator en el eje d i_{ds}^* a través del controlador de flujo (FC). La corriente de referencia del estator en el eje q i_{qs}^* se genera según la referencia de par T_e^* . Las corrientes de retroalimentación del estator en los ejes dq i_{ds} e i_{qs} se comparan con sus referencias, y los errores se envían a los controladores de corriente para generar las referencias de voltaje del estator v_{ds}^* y v_{qs}^* . Los voltajes en el eje dq en el marco síncrono luego se transforman a los voltajes trifásicos del estator v_{as}^* , v_{bs}^* y v_{cs}^* en el marco estacionario para el bloque PWM. Se pueden usar varios esquemas de PWM. Si se emplea un esquema de modulación basado en portadora, v_{as}^* , v_{bs}^* y v_{cs}^* son las señales de modulación que se comparan con una onda portadora triangular para generar el PWM de compuerta para los dispositivos de conmutación en el inversor.

Como se muestra en la Fig. 14.5-1, el ángulo de flujo del rotor θ_f se utiliza en los bloques de transformación abc/dq y dq/abc para la orientación del campo. Las variables a la izquierda de los bloques de transformación son todas señales de corriente continua en el marco síncrono, mientras que las de la derecha de los bloques de transformación son todas variables de corriente alterna en el marco estacionario.

14.5.2. Calculador de Flujo del Rotor

Basado en el modelo del motor en el marco estacionario en la Fig. 14.3-2b, el vector de flujo del estator se puede expresar como

$$\vec{\lambda}_s = \int (\vec{v}_s - R_s \vec{i}_s) dt \quad (14.5-1)$$

El vector de flujo del rotor se puede encontrar a partir de las ecuaciones de enlace de flujo (14.3-2):

$$\vec{\lambda}_r = L_r \frac{\vec{\lambda}_s - L_s \vec{i}_s}{L_m} + L_m \vec{i}_s = \frac{L_r}{L_m} (\vec{\lambda}_s - \sigma L_s \vec{i}_s) \quad (14.5-2)$$

donde σ es el factor de fuga total, definido por

$$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r} \quad (14.5-3)$$

Descomponiendo el flujo del rotor $\vec{\lambda}_r$ en los componentes de los ejes d y q, tenemos

$$\lambda_{dr} = \frac{L_r}{L_m} (\lambda_{ds} - \sigma L_s i_{ds}) \quad (14.5-4)$$

$$\lambda_{qr} = \frac{L_r}{L_m} (\lambda_{qs} - \sigma L_s i_{qs}) \quad (14.5-4)$$

a partir de los cuales la magnitud y el ángulo del flujo del rotor son

$$\lambda_r = \sqrt{\lambda_{dr}^2 + \lambda_{qr}^2} \quad (14.5-5)$$

$$\theta_r = \tan^{-1} \frac{\lambda_{qr}}{\lambda_{dr}} \quad (14.5-5)$$

Se pueden notar las siguientes observaciones de (14.5-1) a (14.5-5):

- La magnitud del flujo del rotor λ_r y su ángulo θ_r se pueden identificar basados en el voltaje del estator medido \vec{v}_s , la corriente del estator \vec{i}_s y los parámetros del motor (L_s , L_r , L_m y R_s).
- Dado que se utiliza el modelo del motor en el marco estacionario, todas las variables como λ_{dr} , λ_{qr} , i_{ds} e i_{qs} (excepto λ_r y θ_r) son señales de corriente alterna. Descartando los armónicos de conmutación, son sinusoidales en estado estacionario.

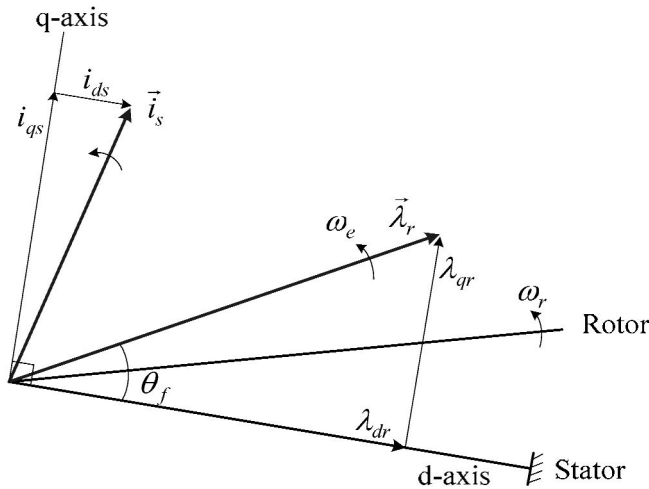


Figura 14.5-2: Diagrama vectorial para $\vec{\lambda}_r$ y \vec{i}_s utilizado en el calculador de flujo del rotor.

La Figura 14.5-2 muestra el diagrama vectorial para el vector de flujo del rotor $\vec{\lambda}_r$ y el vector de corriente del estator \vec{i}_s utilizado en el Calculador de Flujo del Rotor. Cuando los dos vectores rotan una revolución en el espacio, sus componentes en los ejes dq λ_{dr} , λ_{qr} , i_{ds} e i_{qs} en el marco estacionario (estator) varían un ciclo en el tiempo.

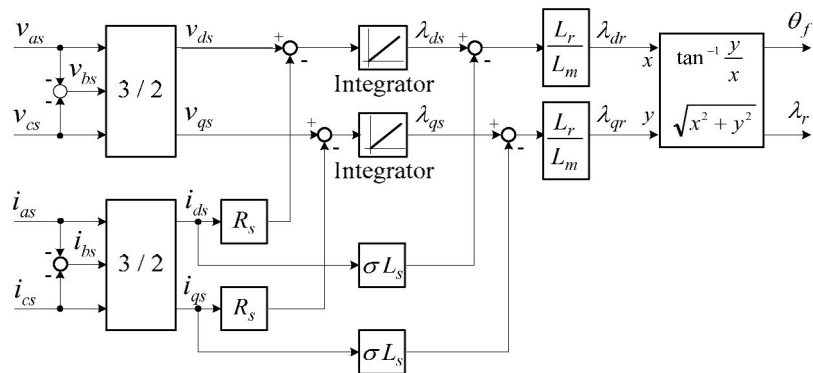


Figura 14.5-3: Diagrama de bloques para el cálculo del flujo del rotor.

La Figura 14.5-3 muestra el diagrama de bloques para la implementación digital del Calculador de Flujo del Rotor. De los tres voltajes del estator v_{as} , v_{bs} y v_{cs} , solo se necesitan medir dos y el tercero se puede encontrar a partir de $v_{as} + v_{bs} + v_{cs} = 0$. Para reducir el número de sensores de voltaje, los voltajes del estator también se pueden reconstruir utilizando la función de conmutación del inversor y el voltaje de corriente continua medido. Los voltajes y corrientes del estator se transforman luego a variables bifásicas a través de bloques de transformación estacionaria 3/2. Los otros bloques se derivan de las ecuaciones (14.5-1) a (14.5-5). La salida del Calculador de Flujo del Rotor es el ángulo de flujo del rotor θ_f y su amplitud λ_r .

Supongamos que la corriente de referencia i_{as}^* es sinusoidal como se ilustra en la Fig. 14.5-5b. La corriente de salida del inversor i_{as} está confinada dentro de los límites superior e inferior establecidos por δ . Suponiendo que x_H se convierte en lógica '1' en el instante de tiempo t_1 , S_1 se enciende y S_4 se apaga. El voltaje terminal del inversor v_{AN} es igual al voltaje de corriente continua V_d , causando que i_{as} aumente. La tasa de aumento de corriente está determinada principalmente por V_d , los parámetros del motor y su fuerza contraelectromotriz. Cuando i_{as} alcanza su límite superior de banda en t_2 , x_H se convierte en lógica '0', lo que lleva al apagado de S_1 y al encendido de S_4 . El v_{AN} resultante es cero, causando que i_{as} disminuya. Cuando i_{as} alcanza el límite inferior de banda en t_3 , $x_H = '0'$, $v_{AN} = V_d$ y i_{as} comienza a aumentar de nuevo. Como resultado, i_{as} se mantiene dentro de los límites superior e inferior de la banda. Para hacer que i_{as} siga su referencia i_{as}^* más de cerca con menos armónicos de conmutación, se puede reducir el ancho de banda δ . Sin embargo, esto se logra a expensas de una mayor frecuencia de conmutación.

Para un δ y V_d dados, la frecuencia de conmutación del inversor puede variar con los parámetros del motor. Esto se considera como una desventaja importante del inversor regulado por corriente con control de banda de tolerancia. Cuando el inversor utiliza otras técnicas de modulación como SPWM y SVM, su frecuencia de conmutación está establecida por el esquema de modulación, independientemente de los parámetros del motor.

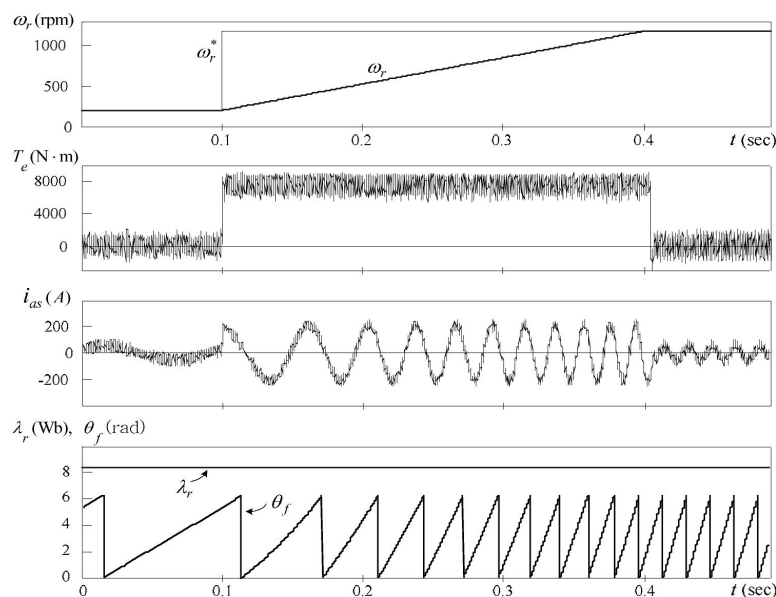


Figura 14.5-6: Formas de onda simuladas para un drive de motor de inducción con esquema FOC directo.

La Figura 14.5-6 muestra las formas de onda simuladas para un drive de motor de inducción utilizando el esquema FOC directo. El diagrama de bloques del sistema de drive se muestra en la Fig. 14.5-4, donde no se muestra el lazo de control de velocidad. Los datos de la placa de características del motor y los parámetros se enumeran en la Tabla 14.5-1.

La banda de tolerancia δ del comparador de histéresis se ajusta de manera que la frecuencia de conmutación del inversor sea de alrededor de 600 Hz. La referencia de flujo del rotor λ_r^* se establece en su valor nominal de 8.35 Wb. El par máximo se limita a su valor nominal de 7490 N·m durante los transitorios del motor.

El motor opera inicialmente a una velocidad del rotor de $n_r = 200$ rpm. La referencia de velocidad n_r^* tiene un aumento de paso de 200 rpm a la velocidad nominal del rotor de 1189 rpm en el instante de tiempo $t = 0,1$ s. El motor acelera bajo la condición de no carga mientras su par se limita al valor nominal. El par contiene altos rizados debido a la baja frecuencia de conmutación. La corriente del estator i_{as} aumenta a su valor nominal durante el transitorio. Cuando n_r alcanza su referencia de 1189 rpm alrededor de $t = 0,4$ s, el T_e promedio cae a cero, y i_{as} se reduce a un valor que corresponde a la corriente de magnetización del motor. Debido al control desacoplado de flujo y par por el esquema FOC, la magnitud del flujo del rotor λ_r se mantiene constante durante los transitorios. El ángulo de flujo del rotor θ_f también se muestra en la figura.

14.6. Control Indirecto Orientado al Campo

Tabla 14.5-1: Placa de Características del Motor y Parámetros.

Motor Ratings		Motor Parameters	
Rated output power	1250 hp	Stator resistance, R_s	0.21Ω
Rated line-to-line voltage	4160 V	Rotor resistance, R_r	0.146Ω
Rated stator current	150 A	Stator leakage inductance, L_{ls}	5.2 mH
Rated speed	1189 rpm	Rotor leakage inductance, L_{lr}	5.2 mH
Rated torque	7490 N · m	Magnetizing inductance, L_m	155 mH
Rate stator flux linkage	9.0 Wb	Moment of inertia, J	$22 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$
Rated rotor flux linkage	8.35 Wb		

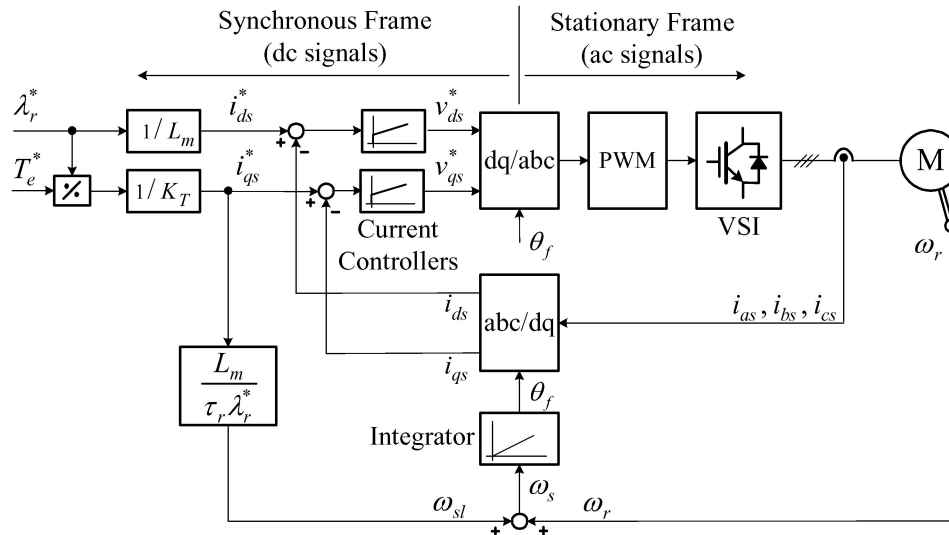


Figura 14.6-1: Control indirecto orientado al campo con orientación al flujo del rotor.

Se requiere un sensor digital de velocidad del rotor para los esquemas de control indirecto orientado al campo. El ángulo de flujo del rotor θ_f para la orientación del campo se obtiene a partir de la velocidad del rotor medida y el ángulo de deslizamiento calculado basado en los parámetros del motor. Un diagrama de bloques típico del FOC indirecto se muestra en la Fig. 14.6-1. Dado que la velocidad del rotor ω_r se mide directamente, el ángulo de flujo del rotor θ_f se puede encontrar a partir de

$$\theta_f = \int (\omega_r + \omega_{sl}) dt \quad (14.6-1)$$

donde ω_{sl} es la frecuencia de deslizamiento angular.

La frecuencia de deslizamiento ω_{sl} se puede derivar del modelo del motor en el marco síncrono de la Fig. 14.3-2a, de la cual

$$p\lambda_r = -R_r \vec{i}_r - j\omega_{sl} \vec{\lambda}_r \quad (14.6-2)$$

Sustituyendo la corriente del rotor

$$\vec{i}_r = \frac{1}{L_r} (\vec{\lambda}_r - L_m \vec{i}_s) \quad (14.6-3)$$

en (14.6-2) se obtiene

$$p\vec{\lambda}_r = -\frac{R_r}{L_r} (\vec{\lambda}_r - L_m \vec{i}_s) - j\omega_{sl} \vec{\lambda}_r \quad (14.6-4)$$

de donde

$$\vec{\lambda}_r (1 + \tau_r (p + j\omega_{sl})) = L_m \vec{i}_s \quad (14.6-5)$$

donde τ_r es la constante de tiempo del rotor, definida por

$$\tau_r = \frac{L_r}{R_r} \quad (14.6-6)$$

Descomponiendo (14.6-5) en los componentes de los ejes dq y teniendo en cuenta la orientación del flujo del rotor ($j\lambda_{qr} = 0$ y $\lambda_{dr} = \lambda_r$), tenemos

$$\lambda_r(1 + p\tau_r) = L_m i_{ds} \quad (14.6-7)$$

$$\omega_{sl}\tau_r\lambda_r = L_m i_{qs} \quad (14.6-7)$$

de donde

$$\omega_{sl} = \frac{L_m}{\tau_r\lambda_r} i_{qs} \quad (14.6-8)$$

Como se muestra en la Fig. 14.6-1, el flujo del rotor y el par se controlan por dos lazos de retroalimentación por separado. Basado en (14.6-7), la relación entre la referencia del flujo del rotor λ_r^* y la referencia de corriente del eje d i_{ds}^* se puede expresar como

$$i_{ds}^* = \frac{(1 + p\tau_r)}{L_m} \lambda_r^* \quad (14.6-9)$$

Dado que λ_r^* normalmente se mantiene constante durante la operación ($p\lambda_r^* = 0$), (14.6-9) se puede simplificar a

$$i_{ds}^* = \frac{1}{L_m} \lambda_r^* \quad (14.6-10)$$

La referencia de corriente del eje q i_{qs}^* se puede obtener a partir de la ecuación de par de (14.4-3):

$$i_{qs}^* = \frac{1}{K_T \lambda_r^*} T_e^* \quad (14.6-11)$$

Para una λ_r^* dada, la corriente de producción de par i_{qs}^* es proporcional a T_e^* .

14.7. FOC para Drives Alimentados por CSI

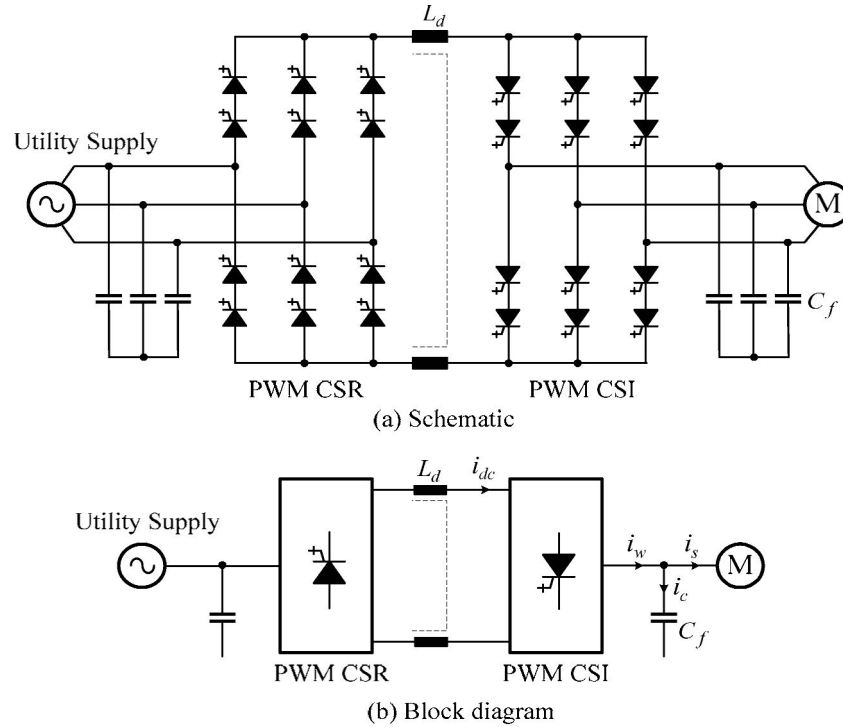


Figura 14.7-1: Un drive basado en convertidor de fuente de corriente PWM.

En los drives de MV alimentados por VSI, tanto el voltaje de salida del inversor como la frecuencia pueden ser controlados por su esquema PWM. Sin embargo, este no es el caso para el drive alimentado por CSI mostrado en la Fig. 14.7-1, donde la frecuencia de salida del inversor se controla por su esquema PWM, mientras que la corriente de salida del inversor \vec{i}_w se ajusta por la corriente de corriente continua i_{dc} del rectificador. Además, la corriente del estator \vec{i}_s no es controlada directamente por \vec{i}_w debido al condensador del filtro C_f . Por lo tanto, se requieren medidas adicionales para mantener la orientación del campo en los drives CSI.

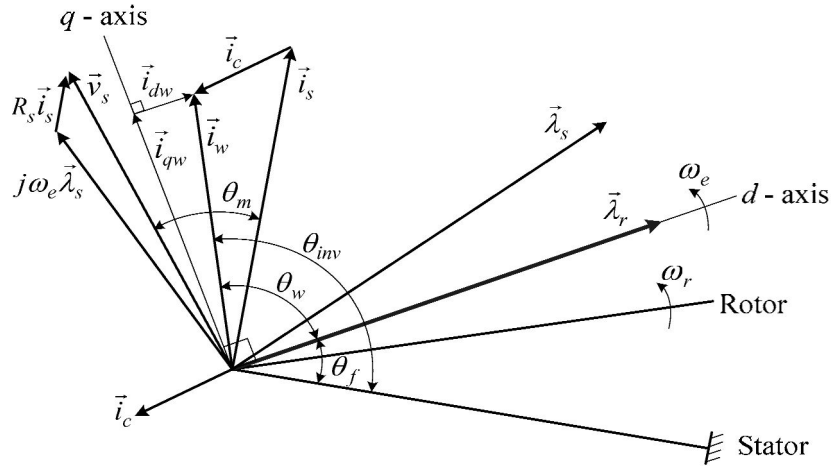


Figura 14.7-2: Diagrama vectorial para un drive alimentado por CSI con orientación al flujo del rotor.

La Figura 14.7-2 muestra el diagrama del vector espacial para el drive CSI con control orientado al flujo del rotor. El eje d del marco de referencia síncrono está alineado con el vector de flujo del rotor $\vec{\lambda}_r$. El vector de flujo del estator $\vec{\lambda}_s$ adelanta al flujo del rotor $\vec{\lambda}_r$ por un pequeño ángulo debido a las inductancias de fuga. El voltaje del estator \vec{v}_s es la suma del voltaje de velocidad $j\omega\vec{\lambda}_s$ y la caída de voltaje de la resistencia del estator $R_s\vec{i}_s$. La corriente del estator \vec{i}_s está retrasada con respecto a \vec{v}_s por θ_m , que es el ángulo del factor de potencia del motor. La corriente del condensador \vec{i}_c adelanta a \vec{v}_s por $\pi/2$. La corriente PWM del inversor \vec{i}_w es una suma vectorial de \vec{i}_s y \vec{i}_c , y su ángulo con respecto a $\vec{\lambda}_r$ es θ_w . El ángulo de disparo del inversor es

$$\theta_{inv} = \theta_w + \theta_f \quad (14.7-1)$$

donde θ_f es el ángulo de flujo del rotor para la orientación del campo. Cuando el drive opera en estado estacionario, θ_w es constante ya que tanto \vec{i}_w como $\vec{\lambda}_r$ están en el marco de referencia síncrono, mientras que θ_f y θ_{inv} varían periódicamente entre cero y 2π .

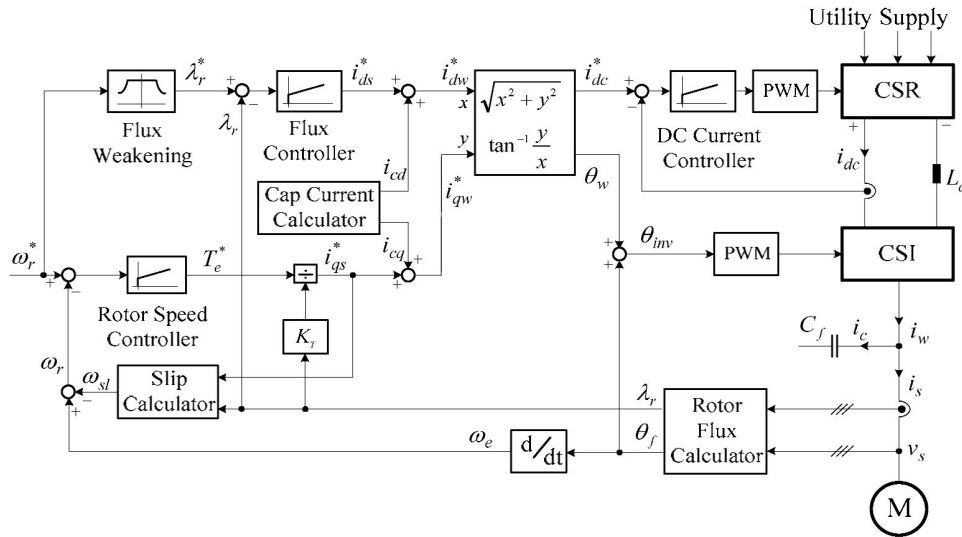


Figura 14.7-3: Diagrama de bloques simplificado para un drive alimentado por CSI usando el esquema FOC directo.

La Figura 14.7-3 muestra un diagrama de bloques simplificado para el drive alimentado por CSI con control orientado al campo directo. El esquema FOC se implementa con tres lazos de control de retroalimentación, uno para la velocidad del rotor ω_r , uno para el flujo del rotor λ_r y otro para la corriente de corriente continua i_{dc} . La velocidad del rotor ω_r se obtiene por $\omega_r = \omega_e - \omega_{sl}$ donde $\omega_e = d\theta_f/dt$ y ω_{sl} se puede calcular mediante (14.6-8).

La referencia de corriente del estator en el eje q (producción de par) i_{qs}^* y la referencia de corriente en el eje d (producción de flujo) i_{ds}^* se generan de la misma manera que se muestra en la Fig. 14.5-1. Las referencias de corriente PWM del inversor en el eje dq se pueden expresar como

$$i_{dw}^* = i_{cd} + i_{ds}^* \quad (14.7-2)$$

$$i_{qw}^* = i_{cq} + i_{qs}^* \quad (14.7-3)$$

donde i_{cd} y i_{cq} son las corrientes del condensador en el eje dq , dadas por

$$i_{cd} = (pv_{ds} - \omega_e v_{qs})C_f \quad (14.7-4)$$

$$i_{cq} = (pv_{qs} + \omega_e v_{ds})C_f \quad (14.7-5)$$

El primer término en el lado derecho de la ecuación representa la corriente transitoria del condensador, y el segundo término es la corriente en estado estacionario. Para reducir la sensibilidad y el ruido causado por los términos derivados (pv_{ds} y pv_{qs}), se puede despreciar el efecto de la respuesta transitoria del condensador en el rendimiento dinámico del drive. La ecuación (14.7-3) se puede simplificar a

$$i_{cd} = \omega_e v_{qs} C_f \quad (14.7-6)$$

$$i_{cq} = \omega_e v_{ds} C_f \quad (14.7-7)$$

para su uso en el Calculador de Corriente del Condensador en la Fig. 14.7-3.

Dado que la magnitud de i_w es proporcional a la corriente de corriente continua, la referencia de corriente de corriente continua se puede encontrar a partir de

$$i_{dc}^* = \sqrt{(i_{dw}^*)^2 + (i_{qw}^*)^2} \quad (14.7-8)$$

El ángulo de disparo del inversor θ_{inv} es la suma de θ_f y θ_w , donde θ_f se puede obtener del Calculador de Flujo del Rotor en la Fig. 14.5-3 y θ_w se puede determinar mediante

$$\theta_w = \tan^{-1}(i_{qw}^*/i_{dw}^*) \quad (14.7-9)$$

Varios esquemas PWM, como SHE, TPWM y SVM presentados en los Capítulos 10 y 11, se pueden emplear para los bloques PWM en la Fig. 14.7-3.

14.8. Control Directo de Par

El control directo de par (DTC) es uno de los esquemas de control avanzado para los drives de corriente alterna (ac) [5-7]. Se caracteriza por su algoritmo de control simple, fácil implementación digital y operación robusta [8, 9]. En esta sección se introduce el principio del esquema DTC y se proporcionan resultados de simulación.

14.8.1. Principio del Control Directo de Par

El par electromagnético desarrollado por un motor de inducción puede expresarse de varias maneras, una de las cuales es

$$T_e = \frac{3P}{2} \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \lambda_s \lambda_r \sin \theta_r \quad (14.8-1)$$

donde θ_r es el ángulo entre el vector de flujo del estator $\vec{\lambda}_s$ y el vector de flujo del rotor $\vec{\lambda}_r$, conocido como ángulo de par. Esta ecuación indica que T_e puede ser controlado directamente por θ_r .

La principal variable a controlar en el esquema DTC es el vector de flujo del estator $\vec{\lambda}_s$. Refiriéndose al modelo del motor de inducción de la Fig. 14.3-2b, $\vec{\lambda}_s$ relaciona el vector de voltaje del estator \vec{v}_s mediante

$$p\vec{\lambda}_s = \vec{v}_s - R_s \vec{i}_s \quad (14.8-2)$$

La ecuación muestra que la derivada de $\vec{\lambda}_s$ reacciona instantáneamente a los cambios en \vec{v}_s . Como se discutió en el Capítulo 6, el voltaje del estator \vec{v}_s , que es el voltaje de salida del inversor, puede ser controlado por el vector de referencia \vec{V}_{ref}' en la modulación de vector espacial. Dado que \vec{V}_{ref}' se sintetiza por los vectores de voltaje estacionarios del inversor, una selección adecuada de los vectores estacionarios puede hacer que la magnitud y el ángulo de $\vec{\lambda}_s$ sean ajustables.

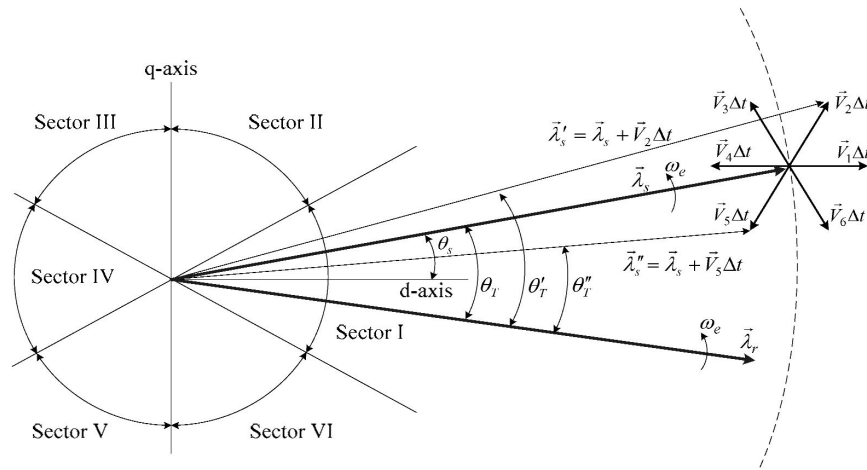


Figura 14.8-1: Principio del control directo de par.

La Figura 14.8-1 muestra el principio del control directo de par para un drive de motor de inducción alimentado por VSI de dos niveles. El plano del eje dq para el flujo del estator $\vec{\lambda}_s$ se divide en seis sectores I a VI. El flujo del estator $\vec{\lambda}_s$ en la figura cae en el sector I, y su ángulo θ_s se refiere al eje d del marco de referencia estacionario. El vector de flujo del rotor $\vec{\lambda}_r$ se retrasa con respecto a $\vec{\lambda}_s$ por θ_r .

Vamos a examinar el impacto de los vectores de voltaje estacionarios \vec{V}_0 a \vec{V}_6 en $\vec{\lambda}_s$ y θ_r . Supongamos que $\vec{\lambda}_s$ y θ_r en la Fig. 14.8-1 son el vector de flujo del estator inicial y el ángulo de par. Cuando se selecciona el vector de voltaje \vec{V}_2 , el vector de flujo del estator se convertirá en $\vec{\lambda}'_s = \vec{\lambda}_s + \vec{V}_2\Delta t$ después de un corto intervalo de tiempo Δt , lo que lleva a un aumento en la magnitud del flujo ($\lambda'_s > \lambda_s$) y el ángulo de par ($\theta'_r > \theta_r$). Si se selecciona el vector de voltaje \vec{V}_5 , $\vec{\lambda}_s$ cambiará a $\vec{\lambda}''_s = \vec{\lambda}_s + \vec{V}_5\Delta t$, causando una disminución en la magnitud del flujo ($\lambda''_s < \lambda_s$) y el ángulo de par ($\theta''_r < \theta_r$). De manera similar, la selección de \vec{V}_3 y \vec{V}_6 puede hacer que una variable aumente y la otra disminuya. Por lo tanto, λ_s y θ_r pueden ser controlados por separado mediante la selección adecuada de los vectores de voltaje del inversor.

Cabe señalar que los cambios en \vec{v}_s tienen un impacto mucho menor en $\vec{\lambda}_r$ durante un corto intervalo de tiempo Δt debido a la gran constante de tiempo del rotor. Por lo tanto, se asume en el análisis anterior que el vector de flujo del rotor $\vec{\lambda}_r$ se mantiene constante durante Δt .

14.8.2. Lógica de Conmutación

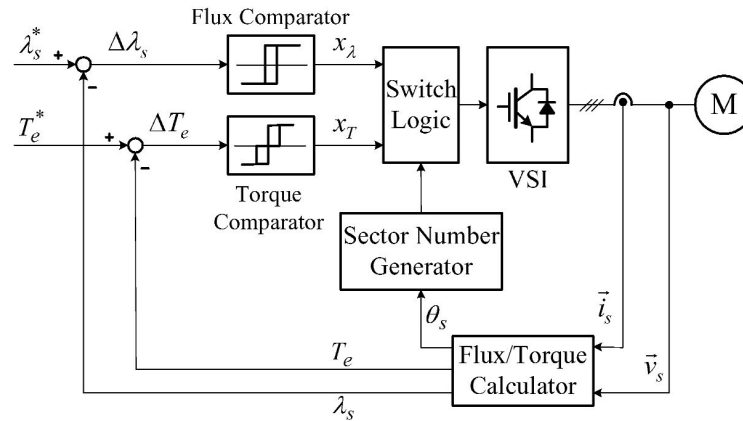


Figura 14.8-2: Diagrama de bloques del esquema de control directo de par.

La Figura 14.8-2 muestra un diagrama de bloques típico de un drive de motor de inducción basado en DTC, donde no se muestra el lazo de retroalimentación de velocidad del rotor para mayor simplicidad. Similar a los esquemas FOC, el flujo del estator y el par electromagnético se controlan por separado para lograr un rendimiento dinámico superior. La referencia de flujo del estator λ_s^* se compara con el flujo del estator calculado λ_s , y el error $\Delta\lambda_s$ se envía al Comparador de Flujo. La referencia de par T_e^* se compara con el par calculado T_e , y su diferencia ΔT_e es la entrada del Comparador de Par. La salida de los comparadores de flujo y par (x_λ y x_T) se envían a la unidad de Lógica de Conmutación para la selección adecuada de los vectores de voltaje (estados de conmutación) del inversor.

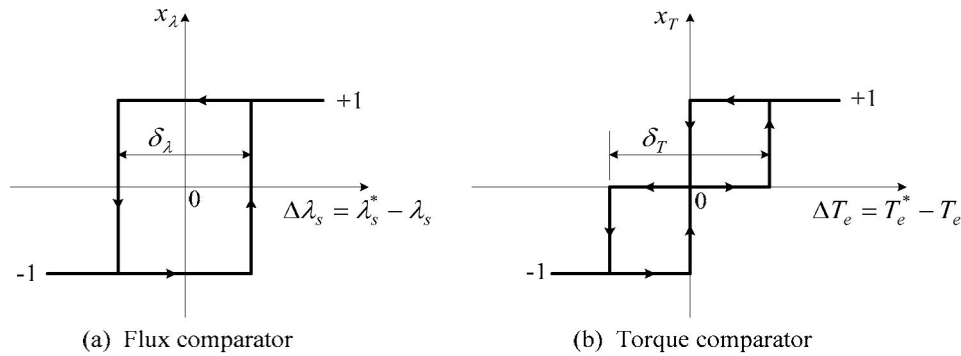


Figura 14.8-3: Características de los comparadores de histéresis.

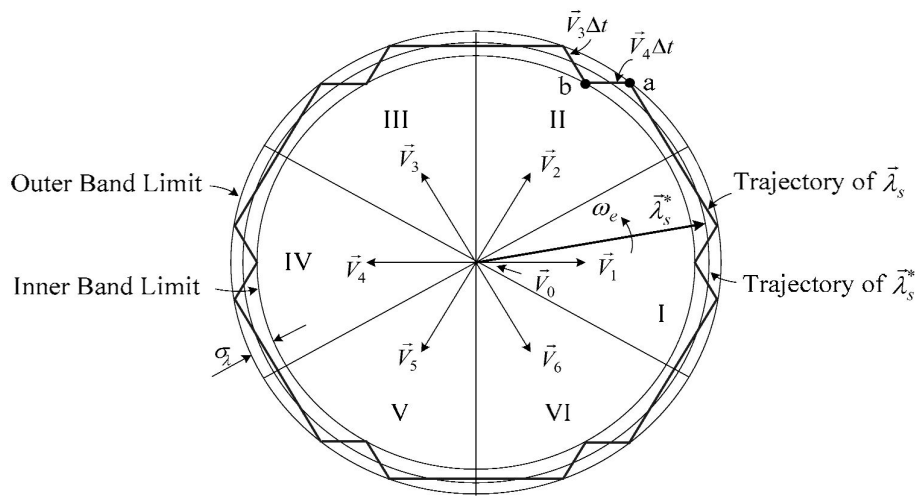
Ambos comparadores de flujo y par son de tipo histéresis (banda de tolerancia), cuyas características de transferencia se muestran en la Fig. 14.8-3. El comparador de flujo tiene dos niveles de salida ($x_\lambda = +1$ y -1) mientras que el comparador de par tiene tres niveles de salida ($x_T = +1, 0$ y -1), donde -1 solicita un aumento en λ_s o θ_r , 1 demanda una disminución en λ_s o θ_r , y 0 significa que no hay cambios. La banda de tolerancia para los comparadores de flujo y par es δ_λ y δ_T , respectivamente.

Tabla 14.8-1: Lógica de Conmutación para $\vec{\lambda}_s^*$ Rotando en Sentido Antihorario.

Comparator Output		Sector					
x_λ	x_T	I	II	III	IV	V	VI
+1	+1	\vec{V}_2 [PPO]	\vec{V}_3 [OPO]	\vec{V}_4 [OPP]	\vec{V}_5 [OOP]	\vec{V}_6 [POP]	\vec{V}_1 [POO]
+1	0	\vec{V}_0 [PPP]	\vec{V}_0 [OOO]	\vec{V}_0 [PPP]	\vec{V}_0 [OOO]	\vec{V}_0 [PPP]	\vec{V}_0 [OOO]
+1	-1	\vec{V}_6 [POP]	\vec{V}_1 [POO]	\vec{V}_2 [PPO]	\vec{V}_3 [OPO]	\vec{V}_4 [OPP]	\vec{V}_5 [OOP]
-1	+1	\vec{V}_3 [OPO]	\vec{V}_4 [OPP]	\vec{V}_5 [OOP]	\vec{V}_6 [POP]	\vec{V}_1 [POO]	\vec{V}_2 [PPO]
-1	0	\vec{V}_0 [OOO]	\vec{V}_0 [PPP]	\vec{V}_0 [OOO]	\vec{V}_0 [PPP]	\vec{V}_0 [OOO]	\vec{V}_0 [PPP]
-1	-1	\vec{V}_5 [OOP]	\vec{V}_6 [POP]	\vec{V}_1 [POO]	\vec{V}_2 [PPO]	\vec{V}_3 [OPO]	\vec{V}_4 [OPP]

La Tabla 14.8-1 proporciona la lógica de conmutación para la referencia de flujo del estator $\vec{\lambda}_s^*$ rotando en sentido antihorario. Las variables de entrada son χ_λ , χ_T y el número de sector, y las variables de salida son los vectores de voltaje del inversor. La salida de los comparadores decide qué vector de voltaje debe seleccionarse. Suponiendo que $\vec{\lambda}_s^*$ está en el sector I, la salida del comparador $\chi_\lambda = \chi_T = +1$ significa un aumento en λ_s y T_e . El vector de voltaje \vec{V}_2 puede ser seleccionado de la tabla. Esta selección hará que tanto λ_s como θ_r aumenten como se muestra en la Fig. 14.8-1.

Cuando la salida del comparador de par χ_T es cero (no es necesario ajustar T_e), se puede seleccionar el vector cero \vec{V}_0 . El uso alternativo de los estados de conmutación [OOO] y [PPP] para \vec{V}_0 en la tabla de conmutación puede ayudar a reducir la frecuencia de conmutación del dispositivo. Por ejemplo, cuando χ_T cambia entre '+1' y '0' o entre '0' y '-1', los estados cero en la tabla aseguran que solo dos interruptores estén involucrados durante la transición, uno siendo encendido y el otro apagado.

Figura 14.8-4: Trayectorias del flujo del estator $\vec{\lambda}_s$ y su referencia $\vec{\lambda}_s^*$ con $\chi_T = 1$.

El funcionamiento del control directo de par se puede explicar aún más con el diagrama de trayectorias del flujo del estator de la Fig. 14.8-4. Supongamos que el vector de referencia $\vec{\lambda}_s^*$ gira en sentido antihorario durante la aceleración de la velocidad del rotor y la salida del comparador de par es $\chi_T = +1$. Cuando λ_s alcanza el límite de la banda exterior en el punto a en el sector II, la salida del comparador de flujo χ_λ se convierte en '-1', y se selecciona el vector \vec{V}_4 de la tabla de conmutación, lo que provocará una disminución en λ_s . Cuando λ_s alcanza el límite de la banda interior en el punto b , χ_λ se convierte en +1, y se selecciona el vector \vec{V}_3 , aumentando λ_s . La trayectoria de $\vec{\lambda}_s$ en la figura no es muy suave debido al ancho amplio de la banda de tolerancia δ_λ , lo que se traduce en un alto rizado del flujo del estator y una baja frecuencia de conmutación. La calidad de la forma de onda del flujo del estator se puede mejorar reduciendo δ_λ , pero se logra a expensas de un aumento en la frecuencia de conmutación.

Tabla 14.8-2: Lógica de Conmutación para el Flujo del Estator Rotando en Sentido Horario.

Hysteresis Comparator		Sector					
x_λ	x_T	I	II	III	IV	V	VI
+1	+1	\vec{V}_6 [POP]	\vec{V}_5 [OOP]	\vec{V}_4 [OPP]	\vec{V}_3 [OPO]	\vec{V}_2 [PPO]	\vec{V}_1 [POO]
+1	0	\vec{V}_0 [PPP]	\vec{V}_0 [OOO]	\vec{V}_0 [PPP]	\vec{V}_0 [OOO]	\vec{V}_0 [PPP]	\vec{V}_0 [OOO]
+1	-1	\vec{V}_2 [PPO]	\vec{V}_1 [POO]	\vec{V}_6 [POP]	\vec{V}_5 [OOP]	\vec{V}_4 [OPP]	\vec{V}_3 [OPO]
-1	+1	\vec{V}_5 [OOP]	\vec{V}_4 [OPP]	\vec{V}_3 [OPO]	\vec{V}_2 [PPO]	\vec{V}_1 [POO]	\vec{V}_6 [POP]
-1	0	\vec{V}_0 [OOO]	\vec{V}_0 [PPP]	\vec{V}_0 [OOO]	\vec{V}_0 [PPP]	\vec{V}_0 [OOO]	\vec{V}_0 [PPP]
-1	-1	\vec{V}_3 [OPO]	\vec{V}_2 [PPO]	\vec{V}_1 [POO]	\vec{V}_6 [POP]	\vec{V}_5 [OOP]	\vec{V}_4 [OPP]

La lógica de conmutación dada en la Tabla 14.8-1 solo es válida para el motor rotando en sentido antihorario. Cuando el motor opera en sentido horario, se puede usar la lógica de conmutación en la Tabla 14.8-2.

14.8.3. Cálculo del Flujo del Estator y el Par

El vector de flujo del estator $\vec{\lambda}_s$ en el marco estacionario se puede expresar como

$$\vec{\lambda}_s = \lambda_{ds} + j\lambda_{qs} = \int (v_{ds} - R_s i_{ds}) dt + j \int (v_{qs} - R_s i_{qs}) dt \quad (14.8-3)$$

a partir del cual su magnitud y ángulo son

$$\lambda_s = \sqrt{\lambda_{ds}^2 + \lambda_{qs}^2} \quad (14.8-4)$$

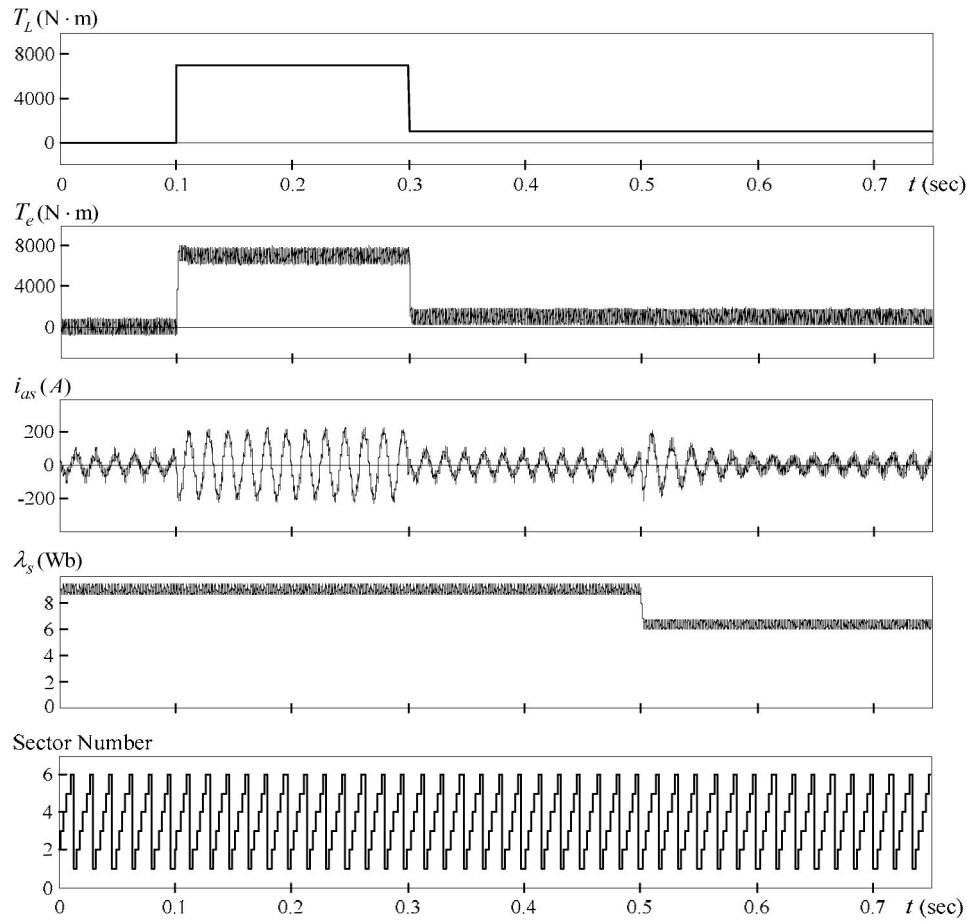
$$\theta_s = \tan^{-1} \left(\frac{\lambda_{qs}}{\lambda_{ds}} \right) \quad (14.8-5)$$

donde v_{ds} , v_{qs} , i_{ds} e i_{qs} son los voltajes y corrientes del estator medidos. El par electromagnético desarrollado se puede calcular mediante

$$T_e = \frac{3P}{2} (i_{qs}\lambda_{ds} - i_{ds}\lambda_{qs}) \quad (14.8-6)$$

Las ecuaciones anteriores ilustran que el flujo del estator y el par desarrollado se pueden obtener utilizando los voltajes y corrientes del estator medidos. El único parámetro del motor requerido en los cálculos es la resistencia del estator R_s . Esto contrasta con los esquemas FOC de flujo del rotor directo, donde se necesitan casi todos los parámetros del motor.

14.8.4. Simulación del Drive DTC



Formas de onda simuladas para un drive DTC operando a la velocidad nominal del rotor.

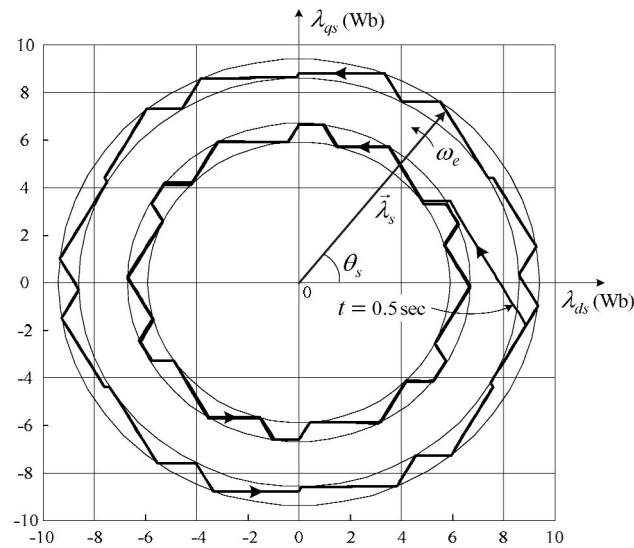
La Figura 14.8-5 muestra las formas de onda simuladas para un drive de motor de inducción utilizando el esquema DTC dado en la Fig. 14.8-2. El lazo de retroalimentación de velocidad del rotor, basado en el cual se genera la referencia de par T_e^* , no se muestra para mayor simplicidad. Los parámetros del motor utilizados en la simulación se dan en la Tabla 14.5-1.

Las bandas de tolerancia δ_T y δ_λ para los comparadores de par y flujo se ajustan de manera que la frecuencia de conmutación promedio f_{sw} de los dispositivos de conmutación sea alrededor de 800 Hz. La referencia de flujo del estator λ_s^* se establece en su valor nominal de 9.0 Wb.

El motor opera a la velocidad nominal de $n_r = 1189$ rpm en condiciones de no carga. Suponiendo que el par de carga T_L se incrementa repentinamente a su valor nominal de 7490 N·m en $t = 0,1$ s y luego se reduce a 1000 N·m en $t = 0,3$ s, el par generado T_e responde rápidamente. El rizado de par está determinado por la banda de tolerancia del par δ_T . La corriente del estator i_{as} varía con T_e en consecuencia.

Dado que el flujo del estator λ_s y el par del motor T_e se controlan de manera independiente, λ_s se mantiene constante durante los cambios repentinos del par de carga. Para demostrar la efectividad del control del flujo del estator, su referencia λ_s^* tiene una reducción escalonada desde su valor nominal de 9.0 Wb a 6.3 Wb en $t = 0,5$ s. El flujo del estator λ_s responde rápidamente mientras la

corriente del estator i_{as} se ajusta en consecuencia para mantener T_e constante. El número de sector obtenido del generador de número de sector en la Fig. 14.8-2 también se muestra en la figura.



Trayectorias del flujo del estator λ_s en la Fig. 14.8-5 para $0,35 \leq t \leq 0,75$ s.

La Figura 14.8-6 muestra las trayectorias del flujo del estator λ_s en la Fig. 14.8-5 para $0,35 \leq t \leq 0,75$ s. Las trayectorias exterior e interior corresponden a la operación en estado estacionario antes y después de la reducción del flujo del estator en $t = 0,5$ s.

14.8.5. Comparación Entre los Esquemas DTC y FOC

Tabla 14.8-3 Comparación Entre los Esquemas DTC y FOC

Comparación	DTC	FOC
Orientación del campo (Transformación del marco de referencia)	No requerida	Requerida
Esquema de control	Simple	Complejo
Control de corriente del estator	No	Sí
Parámetros del motor requeridos	R_s	R_s, L_{ls}, L_{lr}, L_m y R_r
Sensibilidad a las variaciones de los parámetros del motor	No muy sensible	Sensible
Esquema PWM	Banda de histéresis	Basado en portadora, SVM, o banda de histéresis
Comportamiento de conmutación	Variable	Definido (para basado en portadora y SVM)

Basado en el análisis dado en las secciones anteriores, las características y desventajas de los esquemas DTC y FOC orientado al flujo del rotor se resumen en la Tabla 14.8-3.

14.9. RESUMEN

En este capítulo se presentan los esquemas de control orientado al campo (FOC) y control directo de par (DTC) para drives MV de alto rendimiento. Existen diversos esquemas de control orientado al campo con muchas variaciones y enfoques diferentes. Para facilitar la comprensión del tema, este capítulo se centra en los esquemas de control orientado al flujo del rotor. La otra razón para seleccionar dicho esquema para una discusión detallada radica en su simplicidad y amplia aceptación en la industria de drives. Se elaboran los algoritmos de control para la orientación directa e indirecta del flujo del rotor. Además, se introduce el FOC para drives MV alimentados por CSI. Se discute en detalle el principio operativo del esquema DTC, a partir del cual se proporciona una comparación entre los dos esquemas avanzados.

La implementación de los esquemas FOC y DTC requiere información precisa sobre los parámetros del motor. Sin embargo, los parámetros del motor pueden variar con las condiciones de operación, como el aumento de la temperatura del rotor y la saturación del núcleo magnético. Los problemas relacionados con la sensibilidad de los parámetros y la sintonización de parámetros del motor en línea están fuera del alcance de este libro y, por lo tanto, no se abordan en este capítulo.

REFERENCIAS

1. P. C. Krause, O. Wasynczuk, y S. D. Sudhoff, *Analysis of Electric Machines and Drive Systems*, 2^a edición, Wiley-IEEE Press, Nueva York, 2002.
2. I. Boldear y S. A. Nasar, *Electric Drives*, CRC Press, Boca Ratón, FL, 1999.
3. D. W. Novotny y T. A. Lipo, *Vector Control and Dynamics of AC Drives*, Clarendon Press, Nueva York, 1996.
4. P. Vas, *Sensorless Vector and Direct Torque Control*, Oxford University Press, Nueva York, 1998.
5. J. N. Nash, "Direct Torque Control, Induction Motor Vector Control Without an Encoder," *IEEE Transaction on Industry Applications*, Vol. 33, No. 2, pp. 333–341, 1997.
6. P. Pohjolainen y C. Stulz, "Method and Apparatus for Direct Torque Control of a Three-Phase Machine," US Patent 5,734,249, 9 páginas, marzo 1998.
7. S. Heikkila, "Direct Torque Control Inverter Arrangement," US Patent 6,094,364, 13 páginas, julio 2000.
8. D. Casadei, F. Profumo y A. Tani, "FOC and DTC: Two Viable Schemes for Induction Motors Torque Control," *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 17, No. 5, pp. 779–787, 2002.
9. D. Telford, M. W. Dunnigan y B. W. Williams, "A Comparison of Vector Control and Direct Torque Control of an Induction Machine," *IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC)*, Vol. 1, pp. 421–426, 2000.

Abreviaturas

ABB	Asea-Brown-Boveri
APOD	Disposición de fase opuesta alternativa
CHB	Puente H en cascada
CSI	Inversor de fuente de corriente
CSR	Rectificador de fuente de corriente
DF	Factor de distorsión
DPF	Factor de potencia de desplazamiento
DTC	Control directo de par
ETO	Tiristor de apagado por emisor
FC	Controlador de flujo
FOC	Control orientado al campo
GCT	Tiristor conmutado por compuerta (también conocido como tiristor conmutado por compuerta integrada)
GTO	Tiristor de apagado por compuerta
HPF	Filtro de paso alto
IEEE	Instituto de Ingenieros Eléctricos y Electrónicos
IEGT	Transistor de compuerta mejorada por inyección
IGBT	Transistor bipolar de compuerta aislada
IPD	Disposición en fase
LCI	Inversor conmutado por carga
LPF	Filtro de paso bajo
MCT	Tiristor controlado por MOS
MOSFET	Transistor de efecto de campo de semiconductor de óxido metálico
MV	Media tensión (2.3 KV a 13.8 KV)
NPC	Punto neutro clamped
PCBB	Bloque de construcción de convertidor de potencia
PF	Factor de potencia ($DF \times DPF$)
PI	Proporcional e integral
PLL	Bucle de enganche de fase
POD	Disposición de fase opuesta
PWM	Modulación por ancho de pulsos
pu	Por unidad
rms	Valor cuadrático medio
rpm	Revoluciones por minuto
SCR	Rectificador controlado por silicio (tiristor)
SHE	Eliminación selectiva de armónicos
SIT	Tiristor de inducción estática
SM	Motor síncrono
SPWM	Modulación por ancho de pulsos sinusoidal
SVM	Modulación por vector espacial
THD	Distorsión armónica total
TPWM	Modulación por ancho de pulsos trapezoidal
VSI	Inversor de fuente de voltaje

High-Power Converters and ac Drives. Por Bin Wu

© 2006 The Institute of Electrical and Electronics Engineers, Inc.