

5. ANEXOS

5.1 Curva característica Torque – velocidad de un motor de inducción y de su carga

Se muestra las características de par de torsión propias de los motores de inducción con rotor de jaula de ardilla.

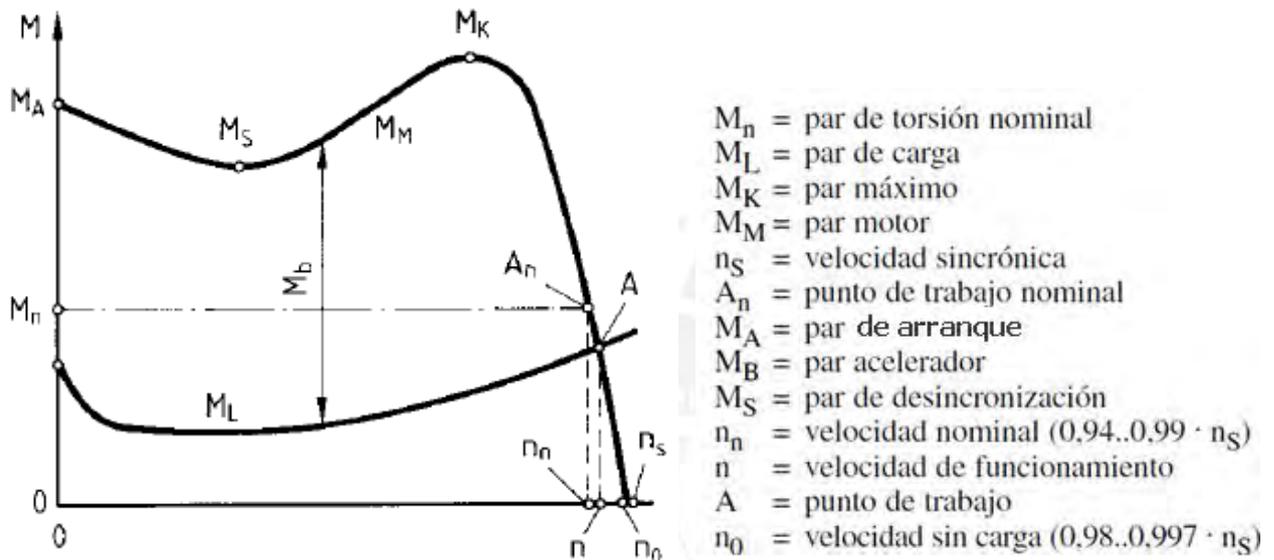


Fig. 5.1 Curva característica Torque de motor y de carga versus velocidad. [16]

Estas dos curvas se pueden entender en el estado transitorio de la siguiente manera:

El torque de carga M_L (conocido también como par resistente) es el torque ejercido por la carga cuando gira a una determinada velocidad, que es el resultado de la inercia que ofrece la carga a mover. La carga empezó a moverse porque M_A superó al torque resistente cuando la velocidad fue nula. Entonces en la etapa transitoria, debido a que la carga está acoplada físicamente al rotor del motor, a esa misma velocidad n_{temp} que ambos tienen, el motor desarrolla más torque que la carga opone, resultando un torque neto mayor que cero, lo que provoca que exista una aceleración angular.

La diferencia de torques M_B es lo que permite la continuación de la aceleración carga-rotor hasta el punto en que se llega a una velocidad tal que el torque que produce el motor es justo la que necesita la carga ($M_B = 0$), donde aceleración del rotor es nulo, o sea se llega al estado estacionario de velocidad constante (punto A). [16]

$d^{(nom)}$ **Potencia nominal desarrollada.** Potencia desarrollada en el eje del motor el cual puede operar el motor de forma permanente en condiciones nominales. Este valor es

Aplicando este concepto al campo magnético generado por la bobina del estator:

$$\omega_{snc} = \frac{2}{p} \omega \quad \text{ec. (5.2)}$$

ω : Frecuencia eléctrica del voltaje de entrada (rad/s).

Ahora, se requiere hallar una expresión para ω_{rotor}^{ele} .

En el rotor se induce un voltaje, sin embargo, la velocidad a la que la bobina del rotor va girando el campo magnético del estator es:

$$\omega_s - \omega_m = \omega_{slip}^{mec} \quad \dots \text{(a)} \quad \text{ec. (5.3)}$$

ω_{slip}^{mec} : velocidad de deslizamiento

Aplicando ec. (5.1):

$$\omega_{slip}^{mec} = \frac{2}{p} \omega_{rotor}^{ele} \Rightarrow \omega_{slip}^{ele} = \omega_{rotor}^{ele} \quad \dots \text{(b)} \quad \text{ec. (5.4)}$$

$$\omega_{slip}^{mec} = \frac{2}{p} \omega_{rot}^e \quad \dots \text{(c)} \quad \text{ec. (5.5)}$$

$$\omega_{snc} - \omega_m = \frac{2}{p} \omega_{rot}^e \Rightarrow s\omega_{snc} = \frac{2}{p} \omega_{rot}^e \Rightarrow \text{de (1): } s \frac{2}{p} \omega = \frac{2}{p} \omega_{rot}^e \quad \text{ec. (5.6)}$$

$$\boxed{\omega_{rot}^e = s\omega} \quad \dots \text{(2)}$$

Ahora, en función de la velocidad del motor:

$$\omega_{slip}^{ele} = \frac{p}{2} \omega_{slip}^{mec} = \frac{p}{2} \cdot (\omega_s - \omega_m) = \frac{p}{2} \cdot \left(\frac{2}{p} \omega - \omega_m \right) \Rightarrow \boxed{\omega_{rot}^e = \omega_{slip}^{ele} = \omega - \frac{p}{2} \omega_m} \quad \dots \text{(3)} \quad \text{ec. (5.7)}$$

Entonces, se puede concluir que:

$$\omega_m = \omega_s (1-s) \quad , \quad \text{de (1): } \omega_m = \frac{2\omega}{p} (1-s) \quad \dots \text{(d)} \quad \text{ec. (5.8)}$$

$$\omega = \frac{p}{2(1-s)} \omega_m \quad , \quad \text{de (2): } \omega_{rot}^e = \frac{p}{2} \frac{s}{(1-s)} \omega_m \quad \dots \text{(e)} \quad \text{ec. (5.9)}$$

Tener en cuenta que:

$$\omega^{mec} = \frac{2}{p} \omega^{ele} \Rightarrow f^{ele} = n^{mec} \frac{p}{120} \quad \text{ec. (5.10)}$$

$$\omega \text{ (rad/s)} * \frac{60}{2\pi} = n \text{ (rpm)} \quad \text{ec. (5.11)}$$

5.3 Circuito eléctrico equivalente en estado estable del Motor de Inducción

Los motores trifásicos de inducción son los que se usan con frecuencia con “drives” de velocidad ajustable. Los devanados del estator se alimentan con voltajes trifásicos balanceados, el cual produce voltajes inducidos en los devanados del rotor, debido a la acción de transformador. Este campo establece una densidad sinusoidal de flujo distribuida espacialmente en el entrehierro. La velocidad de rotación del campo magnético se llama velocidad síncrona, está definido por:

$$\omega_{snc} = \frac{2\omega}{p} \quad \text{ec. (5.12)}$$

Donde p es el número de polos magnéticos y ω es la frecuencia del voltaje de alimentación [rad/s].

Si un voltaje de estator $v_s = \sqrt{2}V_s \sin(\omega t)$ produce un flujo de enlace (en el rotor) definido por:

$$\Phi_r = \Phi_{snc} \cos(\omega_m t + \delta - \omega_{snc} t)$$

El voltaje inducido por fase, en el devanado del rotor es:

$$\begin{aligned} e_r &= N_r \frac{d\Phi_r}{dt} = N_r \frac{d}{dt} [\Phi_{snc} \cos(\frac{p}{2}(\omega_m - \omega_{snc})t + \delta)] \\ &= -N_r \Phi_{snc} \frac{p}{2} (\omega_{snc} - \omega_m) \cdot \sin[\frac{p}{2}(\omega_{snc} - \omega_m)t - \delta] = -N_r \Phi_{snc} s \omega \sin(s\omega t - \delta) \end{aligned}$$

Y si hacemos $E_{r_{max}} = N_r \omega_{snc} \Phi_{snc}$:

$$e_r = -s \cdot E_{r_{max}} \sin(s\omega t - \delta)$$

$$(*) \quad e_r(t) = -s \sqrt{2} E_r \sin(s\omega \cdot t - \delta) \quad \text{ec. (5.13)}$$

Donde N_r = Numero de vueltas en cada devanado del rotor

ω_r = velocidad angular del rotor (eje del motor)

ω = frecuencia eléctrica de alimentación.

δ = posición relativa del rotor

E_r = voltaje rms del voltaje en el rotor, por fase.

s = deslizamiento

p = números de polos del motor

El deslizamiento s es definido por:

$$s = \frac{\omega_{snc} - \omega_m}{\omega_{snc}}$$

$$\omega_{sl} = \omega_{snc} - \omega_m$$

Lo que define la velocidad del motor como: $\omega_m = \omega_{snc}(1 - s)$.

(*) Se puede observar que e_r tiene una forma similar a v_s con la diferencia de que tanto la amplitud como la frecuencia del voltaje inducido en el rotor están multiplicadas por el factor s (deslizamiento)

El circuito equivalente para una fase del rotor es mostrado en la Fig. 5.2(a), deducida de la ec. (5.13), y en donde:

R_r es la resistencia de los devanados del rotor de los devanados del rotor, por fase.

X_r es la reactancia de dispersión del rotor, por fase, a la frecuencia de alimentación.

E_r representa el voltaje rms inducido en la fase del devanado del rotor, cuando la velocidad es cero ($s=1$).

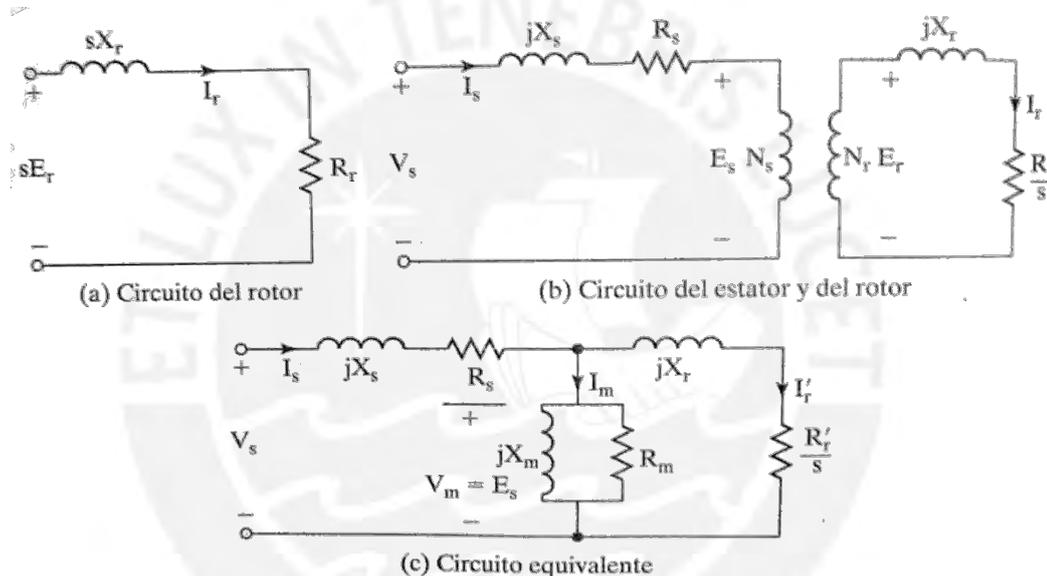


Fig. 5.2 Circuito equivalente para una fase del motor de inducción. [3]

La corriente en el rotor se determina mediante:

$$I_r = \frac{sE_r}{R_r + jsX_r} = \frac{E_r}{R_r/s + jX_r} \quad \text{ec. (5.14)}$$

En donde R_r y X_r se refieren al devanado del rotor.

El circuito equivalente del motor de inducción (por fase), se ve en la Fig. 5.2(b), en donde:

R_s : resistencia del devanado del estator, por fase.

X_s : reactancia de dispersión del devanado del estator, por fase.

El c.e.e completo, con los parámetros referidos al estator, se ve en la Fig. 5.2(c). En donde:

R_m representa la resistencia para la pérdida por excitación (pérdidas en el núcleo)

X_m es la reactancia magnetizante.

R_r' y X_r' son la resistencia y la reactancia del rotor referidas a estator.

I_r' : es la corriente del rotor referida el estator.

La potencia en el entrehierro (potencia que pasa del estator al rotor atravesando el entrehierro) está dada por:

$$P_g = 3(I_r')^2 \frac{R_r'}{s} \quad \text{ec. (5.15)}$$

La potencia de conversión del motor (conocida también como potencia de salida o potencia desarrollada), está dada por:

$$P_d = P_g (1-s) \quad \text{ec. (5.16)}$$

Entonces, el Torque desarrollado por el motor es:

$$T = T_d = \frac{P_d}{\omega_m} = \frac{P_g}{\omega_{snc}} \quad \text{ec. (5.17)}$$

Normalmente, el valor grande de X_m y el valor de R_m (que es mucho mayor) hacen que se pueda simplificar el circuito, se puede eliminar del modelo del circuito la resistencia R_m , y debido a que $X_m^2 \gg (R_s^2 + X_s^2)$, entonces $V_s \approx E_s$, y el c.e.e quedaría simplificado de la siguiente manera:

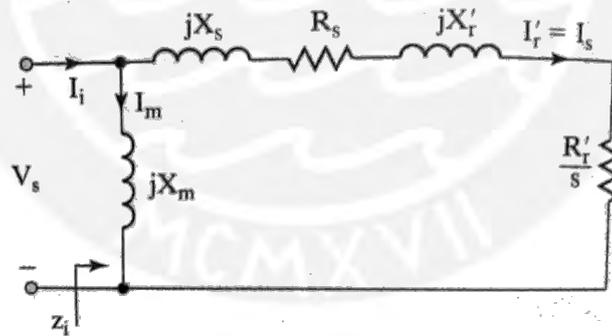


Fig. 5.3 Circuito equivalente aproximado para una fase del motor de inducción. [3]

De acuerdo con la Fig. 5.3, la corriente rms en el rotor es:

$$I_r' = \frac{V_s}{[(R_s + R_r'/s)^2 + (X_s + X_r')^2]^{1/2}} \quad \text{ec. (5.18)}$$

Reemplazando ec. (5.18) en ec. (5.15) y ec. (5.17), se obtiene el torque desarrollado por el motor de inducción [3]:

$$T \approx \frac{3R_r'V_s^2}{s \cdot \omega_{snc} \left[(R_s + R_r'/s)^2 + (X_s + X_r')^2 \right]} \quad \text{ec. (5.19)}$$

El deslizamiento para que el par sea máximo ($s(T_{\max})$), se obtiene igualando $\partial T / ds = 0$, que da como resultado [3]:

$$s(T_{\max}) \approx \pm \frac{R_r'}{\sqrt{R_s^2 + (X_s + X_r')^2}} \quad \text{ec. (5.20)}$$

5.4 Ecuación del torque en el circuito equivalente Γ

Este circuito equivalente Γ permite tener un modelo alternativo de tal manera que se pueden despejar las variables de estudio de manera conveniente.[1]

Se considera que :

$$\gamma = \frac{L_s}{L_m}, \quad R_R = \gamma^2 R_r, \quad L_L = \gamma L_{ls} + \gamma^2 L_{lr}$$

Entonces, el torque puede ser expresado de la siguiente manera:

$$T = 1.5p \frac{\Lambda_s^2}{R_R} \frac{\omega_r}{(\tau\omega_r)^2 + 1} \quad \text{ec. (5.21)}$$

En donde: $\tau = \frac{L_L}{R_R}$ y

ω_r es la frecuencia eléctrica en el devanado del rotor (igual a la velocidad de deslizamiento en un motor de 2 polos, (ver ec. (5.5)).

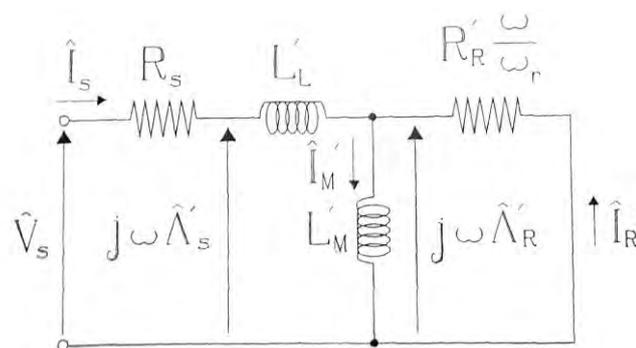


Fig. 5.4 Circuito equivalente Γ en estado estable de un motor de inducción.[1]

De esta manera se puede observar que el torque puede ser expresado en función del deslizamiento y del flujo producido por el voltaje del estator. Asumiendo que el flujo se mantiene constante, se puede obtener la gráfica Torque vs. Velocidad de deslizamiento, como se muestra en la Fig. 5.5.

La frecuencia en el devanador del rotor para que el torque sea máximo ($\omega_r(T_{\max})$), se obtiene igualando $\partial T / d\omega_r = 0$, que da como resultado:

$$\omega_r(T_{\max}) = \pm \frac{1}{\tau} \quad \text{ec. (5.22)}$$

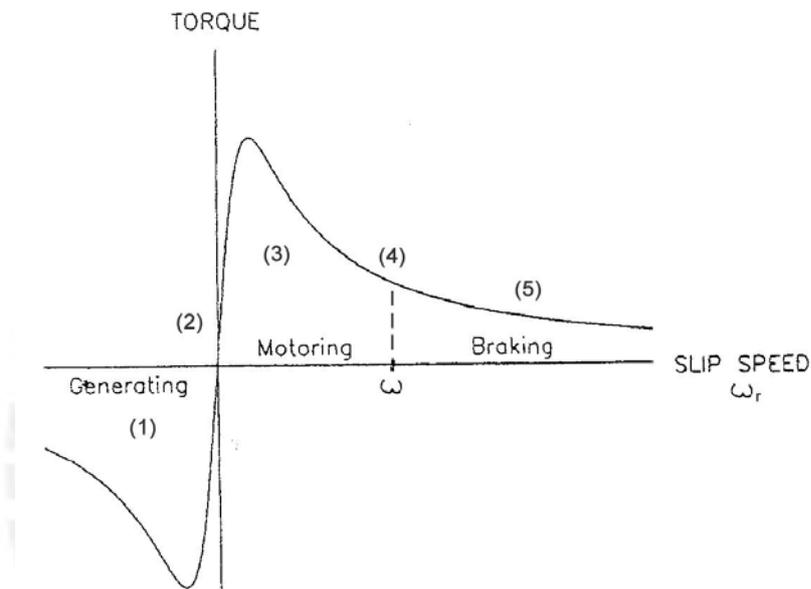


Fig. 5.5 Curva característica Torque vs. frecuencia en el rotor, con flujo del rotor constante. [1]

5.5 Zonas de operación del motor

Según la Fig. 5.5, la curva torque-velocidad se puede dividir en las siguientes zonas de operación:

- (1) Si $\omega_r < 0$, la máquina opera como un generador.
- (2) Si, el motor opera sin carga y gira a la velocidad síncrona.
- (3) Si $0 < \omega_r < \omega$, la máquina opera como un motor.
- (4) Si $\omega_r = \omega$, entonces el motor se encuentra parado con torque inicial.
- (5) Si $\omega_r > \omega$, el motor se encuentra en la zona de freno.

Una versión de la misma gráfica del Torque, se muestra en la Fig. 5.6, pero ahora el eje x, representa la velocidad del motor. Cabe recalcar que según la ec. (5.21) estas gráficas solo son válidas cuando el flujo se mantiene constante, en otras palabras, esta gráfica Torque vs. Velocidad es válida para estado estable. [8]

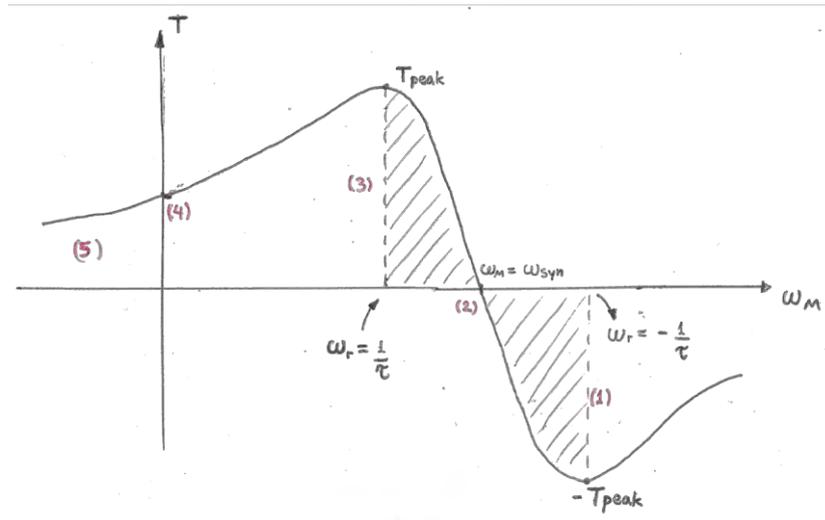


Fig. 5.6 Curva característica Torque versus velocidad del motor de inducción con el flujo del rotor constante. (elaboración propia)

5.6 Control del voltaje de línea

El torque del motor de inducción bajo condiciones de arranque y de marcha varía con el cuadrado del voltaje aplicado al primario del estator. En general, resulta el método menos satisfactorio de control de la velocidad para motores polifásicos, ya que el par máximo a la mitad del voltaje nominal es un cuarto del mismo a dicha tensión nominal, por lo tanto no es posible obtener el torque nominal.

Según la ec. (5.19) en un motor de inducción el par desarrollado es proporcional al cuadrado del voltaje en sus terminales (si se mantiene constante la frecuencia). El torque electromagnético desarrollado se puede expresar mediante la siguiente ecuación:

$$T \approx \frac{3R_r'}{s \cdot \omega_{snc} \left[(R_s + R_r'/s)^2 + (X_s + X_r')^2 \right]} \cdot V_s^2 \quad \text{ec. (5.23)}$$

Si una carga tiene una característica par-velocidad como la mostrada en la Fig. 5.7, la velocidad del motor podría ser controlada en un rango limitado variando el voltaje de línea, debido al torque de interrupción (T_{\max}) [4]. Ver Anexo 5.1.

El rango de control de velocidad depende de la velocidad a la cual ocurre el torque máximo ($s(T_{\max})$: ec. (5.20) del Anexo 5.3 o $\omega_r(T_{\max})$: ec. (5.22) del Anexo 5.4). Para un motor de bajo deslizamiento como característica de fábrica, el intervalo de velocidades $n_1 - n_2$ es muy estrecho.

Este tipo de control de voltaje no es adecuado para una carga de torque constante, y normalmente se aplica donde se requiere bajo torque de arranque e intervalo estrecho de velocidades a controlar.

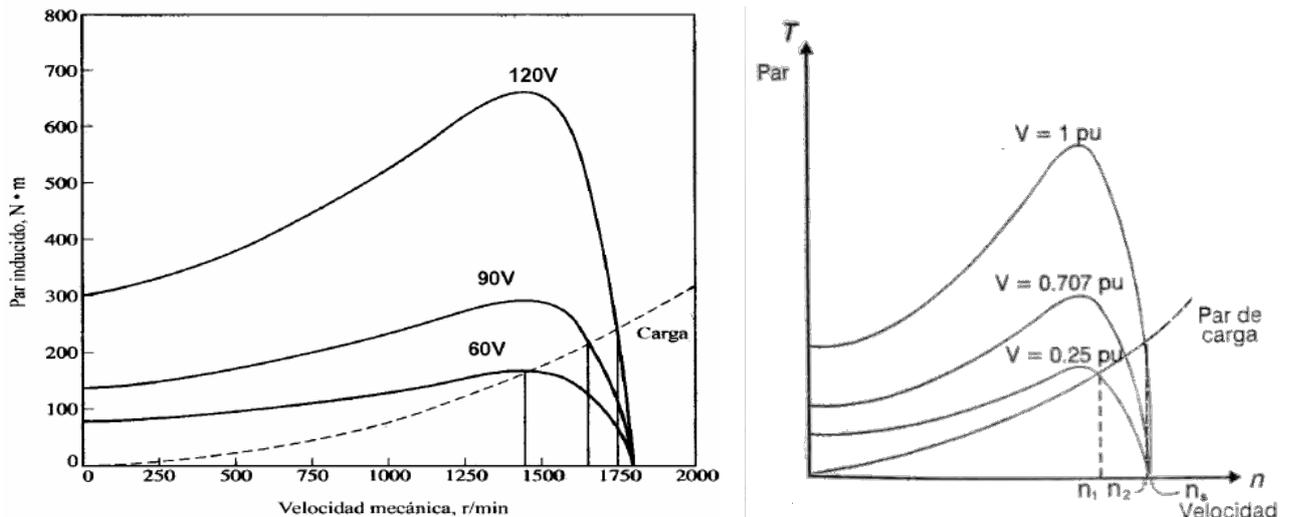


Fig. 5.7 Control de la velocidad por relación del voltaje de línea. [4], [15]

En la Fig. 5.7, se puede observar que la velocidad a la cual ocurre el torque máximo es constante (no depende del voltaje).

Por ejemplo, si el voltaje en el estator disminuye 30%, el momento de torsión a una velocidad dada disminuirá en aproximadamente 50%.

La desventaja de disminuir el voltaje es que al aumentar el deslizamiento, las pérdidas en el cobre del rotor aumentan, puesto que son directamente proporcionales al deslizamiento del motor. Aparte de esto, el torque del motor en el arranque es mucho menor que su nominal, y menudo se produce una caída del voltaje de la red durante el arranque, a causa de la excesiva corriente de arranque absorbida de la línea [19], [15].

Las formas en que se puede variar el voltaje en las terminales es:

- Utilizando un auto-transformador trifásico de relación de transformación variable.
- Mediante un controlador de estado sólido (controlador de voltaje ac con tiristores).

La diferencia es que en el segundo caso (controlador de voltaje ac con tiristores) la alimentación que le llega al motor no es senoidal y la salida no es sinusoidal pura. La operación básica del controlador de voltaje a tiristores es que se necesita una señal de mando para que los tiristores sean disparados a un ángulo específico, y con esto se logra obtener un voltaje regulado en las terminales del motor para lograr una velocidad específica. Estos controladores son muy sencillos, sin embargo, su contenido de armónicos es alto, y su factor de potencia (fdp) es bajo.

Debido a los requerimientos de rango de velocidad limitado, normalmente se usan los controladores de voltaje ac con tiristores. Este método se emplea generalmente para motores jaula de ardilla en aplicaciones de baja potencia, como pequeños ventiladores, sopladores y bombas centrífugas, donde el par de arranque es bajo.

Las características principales son [4], [3]:

- Se tiene un control de velocidad del rotor limitado entre n_1 y $n_2 \cdot n_1$ debido al par de interrupción y n_2 debido al voltaje nominal del motor. [16]
- A bajas velocidades, el alto deslizamiento provoca que la operación del motor sea ineficiente (por las pérdidas en el cobre).
- Este tipo de control de voltaje normalmente se aplica donde se requiere bajo par de arranque y no es adecuado para una carga de par constante.

5.7 Control de la frecuencia de línea

Si se cambia la frecuencia eléctrica aplicada al estator de un motor de inducción, la velocidad de rotación de sus campos magnéticos n_{snc} cambiará en proporción directa al cambio de frecuencia eléctrica; entonces, debido a que el rotor siempre gira a una velocidad cercana a la velocidad síncrona, si esta cambia, la velocidad del rotor también cambiará.

La velocidad síncrona del motor en condiciones nominales se conoce como velocidad base (ω_b), y se define la velocidad síncrona en cualquier otra frecuencia (ω_{snc}) como:

$$\omega_{snc} = \beta \omega_b \quad \text{ec. (5.24)}$$

Utilizando control de frecuencia variable, es posible ajustar la velocidad del motor por encima o por debajo de la velocidad base, tal como se muestra en la Fig. 5.8.

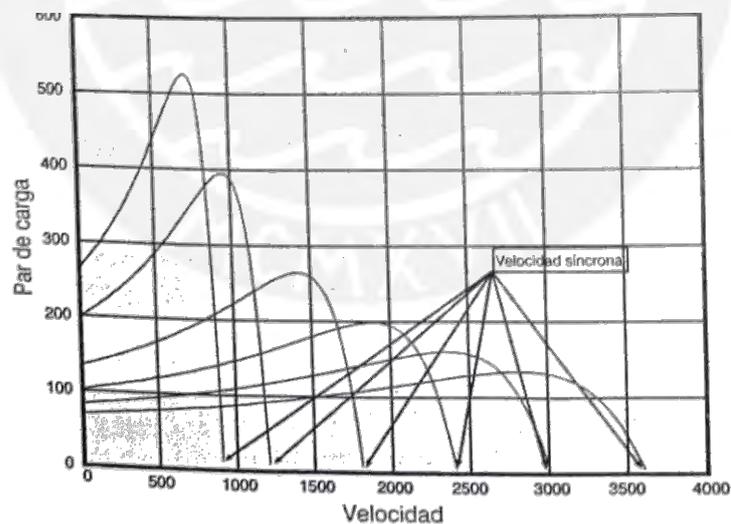


Fig. 5.8 Curvas características par-velocidad para varias frecuencias.

Sea T_{\max} el par máximo en cualquier frecuencia, y T_{\max}^b el par máximo a la velocidad base, se deduce la siguiente relación:

$$T_{\max} \beta^2 = T_{\max}^b \quad \text{ec. (5.25)}$$

Que puede ser interpretado como: $T_{\max} \beta^2 = cte$ ec. (5.26)

Entonces *si el voltaje se mantiene constante, el torque máximo es inversamente proporcional al cuadrado de la frecuencia síncrona.*

Un problema de este método es que a frecuencias mayores a su nominal manteniendo fijo el voltaje, el motor opera en “modo de debilitamiento de campo” o campo magnético debilitado, limitando con ello la capacidad de torque del motor. Aparte de esto, si se inicia el arranque con una frecuencia mayor a la nominal, el torque del motor en el arranque es mucho menor que su nominal. [19]

Otro problema es que a frecuencias menores a su nominal manteniendo fijo el voltaje, *aumenta el flujo en el motor.* Esto incrementa tanto las pérdidas en el hierro como la corriente magnetizante, provocando así que la temperatura se incremente y el factor de potencia de reduzca. Aparte de esto, *debido a la saturación en el entrehierro, y los parámetros del motor ya no serían válidos.* [3], [19]

5.8 Velocidad nominal máxima de seguridad

5.8.1 Definición

Se define como la máxima velocidad a la que puede operar el motor de forma permanente, especificado por el fabricante del motor, representado por n_{Snom}^{max} . Este concepto implica una operación por encima de la velocidad nominal máxima de seguridad que podría conducir a un peligro ([24]:IEC 61800-2, 2015, p.20). Por eso, es importante entender la “región de operación continua” que aplica tanto al motor como al variador.

5.8.2 Región de operación continua

Según la norma IEC 61800-2 ([24]:IEC 61800-2, 2015, p.35), los valores de salida de operación continua deben ser fijados por el fabricante del variador. Estos valores de salida de operación continua se muestran en “Figure 8 - Example of operating region of a PDS” ([24]:IEC 61800-2, 2015, p.35), y son los siguientes:

- Torque nominal (T_{nom}) <del motor>
- Velocidad mínima (n^{min}) <del motor>
- Velocidad nominal mínima (n_{nom}^{min}) <del motor>
- Velocidad nominal (n_{nom}) <del motor>
- Velocidad nominal máxima (n_{nom}^{max}) <del variador>
- Velocidad nominal máxima de seguridad (n_{Snom}^{max}) <del motor>
- Potencia nominal de salida ($P_{d(nom)}$) <del motor>

Torque nominal (T_{nom}) : Torque que el eje del motor desarrolla cuando opera en condiciones nominales, es decir, otorgando el motor una potencia desarrollada nominal $P_{d(nom)}$, a una velocidad nominal n_{nom} [24]. Ver Anexo 5.1.

Velocidad mínima (n^{min}) : Se define como la mínima velocidad permitida a la que el motor es capaz de desarrollar torque de forma permanente sin sobre-calentamiento. La operación en velocidad mínima puede implicar también una operación con torque reducido [24].

Velocidad nominal mínima (n_{nom}^{min}) : Se define como la mínima velocidad permitida a la que el motor es capaz de desarrollar torque nominal de forma permanente sin sobre-calentamiento [24].

Velocidad nominal (n_{nom}) : Se define como la velocidad que tiene el eje del motor cuando opera en condiciones nominales, es decir, otorgando el motor una potencia nominal desarrollada $P_{d(nom)}$ siendo alimentado por un voltaje de magnitud nominal y frecuencia nominal. Este valor está especificado por el fabricante del motor (en la placa del motor). Ver Anexo 5.1.

Velocidad nominal máxima (n_{nom}^{max}) : Se define como la máxima velocidad nominal a la que puede operar un variador de forma permanente. Este valor es especificado por el fabricante del variador [24]. Este valor tendría una dependencia de valores como la frecuencia máxima de conmutación de los semi-conductores, la frecuencia de muestreo del controlador, y la velocidad del procesador del variador.

Velocidad nominal máxima de seguridad (n_{Snom}^{max}) : Se define como la máxima velocidad a la que puede operar el motor de forma permanente. Esto implica una operación en el modo de "campo debilitado", a una velocidad mayor a la velocidad nominal, pero con un torque menor al torque nominal (región de potencia constante) [24].

Potencia nominal de salida ($P_{d(nom)}$) : Se define como la potencia desarrollada en el eje del motor el cual puede operar el motor de forma permanente en condiciones nominales. Ver Anexo 5.1.

Hoy en día, la velocidad nominal máxima (n_{nom}^{max}) de los variadores de velocidad modernos normalmente son mayores que la velocidad nominal máxima de seguridad del motor (n_{Snom}^{max}), las velocidades nominales máximas de los variadores pueden llegar a valores mayores a 400Hz.

Es importante mencionar, que cuando un motor opera a una velocidad por encima de la velocidad nominal del motor, el estrés mecánico incrementa y la vida útil esperada de los rodamientos puede reducirse. Para este caso, debería considerarse un balance fino del motor, así como su servicio de mantenimiento ([24]:IEC 61800-2, 2015, p.20).

5.8.3 Región de campo debilitado

Un motor puede operar a una velocidad mayor a su velocidad nominal especificada en placa (n_{nom}). Sin embargo, hay una compensación entre operar a mayores velocidades y la capacidad de torque resultante (fuerza rotacional) del motor. Típicamente, en la mayoría de aplicaciones comerciales con un voltaje constante de alimentación como 460-480Vac. La relación entre el torque y la velocidad es tal que el torque es reducido en tanto la velocidad del motor aumenta. Existe una relación directa entre la velocidad del motor y la frecuencia eléctrica "a.c." de operación. 0 Hz es igual a 0 rpm, y 60 Hz es igual a la velocidad nominal del motor, por lo tanto, 120 Hz sería equivalente al doble de la velocidad. [26]

Como referencia práctica de los fabricantes de motores, un motor de 3600 rpm (motor de 2 polos), puede ser operado de forma segura hasta 75 Hz aproximadamente (o 25% por encima de la velocidad nominal). Uno de 1800 rpm (motor de 4 polos) puede ser operado de forma segura hasta 120 Hz (o 200% su velocidad máxima). Sin embargo, como muestra la Fig. 5.9, al doble de la velocidad el motor solo puede operar con un torque máximo del 25% de su torque máximo a la velocidad nominal. [26]

Por el lado del variador, la explicación de esta relación torque-frecuencia, ha sido mencionada en la sección 5.7 - Control de la frecuencia de línea, en donde se puede reformular la relación:

$$T_{max} = T_{max}^b \left(\frac{f_b}{f} \right)^2 \quad \text{ec. (5.27)}$$

f_b : Frecuencia eléctrica nominal del motor, la que produce que el campo magnético del rotor gire a la velocidad nominal de sincronismo.

f : Frecuencia eléctrica a la que opera el motor.

T_{max} : Torque máximo (pico) del motor operado a cualquier frecuencia eléctrica f .

T_{max}^b : Torque máximo (pico) del motor operado a la frecuencia eléctrica nominal.

De esta relación se puede generar la curva mostrada en la Fig. 5.9, en donde se puede apreciar que si se desea operar un motor gobernado por un variador que guarda la relación V/f cte. con el magnitud del voltaje constante en el valor nominal, a 100Hz el torque máximo sería $0.36T_{max}^b$, es decir un 36% del torque máximo a 60Hz, y a 120Hz el torque máximo sería $0.25T_{max}^b$, es decir solo un 25% del torque máximo a 60Hz.

Los factores limitantes reales para una sobre-revolución del motor no son tanto eléctricos sino mecánicos. El desgaste de los rodamientos y la inestabilidad rotacional consecuencia de los cambios en los requerimientos de equilibrio mecánico a altas velocidades, puede conducir al motor a falla y/o vibraciones inaceptables cuando opera continuamente a velocidades mayores a su nominal. Es siempre recomendable consultar al fabricante del motor antes de intentar operarlo a altas velocidades. [26]

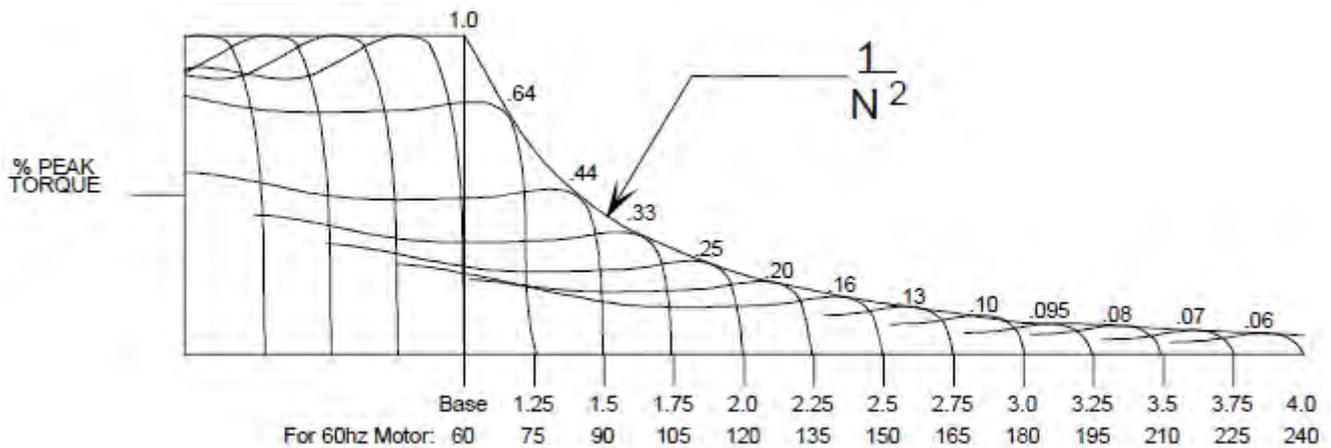


Fig. 5.9 Torque máximo del motor vs. Frecuencia de operación para un motor de 60Hz gobernado por un variador V/f cte en zona de campo debilitado. [27]

Los motores de inducción estándar pueden ser operados a velocidades mayores a su nominal con un variador de frecuencia. Los motores de 230V y 460V normalmente tienen un voltaje de aislamiento nominal de 1600V aproximadamente, por lo que el límite de la magnitud del voltaje no sería problema. En la Fig. 5.10 se ilustra el torque máximo (pico) para una operación con amplitud de voltaje constante, desde la velocidad base (equivalente a una frecuencia de operación de 60Hz) hasta 4 veces la velocidad base (240Hz).

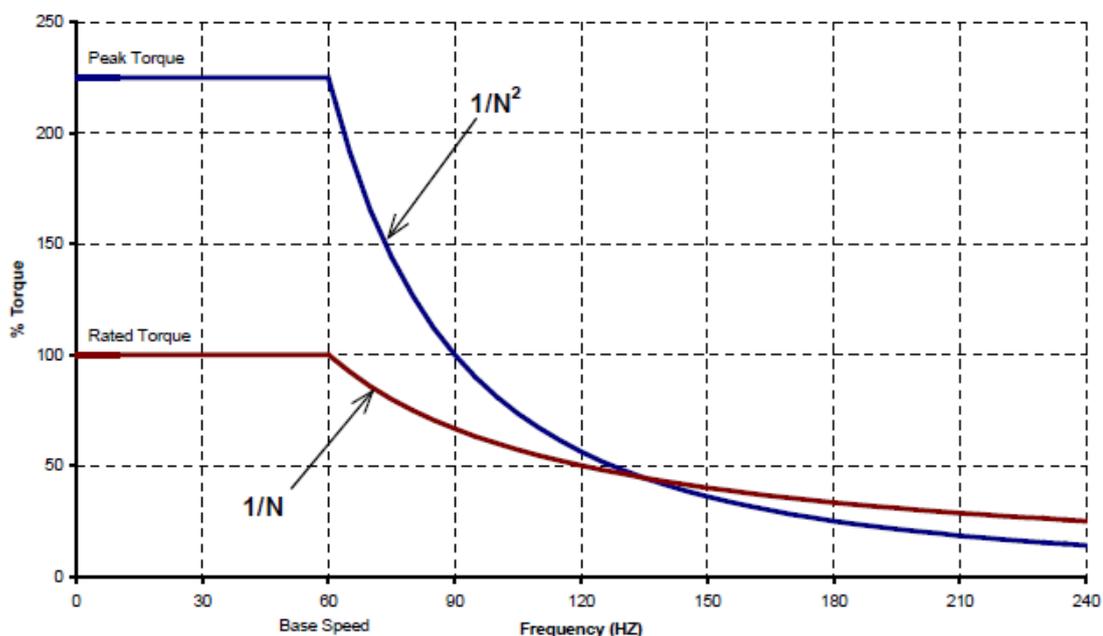


Fig. 5.10 Torque de carga y Torque máximo del motor vs. Frecuencia de operación para un motor de 60Hz gobernado por un variador V/f cte en zona de campo debilitado. [27]

Muchas aplicaciones de máquinas son de potencia mecánica constante en sus características de carga. Esto significa que conforme la velocidad incrementa, el torque cae de manera inversa a la velocidad ($1/N$). La caída del torque de carga no es tan pronunciada como la caída del torque máximo ($1/N^2$). Por ejemplo, para un motor de 4 polos que es

governado por un variador V/f cte, con una carga de potencia mecánica constante, se puede afirmar que podrá operar hasta una velocidad de 135Hz (4050rpm) como máximo, siempre y cuando las características mecánicas del motor lo permitan. [27].

5.9 Inversor trifásico (como fuente de voltaje) aplicando el método de seis-pasos

El inversor trifásico se puede ver como una fuente de voltaje (VSI) que alimenta al motor de inducción a través del convertidor estático de frecuencia dc/ac. Hay que mencionar que esta técnica de seis pasos no se considera una técnica de modulación del pulso, debido a que la magnitud de la señal de voltaje permanece constante (solo se puede cambiar al modificar el valor de bus dc). La frecuencia de la señal de salida generada puede ser modificada empleando diferentes valores de intervalos de conmutación de los semiconductores de potencia.

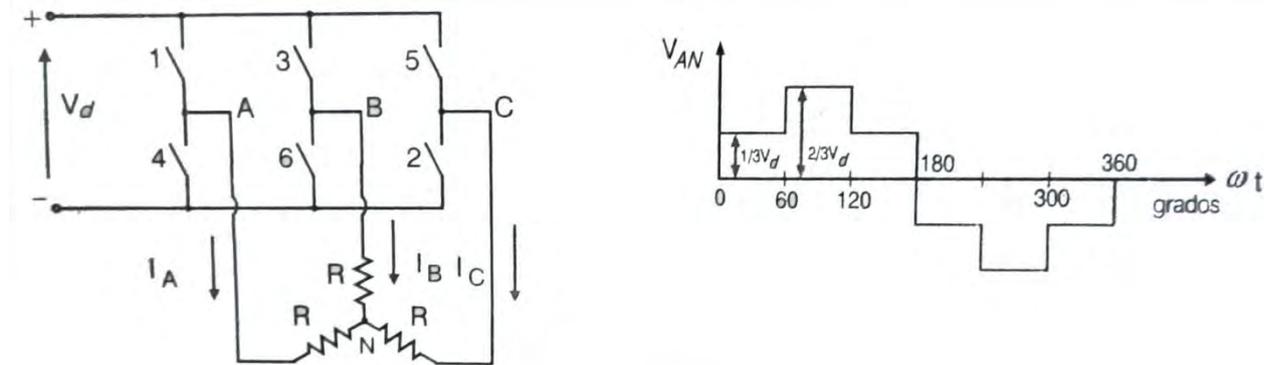


Fig. 5.11 Circuito equivalente ideal del inversor – voltaje de fase

En el inversor cada semiconductor de potencia es activado durante 180° (grados eléctricos). Las señales trifásicas generadas tienen un desfase de 120° entre cada fase en las tres ramas del inversor. La forma de onda de la señal es el resultado de una secuencia de disparos durante intervalos definidos en el diagrama de conmutación (tabla de la Fig. 5.14), en donde se aprecia que el cambio de estado (activación del siguiente semiconductor de potencia) es cada 60° (ver la Fig. 5.13). Si se examina el voltaje de fase (L-N) se puede ver que dibuja una trayectoria de seis pasos, de ahí su nombre (ver la onda de la Fig. 5.11).

En la Fig. 5.13 se muestra la secuencia de disparos de los voltajes en el gate de los semiconductores de los voltajes de línea resultantes.

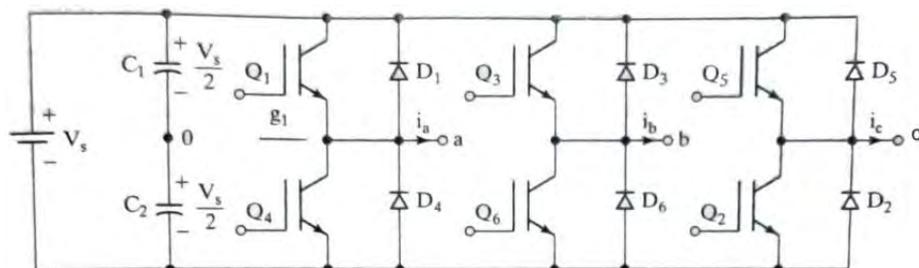


Fig. 5.12 Circuito del puente inversor trifásico. [3]

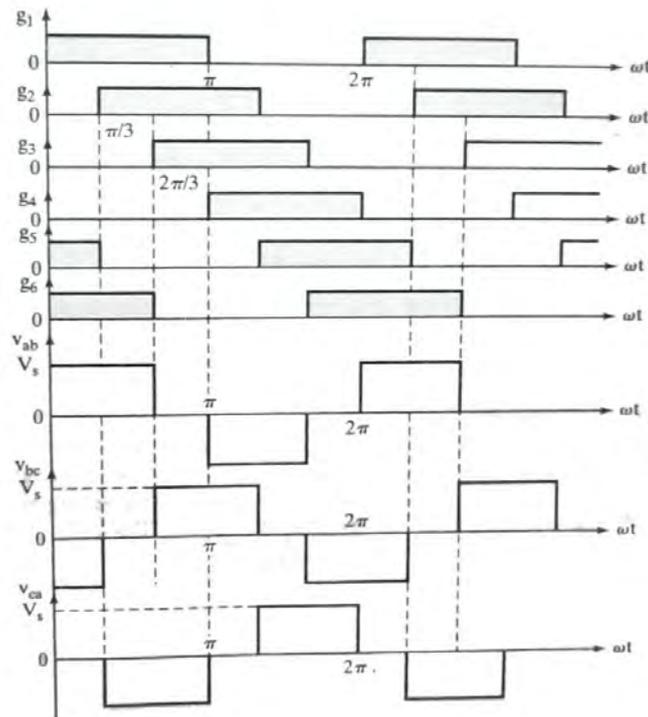


Fig. 5.13 Formas de onda para conducción a 180° (seis-pasos). [3]

Para entender la generación del voltaje, se emplea cargas resistivas, luego esto se puede expandir para el análisis del comportamiento del motor de inducción trifásico.

Intervalo 1 0 - 60° 5,6,1 cerrados	Intervalo 2 60° - 120° 6,1,2 cerrados	Intervalo 3 120° - 180° 1,2,3 cerrados	Intervalo 4 180° - 240° 2,3,4 cerrados	Intervalo 5 240° - 300° 3,4,5 cerrados	Intervalo 6 300° - 360° 4,5,6 cerrados
$V_{AN} = \frac{1}{3} V_d$ $V_{BN} = -\frac{2}{3} V_d$ $V_{CN} = \frac{1}{3} V_d$	$V_{AN} = \frac{2}{3} V_d$ $V_{BN} = -\frac{1}{3} V_d$ $V_{CN} = -\frac{1}{3} V_d$	$V_{AN} = \frac{1}{3} V_d$ $V_{BN} = \frac{1}{3} V_d$ $V_{CN} = -\frac{2}{3} V_d$	$V_{AN} = -\frac{1}{3} V_d$ $V_{BN} = \frac{2}{3} V_d$ $V_{CN} = -\frac{1}{3} V_d$	$V_{AN} = -\frac{2}{3} V_d$ $V_{BN} = \frac{1}{3} V_d$ $V_{CN} = \frac{1}{3} V_d$	$V_{AN} = -\frac{1}{3} V_d$ $V_{BN} = -\frac{1}{3} V_d$ $V_{CN} = \frac{2}{3} V_d$

Fig. 5.14 Tabla de conmutación del método de seis-pasos. [4]

Por esto, las formas de onda de las corrientes en cada fase son determinadas por el tipo de carga y son independientes del dispositivo de potencia.

La forma de onda de la corriente en cada fase se puede definir por el efecto de los semiconductores durante los intervalos de conmutación y por las formas exponenciales que de manera son generadas por los escalones de voltaje. La forma de onda de los voltajes de línea

en la carga tienen un alto contenido armónico, que se puede apreciar utilizando la descomposición de Fourier:

$$V_{n,aN} = \frac{2 \cdot V_s}{3\pi n} \left[2 + \cos\left(n\frac{\pi}{3}\right) - \cos\left(n\frac{2\pi}{3}\right) \right], \quad n=1,5,7,11,13$$

$$\mathbf{v}_{aN} = \sum_{n=1,5,7,11,13}^{\infty} V_{n,aN} \cdot \sin(n\omega_o t), \quad n=1,5,7,11,13 \quad \text{ec. (5.28)}$$

Donde V_s es el voltaje del bus dc, y ω_o es la frecuencia angular de la componente fundamental. De la descomposición de Fourier se puede observar que no se encuentran presentes los armónicos de 3er orden ni los múltiplos de esta, así como tampoco están presentes en el voltaje de línea.

La amplitud rms de la componente fundamental del voltaje de línea está definida por:

$$V_{1LL} = 0.7797 \cdot V_s \quad \text{ec. (5.29)}$$

Cuando un motor de inducción es alimentado con una fuente de voltaje de seis pasos, las formas de onda de las corrientes tienen un contenido de armónicos apreciable, el cual influye en el comportamiento del motor. Los armónicos en la corriente consumida por el motor son filtrados por la inductancia de la máquina. En consecuencia, a altas frecuencias (cercas a la frec.nominal) los armónicos de corriente se reducen apreciablemente, pero a bajas frecuencias, los armónicos son apreciables, causando problemas de calentamiento en la máquina. En la Fig. 5.15 se muestra la forma de onda de corriente y voltaje de un motor de inducción ejemplo. La presencia del 5to y 7mo armónico de corriente, provoca que reaccionen con el flujo principal del entrehierro, produciendo un armónico pulsante del torque, de sexto orden de secuencia positiva, el cual causa vibraciones en el movimiento del rotor a velocidades baja, lo cual hace que el giro del roto no sea adecuado.. [4],[3]

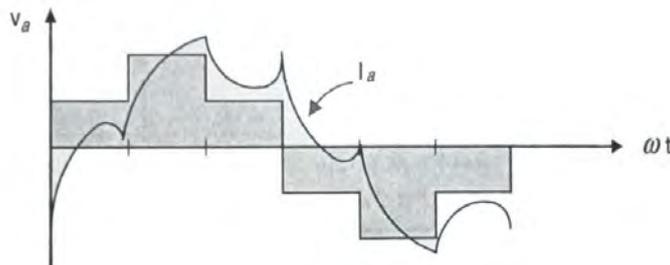


Fig. 5.15 Forma de onda de la corriente de la fase A del motor de inducción. [4]

5.10 Inversor con modulación PWM senoidal

En la Fig. 5.16 se muestra el circuito del inversor trifásico con modulación PWM senoidal.

En la Fig. 5.17 se puede observar la generación de las señales trifásicas senoidales de referencia, así como la señal triangular (portadora). Asimismo, se muestran los periodos de conducción de los semiconductores (voltajes en el "gate" de los transistores). Sobre una señal de referencia (moduladora) se superpone una portadora triangular, de frecuencia mayor que la

de referencia. La frecuencia de conmutación máxima lo define la relación frecuencia de portadora entre frecuencia de referencia.

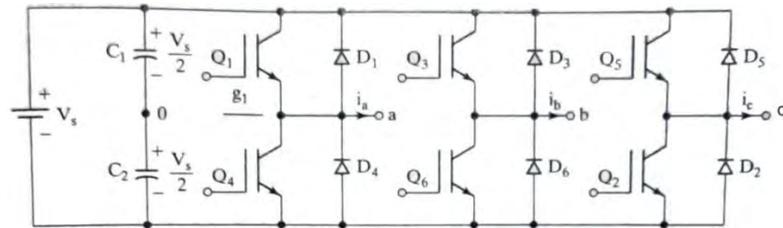


Fig. 5.16 Circuito del puente inversor trifásico. [3]

Los pulsos de disparo se realizan en el momento en que la magnitud de la señal de referencia es mayor que la señal portadora. La generación completa de los pulsos de disparo para el puente trifásico se consigue desfasando 120° entre si las señales de referencia de las tres fases para que estas sean comparadas con una señal triangular común a las tres.

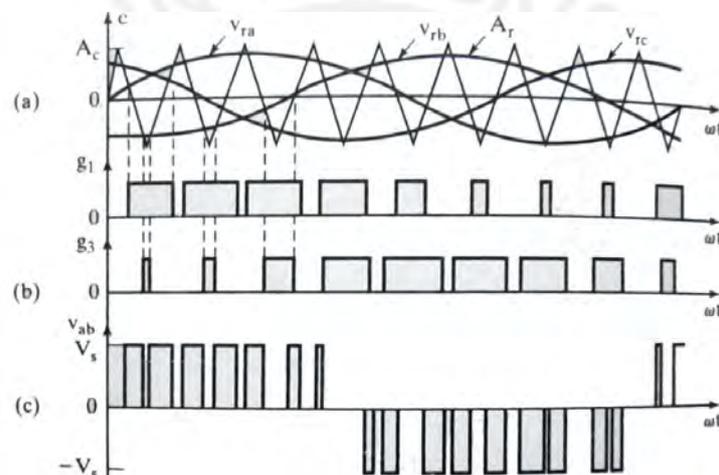


Fig. 5.17 Modulación por ancho de pulso sinusoidal para inversor trifásico. [3]

Basado en la fuente [17], la siguiente figura muestra la lógica del control de los "gate":

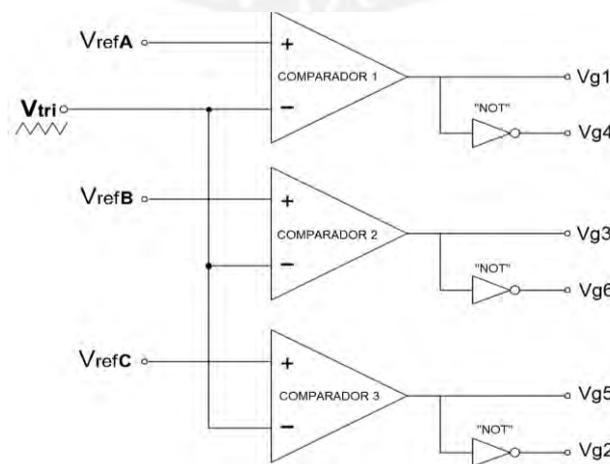


Fig. 5.18 Lógica de control de las compuertas de los semiconductores para S-PWM.

Como se puede observar, los voltajes de los gate 1, 3 y 5 (ver la Fig. 5.16) están determinados por la comparación de la onda triangular con su señal moduladora correspondiente. Los voltajes en los gate 4, 6 y 2 son simplemente el negado de la señal de gate del transistor que está en serie con él, para evitar corto circuito.

Se denomina razón de portadora m_f a la relación entre la frecuencia de la señal portadora y la frecuencia de la señal de referencia. Es necesario operar con un m_f múltiplo de tres, para asegurar formas idénticas de voltaje en el sistema trifásico. Se denomina índice de modulación m_a , a la razón entre la amplitud de la onda portadora y la amplitud de la onda de referencia.

Para un m_f grande, el inversor PWM suministra una señal de voltaje de alta calidad, debido a que la forma de onda de los voltajes tiene armónicos dominantes de alto orden (alejados de la frecuencia fundamental), los cuales son filtrados sin dificultad por las reactancias de dispersión del propio motor. *Haciendo m_f grande, se logra suavidad en la rotación del motor a muy bajas velocidades, lográndose eliminar con esta técnica los armónicos indeseables de bajo orden y las molestas pulsaciones del par (a diferencia del inversor mediante la técnica seis-pasos).*

El voltaje de la frecuencia fundamental de salida del inversor PWM senoidal incrementa cuando el índice de modulación (m_a) aumenta. Cuando m_a se aproxima a 1, la forma de onda presenta una reducción del área bajo la curva (área volts-segundos) de los pulsos comparado con el inversor de seis pasos, en donde el voltaje los pulsos no están modulados. Este hecho implica que la amplitud de la componente fundamental de la salida de un PWM senoidal es menor que la del inversor de seis-pasos. Para el inversor PWM senoidal el valor de la amplitud de la componente fundamental es 63% de V_S , y para el inversor de seis-pasos es 78% de V_S , teniendo la técnica seis-pasos un mayor aprovechamiento de la fuente dc.

La siguiente figura Fig. 5.19 muestra espectro de frecuencia de las armónicas de voltaje producidas por un inversor PWM sinusoidal:

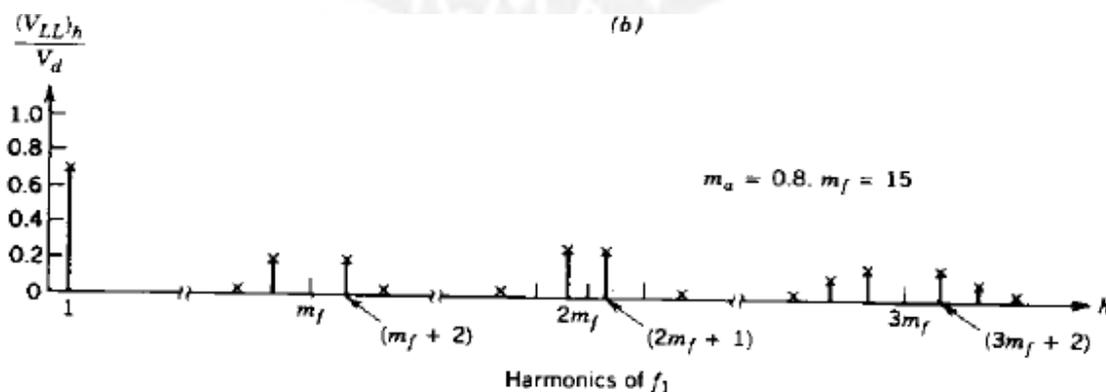


Fig. 5.19 Espectro armónico de la técnica PWM senoidal. [18]

Para incrementar el aprovechamiento de la fuente dc en la técnica PWM senoidal, se puede sobremodular ($m_a \geq 1$) la señal de referencia, de tal manera que se eliminen algunas intersecciones de comparación, *lográndose con esto una señal modulada con una forma de onda semejante a la onda de salida con la técnica seis-pasos*. Se el índice de modulación continúa incrementándose, se puede alcanzar la operación del inversor seis-pasos.

Esta forma de operación logra que el voltaje de salida fundamental se incremente, pero debido a la forma de onda seis-pasos presente, se introducirán nuevos componentes armónicos.

Como se ha planteado, con las técnicas de control del inversor expuestas se puede ver que la idea básica de mejora de las técnicas de modulación parte de poder tener menor distorsión armónica, así como un mejor aprovechamiento de la fuente dc, es por esta razón que se realizan constantemente mejoras en las técnicas de modulación siendo una de las más novedosas la modulación por ancho de pulso de vector espacial (SV-PWM).

5.11 Vectores espaciales en el marco de referencia del estator

La Fig. 5.20 muestra esquemáticamente una sección de corte del estator de un motor trifásico, de 2 polos. Dos ejes, el eje directo d , y el eje de cuadratura q están alineados con el eje horizontal y vertical respectivamente. Ellos representan el así llamado estator, o marco de referencia estacionario.

Considerando que $i_{as}(t)$, $i_{bs}(t)$, $i_{cs}(t)$ son las corrientes instantáneas en las fases del estator. Si se considera el motor como una carga trifásica balanceada y que las bobinas del estator son alimentadas de un voltaje balanceado trifásico, con una frecuencia ω , entonces la suma de las corrientes instantáneas será nula, como lo expresa la ec. (5.30):

$$i_s(t) = i_{as}(t) + i_{bs}(t) + i_{cs}(t) = 0 \quad \text{ec. (5.30)}$$

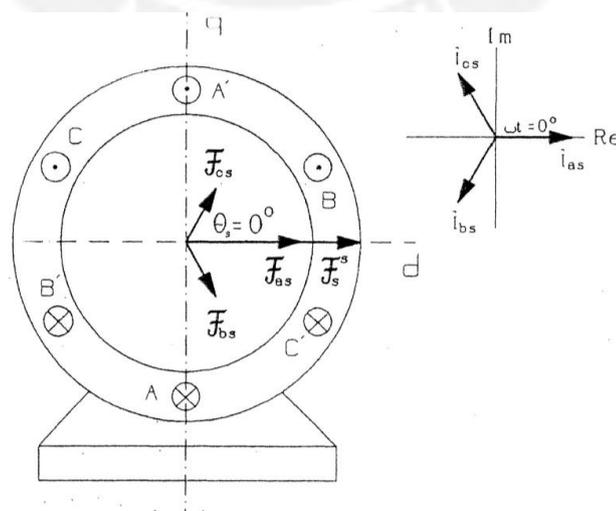


Fig. 5.20 Vectores mmf's del estator en $\omega t = 0^\circ$. [1]

En la Fig. 5.20, se muestra el estator junto con el diagrama de fasores de las corrientes en el estator \hat{I}_{as} , \hat{I}_{bs} , \hat{I}_{cs} en el instante inicial $\omega t = 0^\circ$.

Las corrientes instantáneas i_{as} , i_{bs} , i_{cs} en las bobinas del estator AA', BB' y CC' producen las fuerzas magnetomotrices (mmf's) $\vec{\mathcal{F}}_{as}$, $\vec{\mathcal{F}}_{bs}$ y $\vec{\mathcal{F}}_{cs}$ respectivamente, los cuales son vectores espaciales (como lo muestra la Fig. 5.21). El vector mmf resultante del estator, $\vec{\mathcal{F}}_s^s$, es la suma de los tres vectores mmf's de fase.

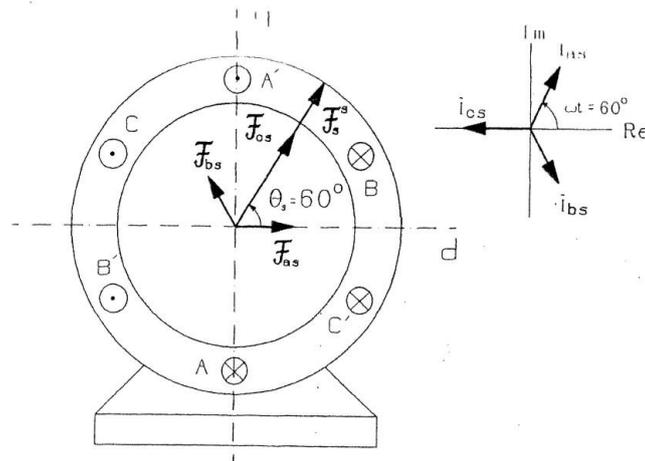


Fig. 5.21 Vectores mmf's del estator en $\omega t = 60^\circ$. [1]

La Fig. 5.21 ilustra una situación en donde los fasores de corriente han rotado 60° respecto a los mostrados en la Fig. 5.20, esto es, un sexto de ciclo después. Se puede ver que el vector de \mathcal{F}_s^s ha girado 60° en el marco de referencia del estator; su magnitud ha permanecido sin cambio (1.5 veces la magnitud máxima de las mmf's por fase).

Debe ser resaltado que las cantidades vectoriales del motor representan una magnitud y una dirección que existe en un espacio físico en cada instante de tiempo, mientras que los fasores constituyen una representación abstracta de las cantidades ac en un ficticio plano complejo. Por lo tanto, el ángulo geométrico θ_s , iguala al ángulo eléctrico ωt , solo en un estator de 2 polos. Generalmente, en un estator de p polos:

$$\theta_s = \frac{2}{p} \omega t \quad \text{ec. (5.31)}$$

Tomando el eje d como el real y el eje q como el imaginario, el vector \mathcal{F}_s^s puede ser expresado por:

$$\vec{\mathcal{F}}_s^s = \mathcal{F}_s e^{j\theta_s} = \mathcal{F}_{ds}^s + \mathcal{F}_{qs}^s e^{j90^\circ} \quad \text{ec. (5.32)}$$

$$\vec{\mathcal{F}}_s^s = \mathcal{F}_{ds}^s + \mathcal{F}_{qs}^s e^{j90^\circ} = \mathcal{F}_{ds}^s + j\mathcal{F}_{qs}^s \quad \text{ec. (5.33)}$$

Como lo ilustrado en la Fig. 5.22, \mathcal{F}_{ds}^s y \mathcal{F}_{qs}^s son sus componentes horizontales y verticales respectivamente, \mathcal{F}_s denota la magnitud del vector (que no depende del marco de referencia).

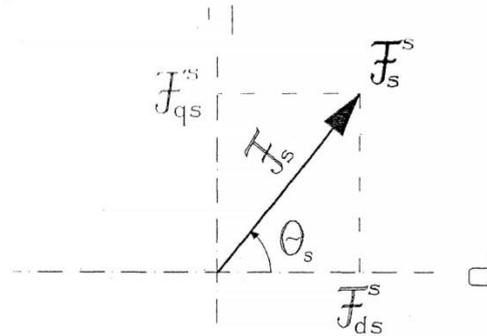


Fig. 5.22 Componentes del mmf del estator en el marco de referencia del estator. [1]

En el estado estacionario de este motor básico, $\vec{\mathcal{F}}_s^s$ tiene una magnitud constante y rota con una velocidad angular ω , igual a la frecuencia angular del voltaje de alimentación. Las corrientes del estator que no son balanceadas ni senoidal, producirán cierto $\vec{\mathcal{F}}_s^s$ con magnitud y velocidad no constantes. Por lo tanto, la representación vectorial es más general que la representación fasorial (que solo aplica solo para cantidades senoidales con magnitud y frecuencia constantes).

El vector mmf giratorio $\vec{\mathcal{F}}_s^s$ en las figuras Fig. 5.20 y Fig. 5.21 fue calculado mediante suma vectorial de vectores estacionarios (pero pulsantes) $\vec{\mathcal{F}}_{as}$, $\vec{\mathcal{F}}_{bs}$ y $\vec{\mathcal{F}}_{cs}$. Debido a que las bobinas de fase están separadas 120° entre sí y que se asumió que la bobina A está alineada con el eje vertical del estator, el vector expresado en la forma analítica es [1]:

$$\vec{\mathcal{F}}_s^s = \mathcal{F}_{as} e^{j0^\circ} + \mathcal{F}_{bs} e^{j120^\circ} + \mathcal{F}_{cs} e^{j240^\circ} \quad \text{ec. (5.34)}$$

El concepto de vectores espaciales puede ser extendido a otras cantidades del motor, como corrientes, voltajes y enlaces de flujo. En realidad, en este motor básico, debido a las bobina de una sola vuelta, el vector corriente de estator, \vec{i}_s^s , es idéntica al vector mmf del estator $\vec{\mathcal{F}}_s^s$, y los componentes i_{ds}^s y i_{qs}^s , del vector corriente tienen un significado real y práctico. Específicamente, ellos representan las corrientes instantáneas equivalentes de un primitivo motor de inducción de 2 fases. Esta observación se ilustra en la Fig. 5.23.

Los otros dos vectores del estator más usados en este análisis son el vector voltaje y el vector flujo (enlace de flujo):

$$\vec{v}_s^s = v_{as}^s e^{j0^\circ} + v_{bs}^s e^{j120^\circ} + v_{cs}^s e^{j240^\circ} \quad \text{ec. (5.35)}$$

$$\vec{\lambda}_s^s = \lambda_{as}^s e^{j0^\circ} + \lambda_{bs}^s e^{j120^\circ} + \lambda_{cs}^s e^{j240^\circ} \quad \text{ec. (5.36)}$$

Los voltajes v_{as} , v_{bs} y v_{cs} constituyen el voltaje instantáneo de alimentación de los devanados del estator (voltaje línea a línea, si los devanados están conectados en triángulo y voltaje línea a neutro si están conectados en estrella).

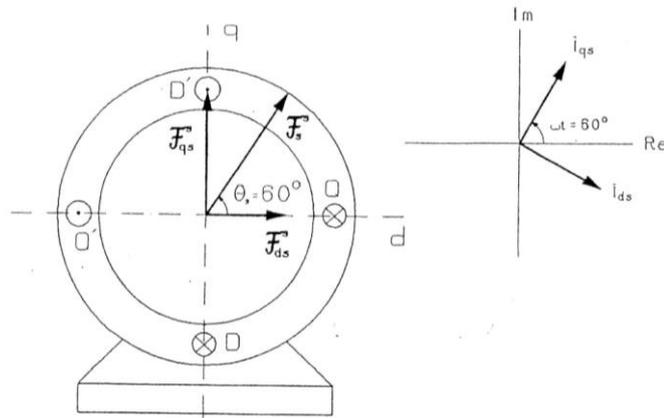


Fig. 5.23 Vectores de un estator de dos fases $\omega t = 60^\circ$. [1]

Las variables λ_{as} , λ_{bs} y λ_{cs} representan los flujos magnéticos que enlazan estos devanados.

El problema de las cantidades del rotor es algo complicado por el hecho de que el rotor mismo gira en el marco de referencia del estator. Por lo tanto, los vectores del rotor rotan alrededor del rotor y con el rotor. En estado estable, por ejemplo, las corrientes del rotor, de frecuencia angular ω_r , produce, en el motor primitivo de 2 polos, el vector mmf girando alrededor del rotor con la misma velocidad angular $\omega_{sl} = \omega_r$. Denotando la velocidad angular del rotor con ω_o , se puede ver que con respecto al marco de referencia del estator, la mmf del rotor gira con una velocidad resultante [1]:

$$\omega_r + \omega_o = \omega \quad \text{ec. (5.37)}$$

5.12 Transformación de Park y de Clark

Transformación de Clarke

Reemplazando las mmf's del estator en la ec. (5.32) por las corrientes de fase del estator y empleando la identidad de Euler: $e^{j\omega t} = \cos(\omega t) + j\sin(\omega t)$, los componentes abstractos i_{ds}^s y i_{qs}^s del vector \vec{i}_s^s puede ser expresado en términos de los valores instantáneos de la corriente de fase real.

$$\begin{aligned} \vec{i}_s^s &= i_{as} e^{j0^\circ} + i_{bs} e^{j120^\circ} + i_{cs} e^{j240^\circ} \\ \vec{i}_s^s &= i_{as} [\cos(0^\circ) + j\sin(0^\circ)] + i_{bs} [\cos(120^\circ) + j\sin(120^\circ)] + i_{cs} [\cos(240^\circ) + j\sin(240^\circ)] \\ &\Rightarrow i_{as} - \frac{1}{2}i_{bs} - \frac{1}{2}i_{cs} + j\left(\frac{\sqrt{3}}{2}i_{bs} - \frac{\sqrt{3}}{2}i_{cs}\right) = i_{ds}^s + j \cdot i_{qs}^s \end{aligned}$$

Por consiguiente:

$$\begin{bmatrix} i_{ds}^s \\ i_{qs}^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} \quad \text{ec. (5.38)}$$

Esta ecuación matriz expresa la así llamada transformación $abc \rightarrow dq$, es decir, la transformación de las cantidades de fase, en vectores correspondientes al marco de referencia del estator.

La matriz en la ec. (5.38) no es cuadrada, por lo tanto, para una transformación inversa, se requiere la adición de una tercera columna. Asumiendo alimentación trifásica, las corrientes de fase suman cero, es decir:

$$i_{as} + i_{bs} + i_{cs} = 0 \quad \text{ec. (5.39)}$$

Que conduce a la siguiente ecuación expansión de la matriz (1.11):

$$\begin{bmatrix} i_{ds}^s \\ i_{qs}^s \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} \quad \text{ec. (5.40)}$$

Ahora, la transformación inversa, $dq \rightarrow abc$, puede ser fácilmente desarrollado:

$$\begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2/3 & 0 & 1/3 \\ -1/3 & 1/\sqrt{3} & 1/3 \\ -1/3 & -1/\sqrt{3} & 1/3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds}^s \\ i_{qs}^s \\ 0 \end{bmatrix} \quad \text{ec. (5.41)}$$

O simplificando:

$$\begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2/3 & 0 \\ -1/3 & 1/\sqrt{3} \\ -1/3 & -1/\sqrt{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds}^s \\ i_{qs}^s \end{bmatrix} \quad \text{ec. (5.42)}$$

Esta transformación también es conocida como transformación de coordenadas de Clarke.

Análogamente, estas transformaciones aplican a las otras cantidades del motor.

Se debe señalar que la tercera fila de la última matriz de la ec. (5.41), en este caso asumido como cero, representa la llamada "componente secuencia-cero", usado en el análisis de circuitos desbalanceados. Si los devanados del estator son alimentados por un sistema de 4 líneas, este componente representaría la corriente de desbalance en la línea de neutro, pero esta conexión no es común para drives prácticos.

Una de las ventajas del uso de la forma de vectores espaciales de las cantidades del motor es la reducción de las variables físicas (abc) en dos variables abstractas (dq), que simplifica

el análisis dinámico del motor. Esta reducción es posible por la limitante ec. (5.39), que también es aplicable a otras cantidades como voltaje y flujos. La presencia de esta limitante significa que solo dos de las tres variables son independientes, reduciendo con ello el número de grados de libertad por cada cantidad, de tres a dos.

Para propósitos analíticos, se puede asumir que las coordenadas del abstracto y complejo plano-fasor está alineado con las coordenadas dq del físico plano-vector. Entonces, considerando por ejemplo, el vector voltaje de estator \vec{v}_s^s , que resulta de un voltaje trifásico balanceado, y el fasor \hat{V}_s correspondiente, aplica lo siguiente:

$$\vec{v}_s^s = 1.5\sqrt{2} \cdot \hat{V}_s e^{j\omega_s t} \quad \text{ec. (5.43)}$$

Los términos de la derecha de la ec. (5.43) pueden ser explicados:

- (1) El coeficiente 1.5 resulta de la conversión del motor real trifásico en el modelo bifásico equivalente (el fasor \hat{V}_s representa el voltaje del estator por fase, del motor trifásico).
- (2) El coeficiente $\sqrt{2}$ resulta de la convención que debido a que los vectores son calculados de funciones en el tiempo de cantidades físicas, se usan sus valores picos.
- (3) El término $e^{j\omega t}$ indica la rotación del vector en el espacio físico del motor.

Transformación de Park

La ec. (5.43) puede ser re-escrita de esta forma:

$$\begin{aligned} \mathbf{v}_{ds}^s + j\mathbf{v}_{qs}^s &= 1.5\sqrt{2}V_s e^{j\varphi_s} e^{j\omega t} \\ &= 1.5\sqrt{2}V_s \cos(\omega t + \varphi_s) + j1.5\sqrt{2}V_s \sin(\omega t + \varphi_s) \end{aligned} \quad \text{ec. (5.44)}$$

En donde V_s es la magnitud y φ_s es la fase, del respectivo fasor \hat{V}_s .

$$\text{Entonces:} \quad \mathbf{v}_{ds}^s = 1.5\sqrt{2}V_s \cos(\omega t + \varphi_s) \quad \text{ec. (5.45)}$$

$$\mathbf{v}_{qs}^s = 1.5\sqrt{2}V_s \sin(\omega t + \varphi_s) \quad \text{ec. (5.46)}$$

Que significa que bajo condiciones senoidales en estado estacionario, las componentes d y q de las cantidades vectoriales tienen formas senoidales. Esto es así, por la interpretación física mencionada de las componentes dq como cantidades de fase de una máquina bifásica equivalente.

Las cantidades a.c son inconvenientes para propósitos de control. Por eso, se debe introducir otra transformación que permita la conversión de las componentes “a.c.”dq en variables “d.c.”

La transformación en cuestión involucra el llamado marco de referencia de excitación (D,Q), el cual rota con la velocidad ω_{smc} en la misma dirección que el vector mmf \vec{F}_s^s . Como resultado, en el estado estacionario, las coordenadas de los vectores en el nuevo marco de referencia (D,Q) se mantienen constantes. Esto se ilustra en la Fig. 1.1, que muestra el vector mmf del estator en ambos marcos de referencia, en el instante correspondiente a un sexto del ciclo de ω . El superíndice e es usado para los vectores y sus componentes en el marco de excitación.

Considerando, por ejemplo, el voltaje del estator, la relación entre el vector \vec{v}_s^s , en el marco de referencia del estator, y el vector \vec{v}_s^e , en el marco de referencia de excitación, es:

$$\vec{v}_s^s = \vec{v}_s^e e^{j\omega t} \quad \text{ec. (5.47)}$$

O también:

$$\vec{v}_s^e = \vec{v}_s^s e^{-j\omega t} \quad \text{ec. (5.48)}$$

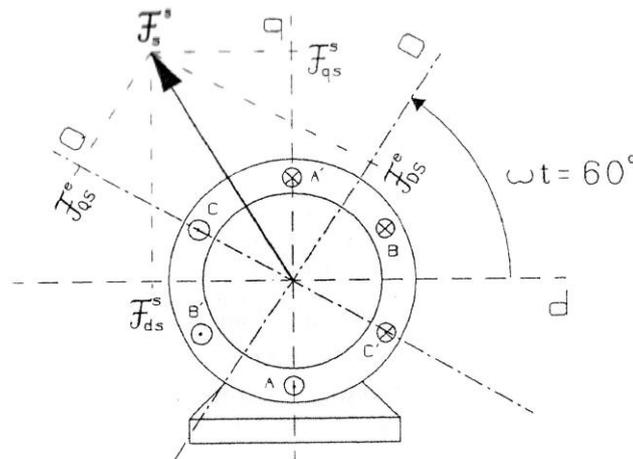


Fig. 5.24 Vector mmf del estator en el marco de referencia del estator y de excitación: Un sexto del ciclo de ω después. [1]

El desarrollo de ambos vectores en la ec. (5.48) resulta:

$$v_{DS}^e + jv_{QS}^e = (v_{ds}^s + jv_{qs}^s)[\cos(-\omega t) + j\sin(-\omega t)]$$

$$v_{DS}^e + jv_{QS}^e = v_{ds}^s \cos(\omega t) + v_{qs}^s \sin(\omega t) + j[-v_{ds}^s \sin(\omega t) + v_{qs}^s \cos(\omega t)]$$

Por lo tanto, la transformación dq -> DQ del marco de referencia del estator al marco de la excitación puede expresado así [1]:

$$\begin{bmatrix} v_{DS}^e \\ v_{QS}^e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\omega t) & \sin(\omega t) \\ -\sin(\omega t) & \cos(\omega t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{ds}^s \\ v_{qs}^s \end{bmatrix} \quad \text{ec. (5.49)}$$

Mientras que la transformación DQ \rightarrow dq (transformación inversa) es [1]:

$$\begin{bmatrix} v_{ds}^s \\ v_{qs}^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\omega t) & -\sin(\omega t) \\ \sin(\omega t) & \cos(\omega t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{DS}^e \\ v_{QS}^e \end{bmatrix} \quad \text{ec. (5.50)}$$

Esta transformación es conocida también como transformación de coordenadas de Park.

5.13 Control por campo orientado método directo

En la Fig. 5.25 se muestra el diagrama de bloques simplificado del control por campo orientado, usando un inversor PWM con lazo de control de la corriente. Las magnitudes de referencia i_{qs}^* e i_{ds}^* son los valores de referencia del par y del flujo respectivamente. Estos valores son generados por un lazo de control externo.

Las referencias i_{qs}^* e i_{ds}^* son transformadas a un marco de referencia bifásico y estacionario, y a continuación se realiza una transformación de este marco hacia el de referencia trifásico del estator, generándose a las salidas las corrientes de referencia i_{as}^* , i_{bs}^* e i_{cs}^* . Estas corrientes de referencia son fijadas en el estator por el inversor PWM con control de corriente.

Se realiza una transformación de las tres corrientes de fase del estator a dos corrientes equivalentes i_{qs} e i_{ds} . Estas corrientes son una reproducción de las corrientes de referencia i_{qs}^* e i_{ds}^* , esto significa que el control se realiza en términos de estas componentes de corriente en los ejes directo y de cuadratura, lográndose un control desacoplado del flujo y del par.

El vector unitario de rotación en la figura 6.5 está en función del ángulo del vector espacial flujo de rotor (ρ), esto indica que la información que se obtiene sobre la posición del flujo del rotor es vital.

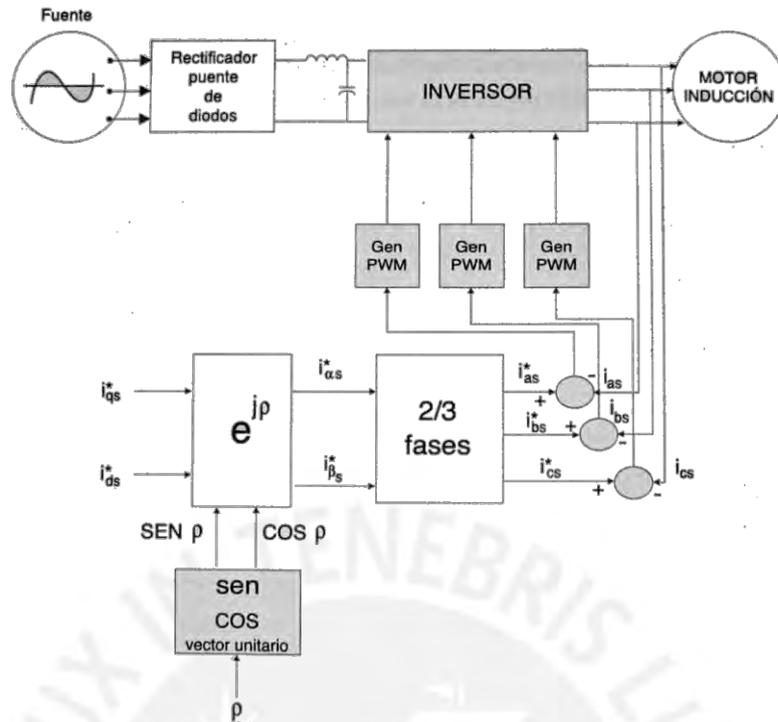


Fig. 5.25 Sistema básico del control por campo orientado método directo con inversor PWM en modo de corriente controlada. [3]

Cabe mencionar que las corrientes i_{as}^* , i_{bs}^* y i_{cs}^* son las corrientes de mando generadas por el algoritmo de control (que está basado en el cálculo del vector unitario). i_{as} , i_{bs} y i_{cs} son las corrientes de línea medidas de las terminales del motor.

[3]

5.14 Respuesta de Velocidad y torque ante diferentes tipo de carga

En las siguientes imágenes, se muestran la respuesta de la velocidad del motor, y del torque generado por el motor, ante las siguientes cargas descritas en la sección 3.4 : Taladro (torque inverso), Bomba centrífuga (torque cuadrático) y Carga constante aplicando un control escalar al motor de inducción.

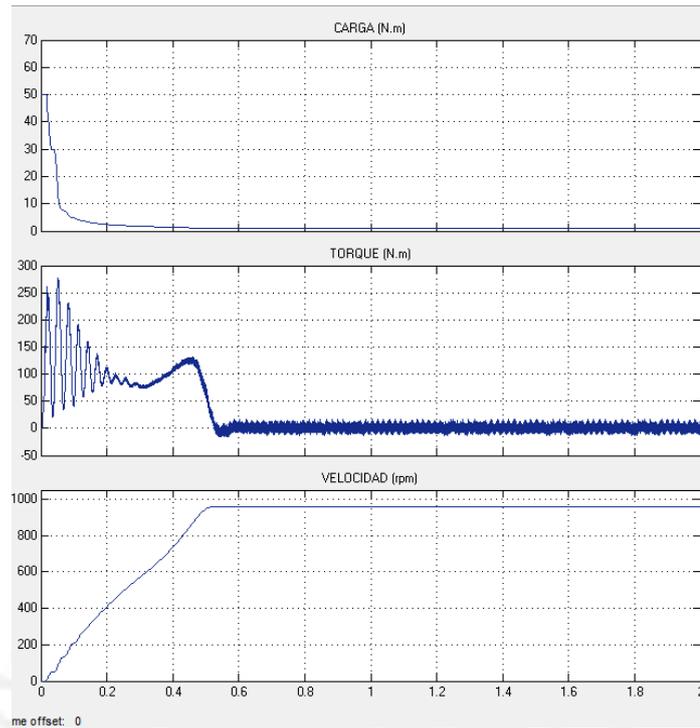


Fig. 5.26 Respuesta de torque y velocidad con control escalar ante un taladro (torque inverso). (elaboración propia)

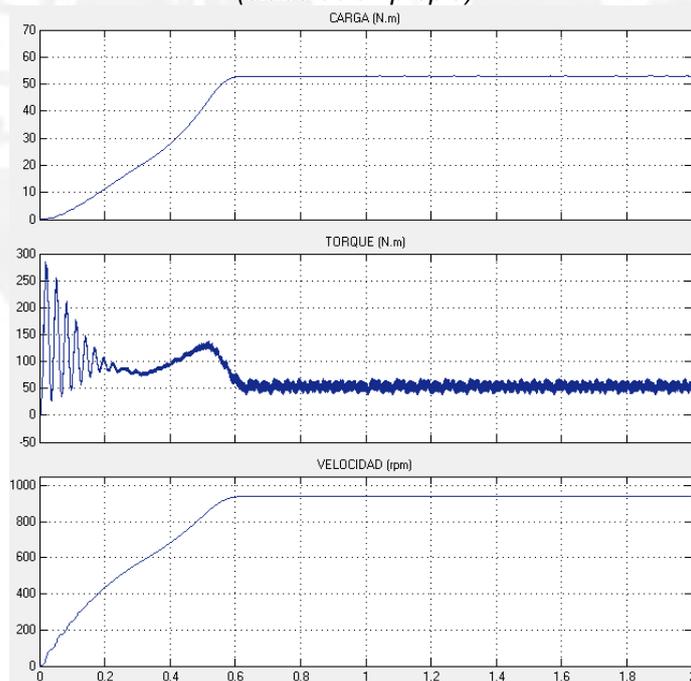


Fig. 5.27 Respuesta de torque y velocidad con control escalar ante una bomba centrífuga (torque cuadrático). (elaboración propia)

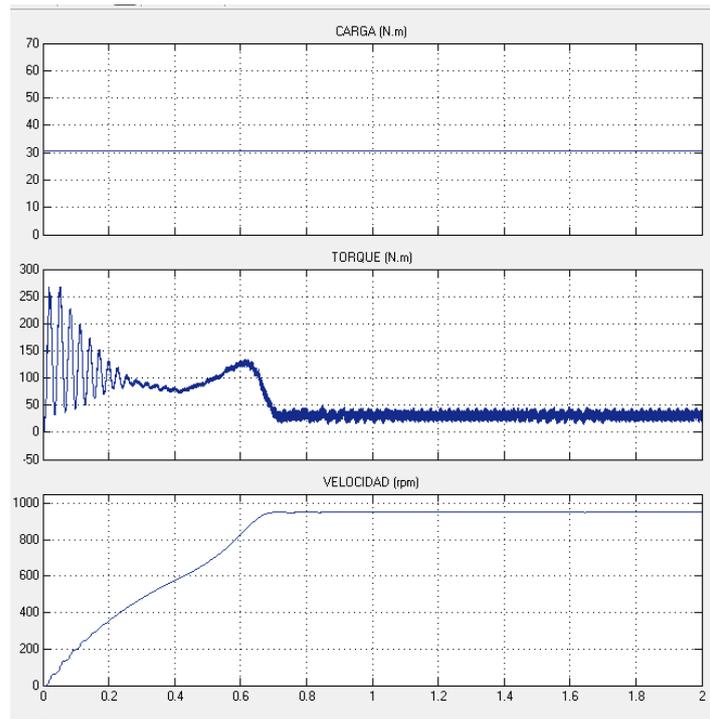


Fig. 5.28 Respuesta de torque y velocidad con control escalar ante una carga constante. (elaboración propia)

En las siguientes imágenes, se muestran la respuesta de la velocidad del motor, y del torque generado por el motor, ante las siguientes cargas descritas en la sección 3.4 : Taladro (torque inverso), Bomba centrífuga (torque cuadrático) y Carga constante aplicando un control vectorial al motor de inducción.

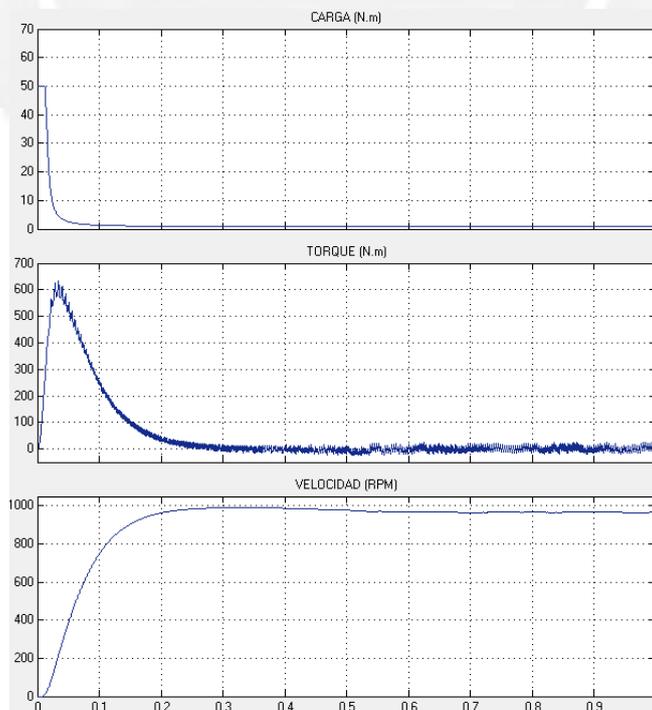


Fig. 5.29 Respuesta de torque y velocidad con control vectorial ante un taladro (torque inverso). (elaboración propia)

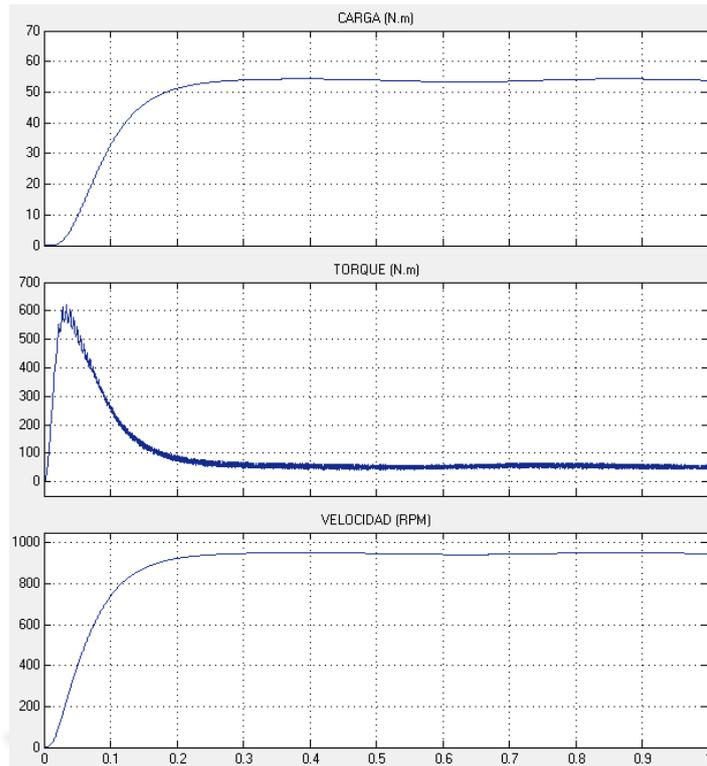


Fig. 5.30 Respuesta de torque y velocidad con control vectorial ante una bomba centrífuga (torque cuadrático). (elaboración propia)

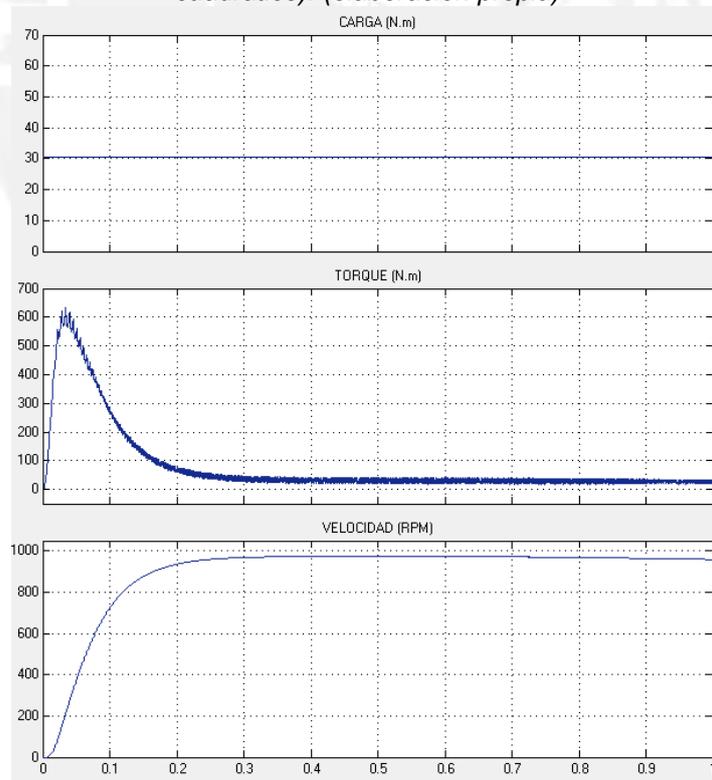


Fig. 5.31 Respuesta de torque y velocidad con control vectorial ante una carga constante. (elaboración propia)

5.15 Valores especificados según norma IEC para variadores de velocidad en sistemas “a.c.” en baja tensión.

En esta sección, se explica los valores especificados que establece la norma europea IEC 61800 para evaluar el desempeño del motor controlado por el variador de velocidad (“drive”) tanto en estado estable como en estado transitorio.

Se describe los siguientes conceptos:

Condiciones de operación: Rangos en los cuales puede operar un variador de velocidad en conjunto con el motor el cual se encuentra gobernando. Estos rangos son especificados por el fabricante del variador.

Por ejemplo: Velocidad de seteo (frecuencia de salida), torque de carga, voltaje de entrada, frecuencia de entrada, corriente y torque de salida, cuadrante de operación, contenido armónico en el lado de alimentación, etc. [23], [24]

Condiciones de servicio: Se sub-divide en los siguientes conceptos: condiciones de servicio eléctricas, condiciones de servicio ambientales, condiciones de servicio de almacenamiento, y condiciones de servicio de transporte.

Por ejemplo: Variaciones en la frecuencia eléctrica, variaciones del voltaje de alimentación, desbalance del voltaje de alimentación, transitorios repetitivos, transitorios no repetitivos ([23]:IEC 61800-1, 1997, p.39-41).

Desviación: Diferencia entre un valor instantáneo de una “variable controlada” y el valor deseado de la “variable controlada” correspondiente al punto de seteo (“set point”). También llamado error. [25]

Velocidad nominal máxima (n_{nom}^{max}): Se define como la máxima velocidad nominal a la que puede operar un variador, especificado por el fabricante del variador [24]. Este concepto está relacionado con la “velocidad nominal máxima de seguridad”. Ver Anexo 5.8.

Variable de operación: Variable especificada (por ejemplo el torque de carga, para un variador de velocidad controlada) para lo cual el sistema de control re-alimentado está por corregir de mantener el valor ideal de la variable controlada ([23]:IEC 61800-1, 1997, p.37).

Variable de servicio: Variable especificada, usualmente relacionado a las condiciones ambientales, por ejemplo la temperatura ambiental, para lo cual el sistema de control re-alimentado está por corregir de mantener el valor ideal de la variable controlada ([23]:IEC 61800-1, 1997, p.37).

5.15.1 Valores especificados para el desempeño en estado estable

El sistema de control se encuentra en un estado estable, cuando las “variables de referencia”, y las “variables de operación” han sido constantes por más de tres veces el “tiempo de establecimiento” del sistema de control ([24]:IEC 61800-2, 2015, p.38).

Banda de desviación (precisión)

La banda de desviación (precisión), mostrada en “Figure 10 - Deviation Band” ([24]:IEC 61800-2, 2015, p.39), es la muestra total de la “variable directamente controlada” bajo condiciones en estado estable como resultado de los cambios en las “condiciones de servicio” o “condiciones de operación” dentro de sus rangos especificados.

De este modo, se define como la desviación desde la velocidad de referencia (seteo) inicial, sin cambio de carga durante un período de tiempo específico. Normalmente el variador debe ser operado por un tiempo de calentamiento especificado a una temperatura ambiente establecida antes que se aplique la medición de la desviación.

La desviación es causado normalmente por cambios aleatorios en las “condiciones de operación” en varios componentes de control. [25]

La banda de desviación (precisión) es expresada como un porcentaje del “valor ideal máximo” de la variable directamente controlada. [24]

Por ejemplo, cuando la variable directamente controlada es la velocidad el motor, este “valor ideal máximo” será la “velocidad nominal máxima” (n_{nom}^{max}). Ver Anexo 5.8.

El desempeño en estado estable de un sistema de control re-alimentado debe ser descrito por un número seleccionado de la Tabla 5.1. El rango de variables el cual aplica la banda de desviación debe ser especificado.

*Tabla 5.1 Bandas de desviación máxima estandarizadas
("Table 8": IEC 61800-2, 2015, p.39)*

±20%	±10%	±5%	±2%	±1%	±0.5%	±0.2%	±0.1%	±0.05%	±0.02%	±0.01%
------	------	-----	-----	-----	-------	-------	-------	--------	--------	--------

Banda de desviación de operación

La banda de desviación de operación de la variable directamente controlada (seleccionado de la Tabla 5.1) no debe ser excedida para el rango de indicado de variable de operación. Las condiciones de servicio deben mantenerse constantes durante la observación ([24]:IEC 61800-2, 2015, p.40).

En términos prácticos, la banda de desviación de operación define el cambio de velocidad debido al cambio de carga [25].

Banda de desviación de servicio

La banda de desviación de servicio (seleccionado de la Tabla 5.1) no debe ser excedida para cualquier combinación de condiciones de servicio aplicables, en ningún momento durante el intervalo de 1 hora siguiendo un periodo de calentamiento según lo indicado por

el fabricante. Las variables de operación. deben mantenerse constantes durante la observación ([24]:IEC 61800-2, 2015, p.39).

En términos prácticos, la banda de desviación de servicio define el cambio de velocidad debido a cambios en las condiciones externas de servicio, que exceden las variaciones típicas [25].

Ejemplo 1:

Un sistema de potencia con variador tiene un motor de 60 Hz, 1780 rpm. La “velocidad nominal máxima” del sistema es 2000 rpm y la “banda de desviación” especificada para el control de velocidad es $\pm 0.5\%$.

Las “condiciones de operación” son: Rango de velocidad: 0 a 2000 rpm, Rango de torque de carga: 0 a Torque nominal.

Las “condiciones de servicio” son: Rango de temperatura ambiente: 5 °C a 40 °C. [24]

Entonces, la desviación de la velocidad real del motor desde el valor ideal (velocidad de referencia) es: $\pm 0.5\%$ de 2000 rpm = ± 10 rpm.

Cuando el valor de la velocidad de referencia (seteo), torque de carga y temperatura ambiente están dentro de sus rangos especificados. [24]

Por ejemplo, si la velocidad de referencia (seteo) es 1200 rpm, la velocidad real del motor será de 1200 rpm ± 10 rpm, es decir, entre 1190 rpm y 1210 rpm. [24]

Ejemplo 2:

Un variador con velocidad nominal máxima de 1800 rpm, y un sistema re-alimentado por tacómetro, tiene una banda de desviación de 1%. Se calcula los siguientes valores [23]:

1800	rpm :	Velocidad nominal máxima (valor ideal máximo)
± 18	rpm :	Desviación
180	rpm :	1/10 del valor ideal máximo
± 18	rpm :	Desviación
300	rpm :	Velocidad base
± 18	rpm :	Desviación

5.15.2 Valores especificados para el desempeño en estado transitorio [24]

Respuestas de tiempo

Las respuestas en tiempo representa la curva salida versus tiempo resultado de la aplicación de una entrada específica, bajo condiciones de operación y condiciones de servicio específicos. [24]

El sistema variador-motor antes de la aplicación de una entrada específica debe operar bajo las siguientes condiciones de operación y servicio [24]:

- Máxima velocidad nominal
- Sin carga
- Voltaje de entrada con magnitud y frecuencia nominal.
- Temperatura ambiental estabilizada dentro de los parámetros permitidos.

La curva de salida puede contener una cantidad significativa de rizado, debido a la operación de los semi-conductores de potencia. Para la determinación de las respuestas en tiempo, se debe usar la curva promedio.

Las respuestas de tiempo típicos para un sistema variador-motor son los tiempos de respuesta siguiendo un cambio escalón de velocidad de referencia, corriente de referencia, o torque de referencia, mostrado en “Figure 11 – Time response following a step change of reference input no change in operating variables” ([24]:IEC 61800-2, 2015, p.42), y los tiempos de respuesta siguiendo un cambio en el torque de carga, mostrado en “Figure 12 – Time response following a change in operating variables – no reference change” ([24]:IEC 61800-2, 2015, p.43).

Para propósitos de especificación el torque de carga de un motor se debe asumir que crece (o decrece) linealmente desde cero hasta un valor específico de torque dentro de un tiempo de 100ms, sin sobre-impulso. [24]

Tiempo de respuesta

El tiempo de respuesta es el tiempo requerido, siguiendo el inicio de un estímulo específico a un sistema, para que una salida vaya en la dirección de la necesaria acción correctiva para la primera llegada a un valor específico.

El valor especificado para un tiempo de respuesta siguiendo un cambio escalón de la entrada de referencia (ver “Figure 11 – Time response following a step change of reference input no change in operating variables” ([24]:IEC 61800-2, 2015, p.42)) debe ser el valor inicial promedio más 90% del incremento en estado estable.

El sobre-impulso transitorio debe ser igual o menor al 10% del incremento en estado estable.

Para un tiempo de respuesta siguiendo un cambio en una variable de operación (ver “Figure 12 – Time response following a change in operating variables – no reference change” ([24]:IEC 61800-2, 2015, p.43)), el valor especificado debe ser el valor promedio final más 10% de la desviación transitoria máxima.

Tiempo de establecimiento

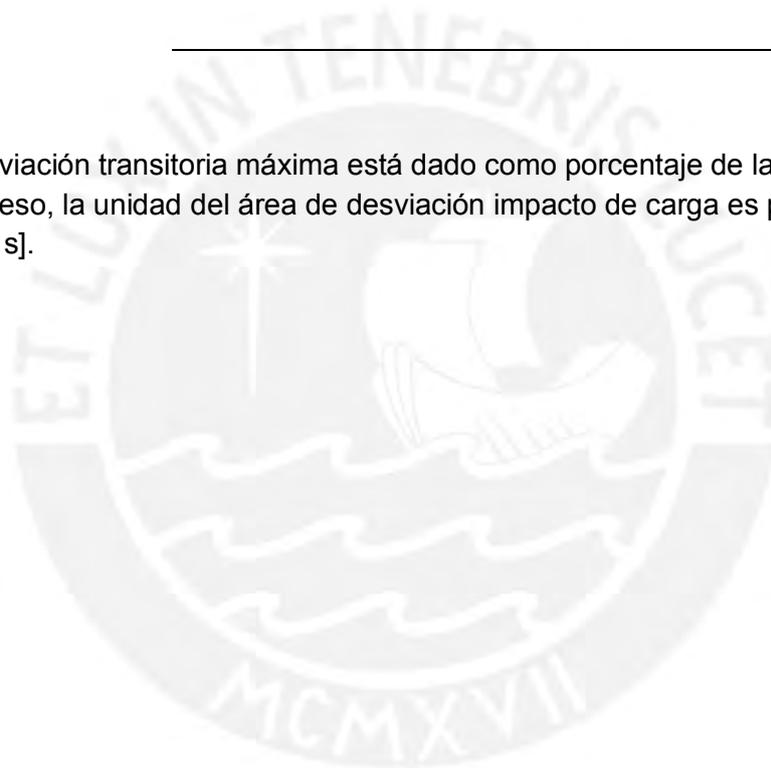
El tiempo de establecimiento es el tiempo requerido, siguiendo el inicio de un estímulo específico a un sistema, para que una variable especificada entre y se mantenga dentro de una estrecha banda especificada, centrada en su valor final promedio. Para una respuesta de tiempo siguiendo un cambio escalón de la referencia de entrada, la banda especificada

debe ser de $\pm 2\%$ del “incremento en estado estable” (ver Figure 11 – Time response following a step change of reference input no change in operating variables” ([24]:IEC 61800-2, 2015, p.42)). Para una respuesta de tiempo siguiendo un cambio en una variable de operación como lo es el torque de carga, la banda especificada debe ser de $\pm 5\%$ de la “desviación transitoria máxima” (ver “Figure 12 – Time response following a change in operating variables – no reference change” ([24]:IEC 61800-2, 2015, p.43)).

Área de desviación impacto de carga

El área de desviación impacto de carga (correspondiente a un desplazamiento de la posición) proporciona una valoración de la respuesta del control de velocidad para cambios repentinos en el torque de carga (ver “Figure 12 – Time response following a change in operating variables – no reference change” ([24]:IEC 61800-2, 2015, p.43)). La fórmula es:

Donde la desviación transitoria máxima está dado como porcentaje de la velocidad nominal máxima. Por eso, la unidad del área de desviación impacto de carga es porcentaje segundos [% s].



5.16 Gráficas del desempeño del motor basado en norma IEC 61800-2

5.16.1 Gráficas del desempeño del motor - control escalar

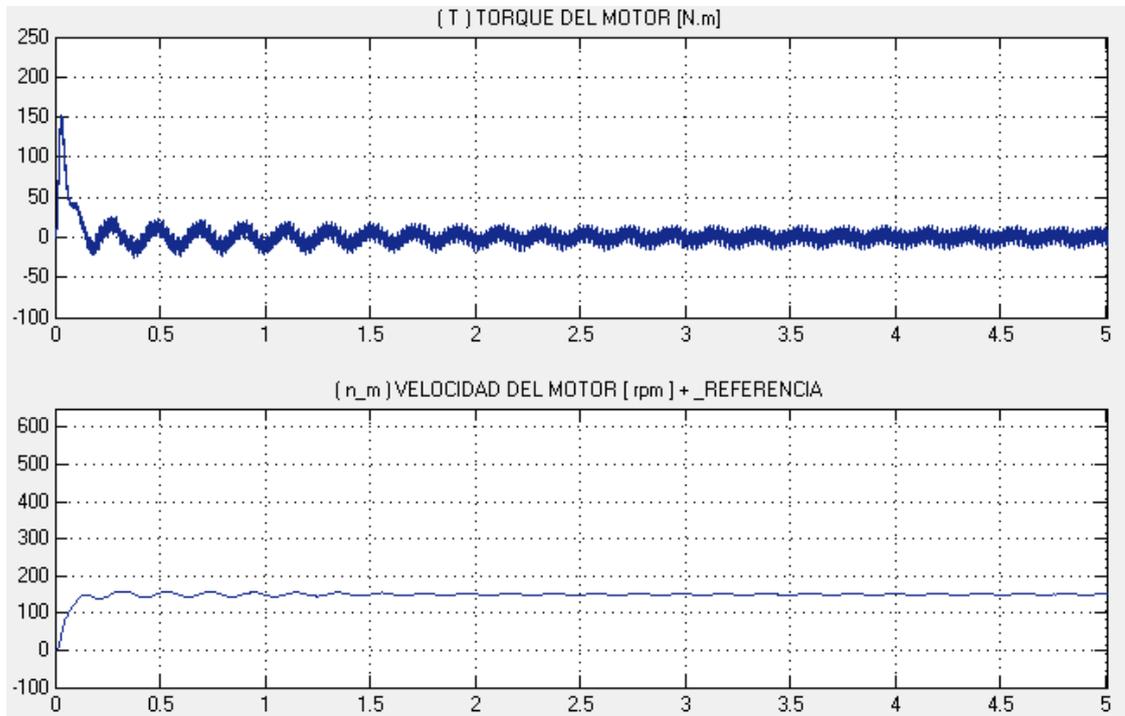


Fig. 5.32 Torque y velocidad del motor vs. tiempo [s] – control escalar
Condiciones de operación: 0→150rpm, $T_{load}=0$ cte.

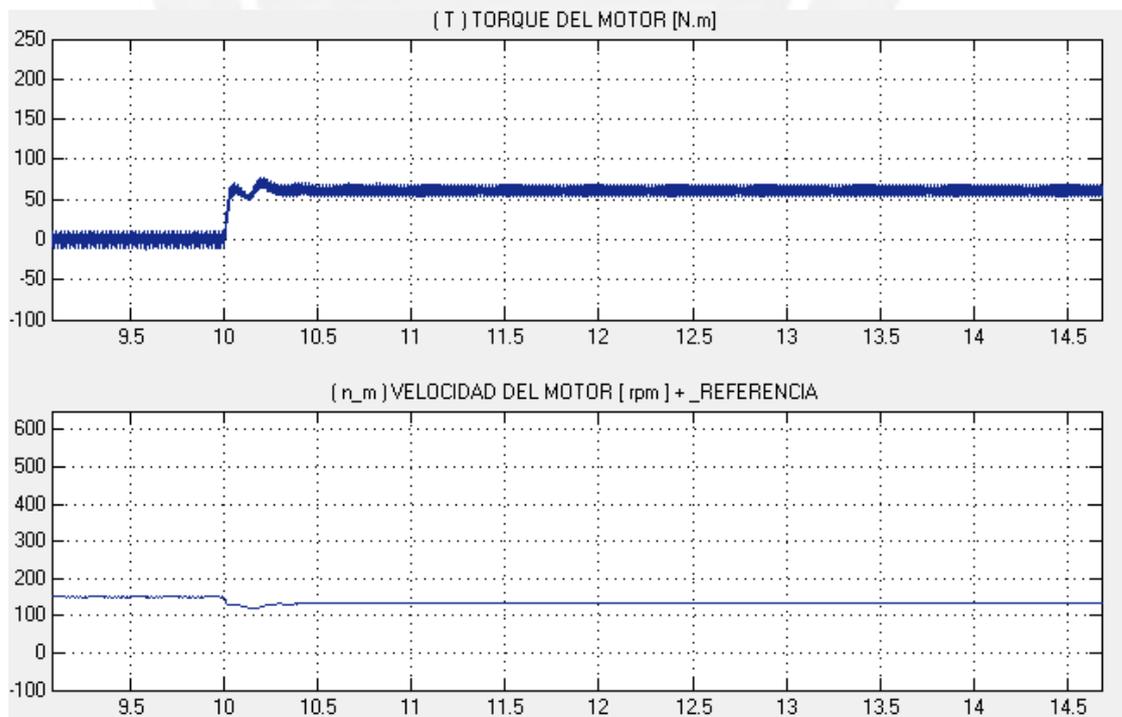
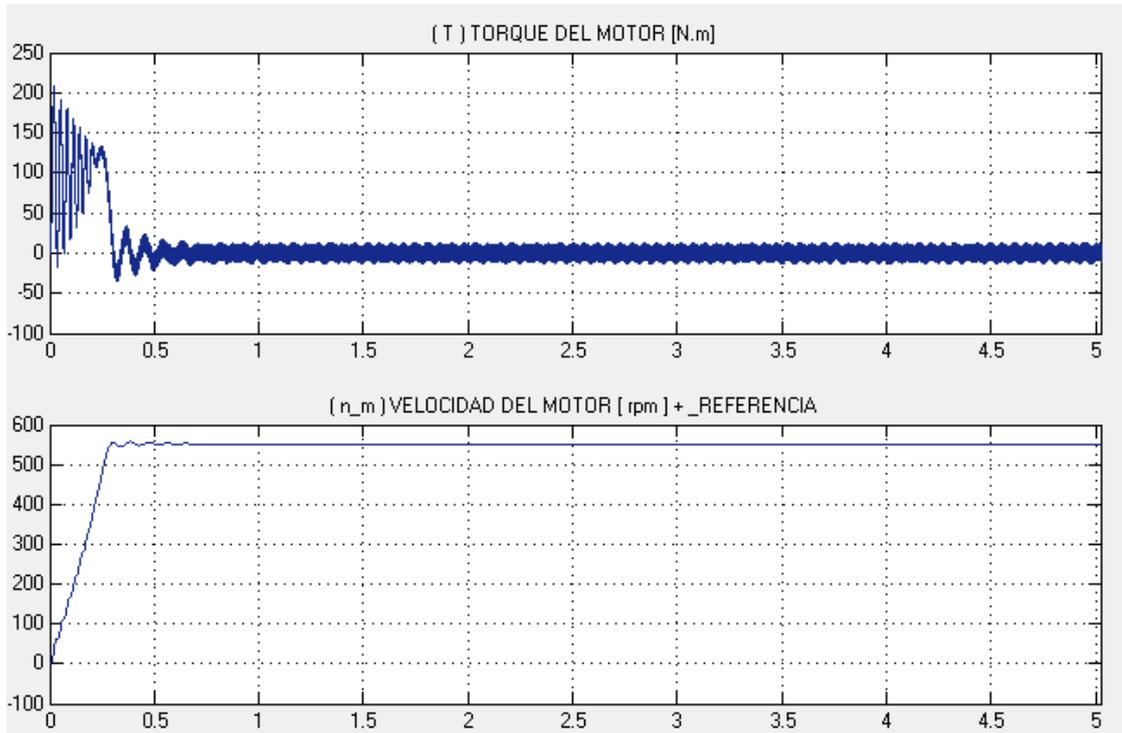
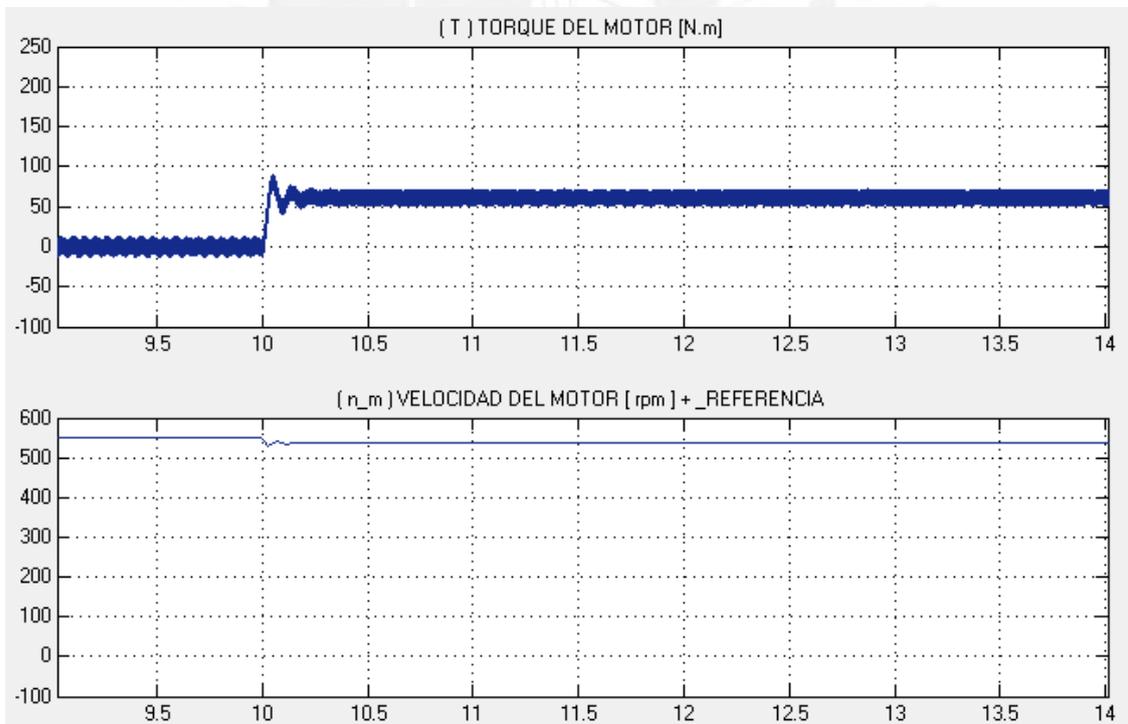


Fig. 5.33 Torque y velocidad del motor vs. tiempo [s] – control escalar
Condiciones de operación: 150rpm cte, $T_{load}=0 \rightarrow 1T_n$.



*Fig. 5.34 Torque y velocidad del motor vs. tiempo [s] – control escalar
Condiciones de operación: 0→550rpm, Tload=0 cte.*



*Fig. 5.35 Torque y velocidad del motor vs. tiempo [s] – control escalar
Condiciones de operación: 550rpm cte, Tload=0 →1Tn.*

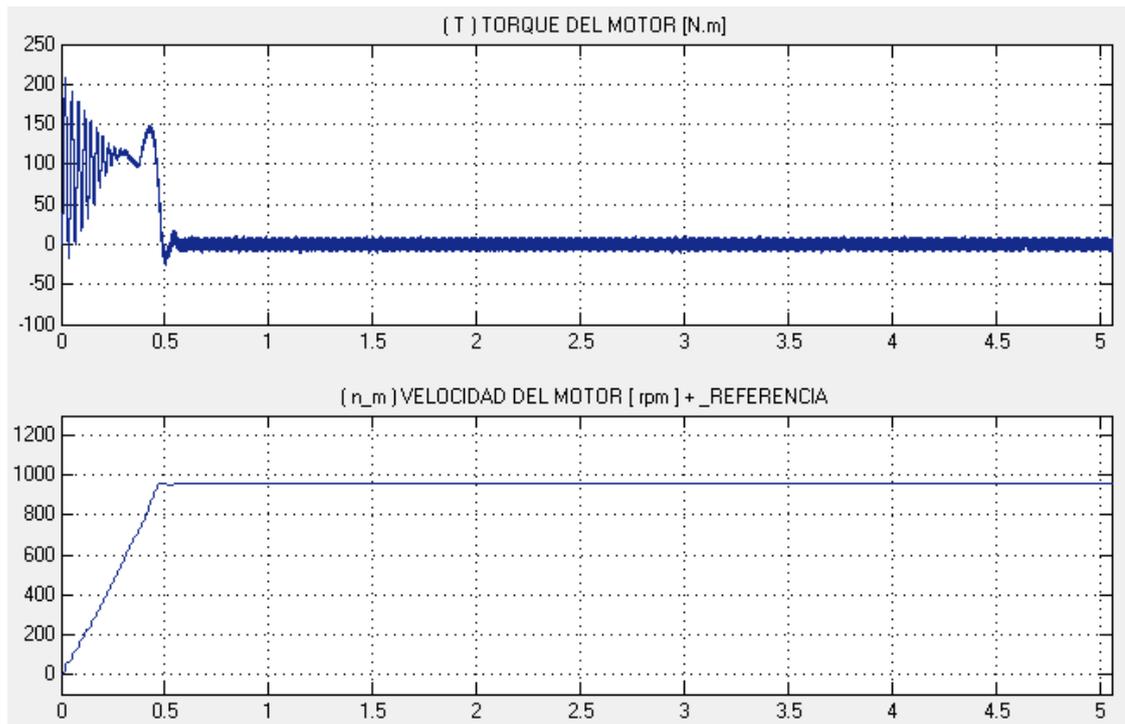


Fig. 5.36 Torque y velocidad del motor vs. tiempo [s] – control escalar
 Condiciones de operación: 0→950rpm, Tload=0 cte.

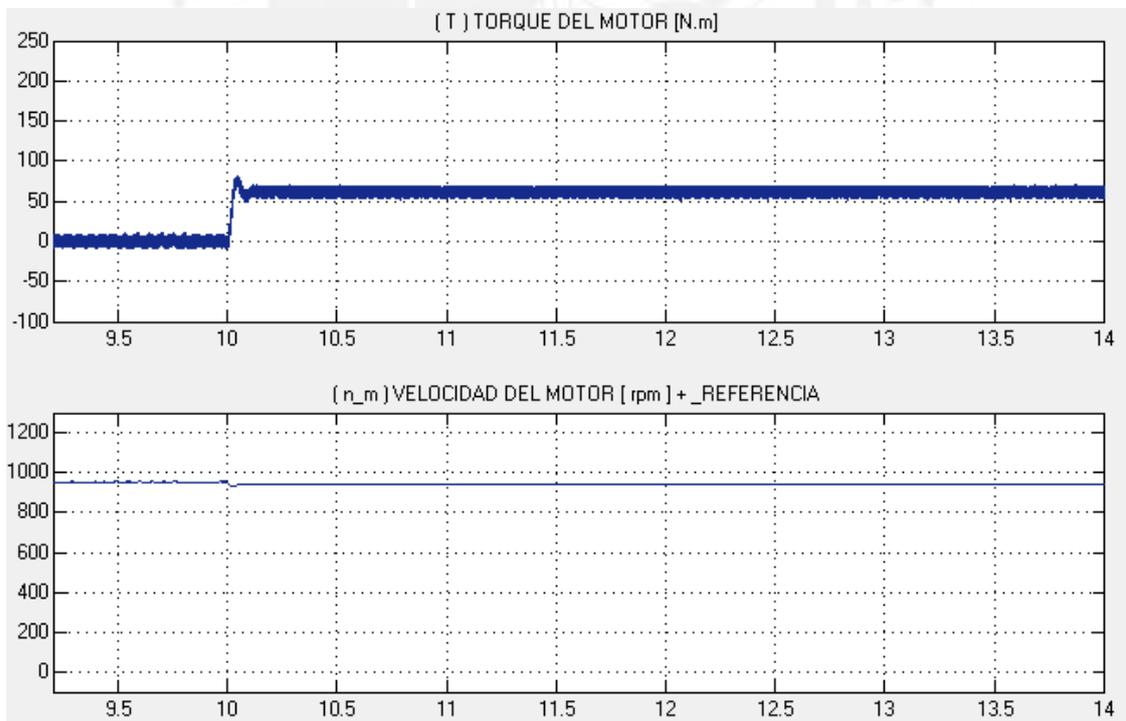


Fig. 5.37 Torque y velocidad del motor vs. tiempo [s] – control escalar
 Condiciones de operación: 950rpm cte, Tload=0 →1Tn.

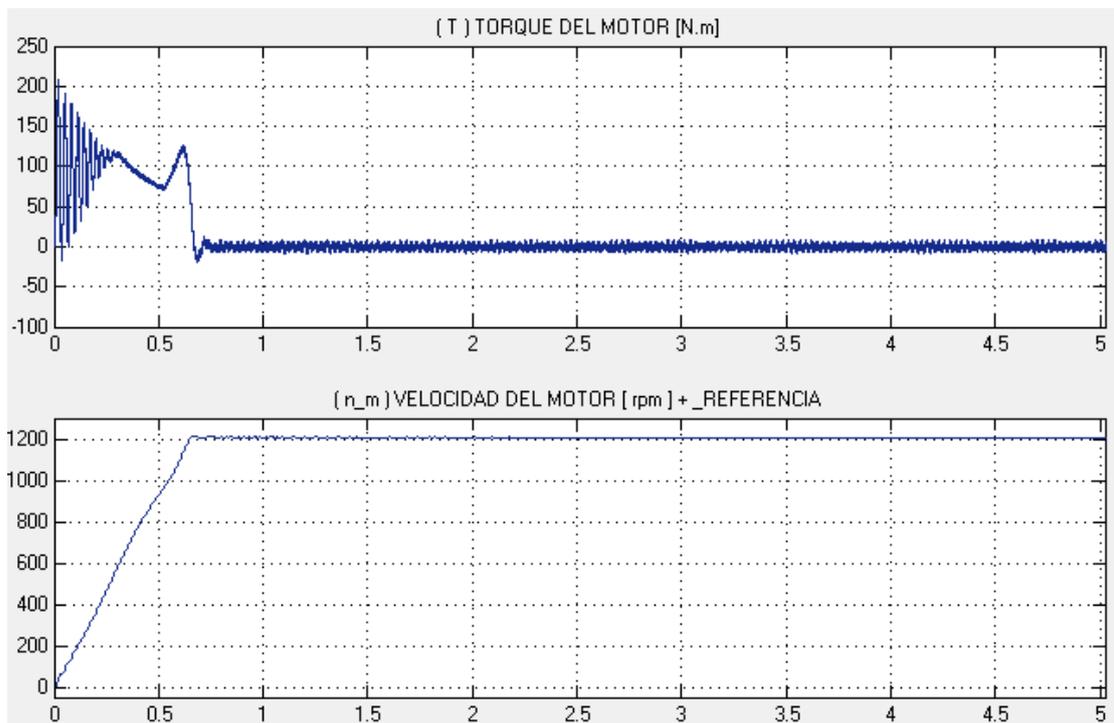


Fig. 5.38 Torque y velocidad del motor vs. tiempo [s] – control escalar
 Condiciones de operación: 0→1200rpm, $T_{load}=0$ cte.

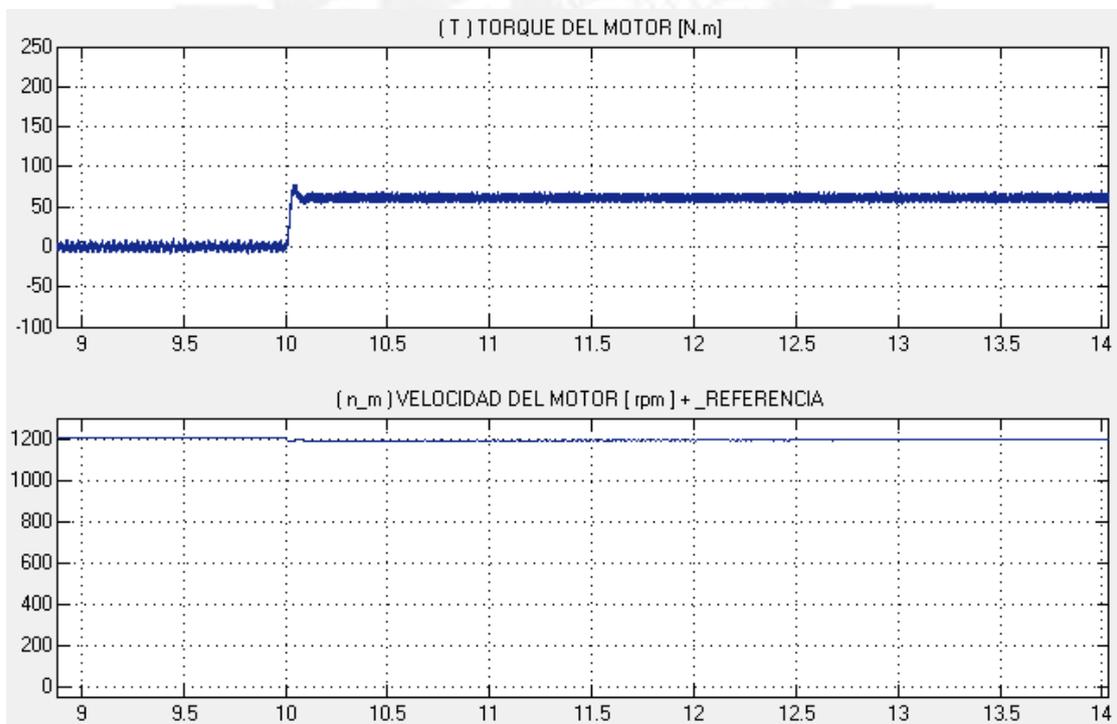


Fig. 5.39 Torque y velocidad del motor vs. tiempo [s] – control escalar
 Condiciones de operación: 1200rpm cte, $T_{load}=0 \rightarrow 1T_n$.

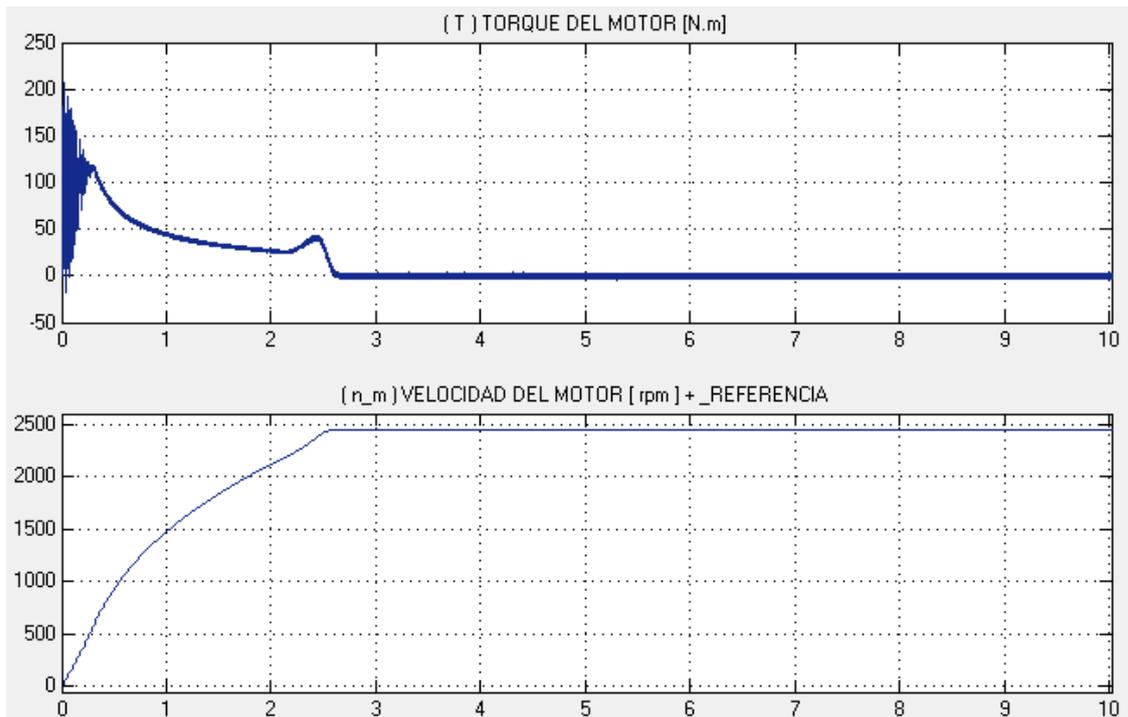


Fig. 5.40 Torque y velocidad del motor vs. tiempo [s] – control escalar
 Condiciones de operación: 0→2400rpm, $T_{load}=0$ cte.

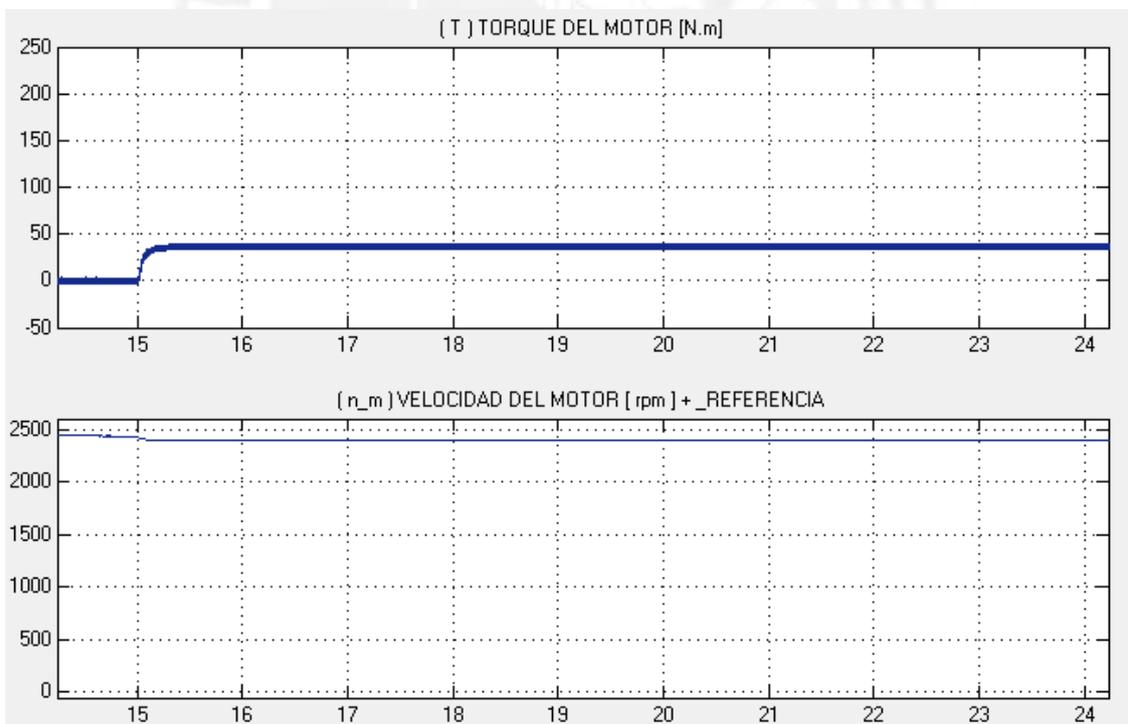


Fig. 5.41 Torque y velocidad del motor vs. tiempo [s] – control escalar
 Condiciones de operación: 2400rpm cte, $T_{load}=0 \rightarrow 1T_n$.

5.16.2 Gráficas del desempeño del motor - control vectorial

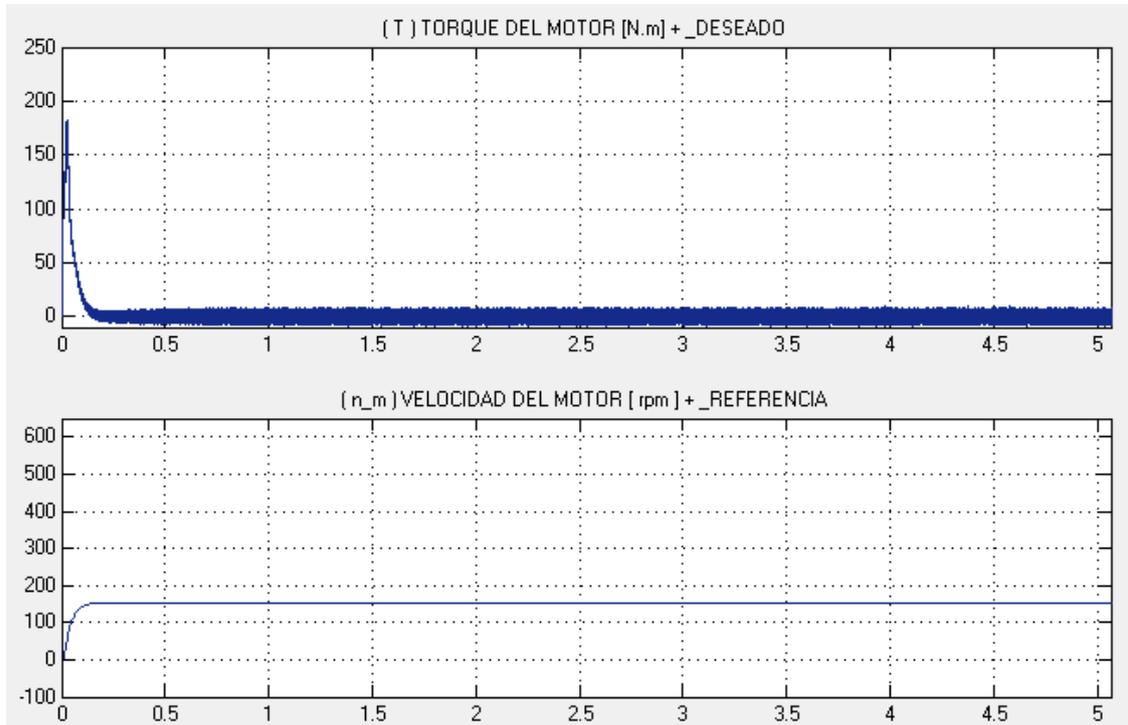


Fig. 5.42 Torque y velocidad del motor vs. tiempo [s] – control vectorial
Condiciones de operación: 0→150rpm, $T_{load}=0$ cte.

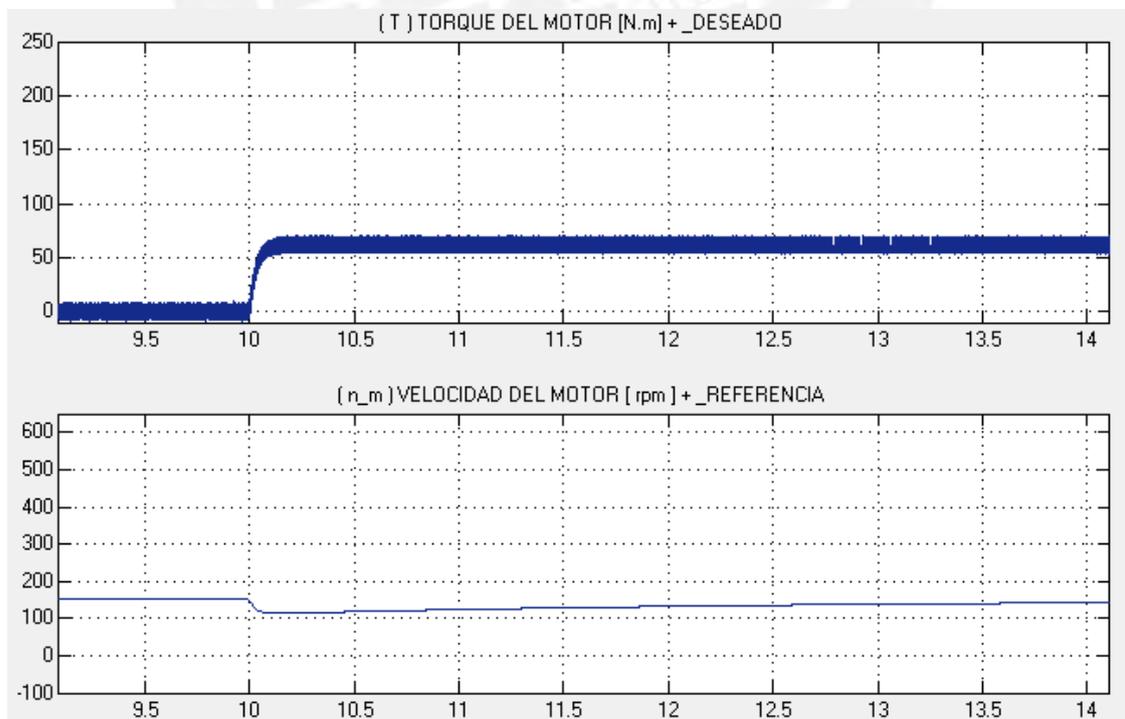


Fig. 5.43 Torque y velocidad del motor vs. tiempo [s] – control vectorial
Condiciones de operación: 150rpm cte, $T_{load}=0 \rightarrow 1T_n$.

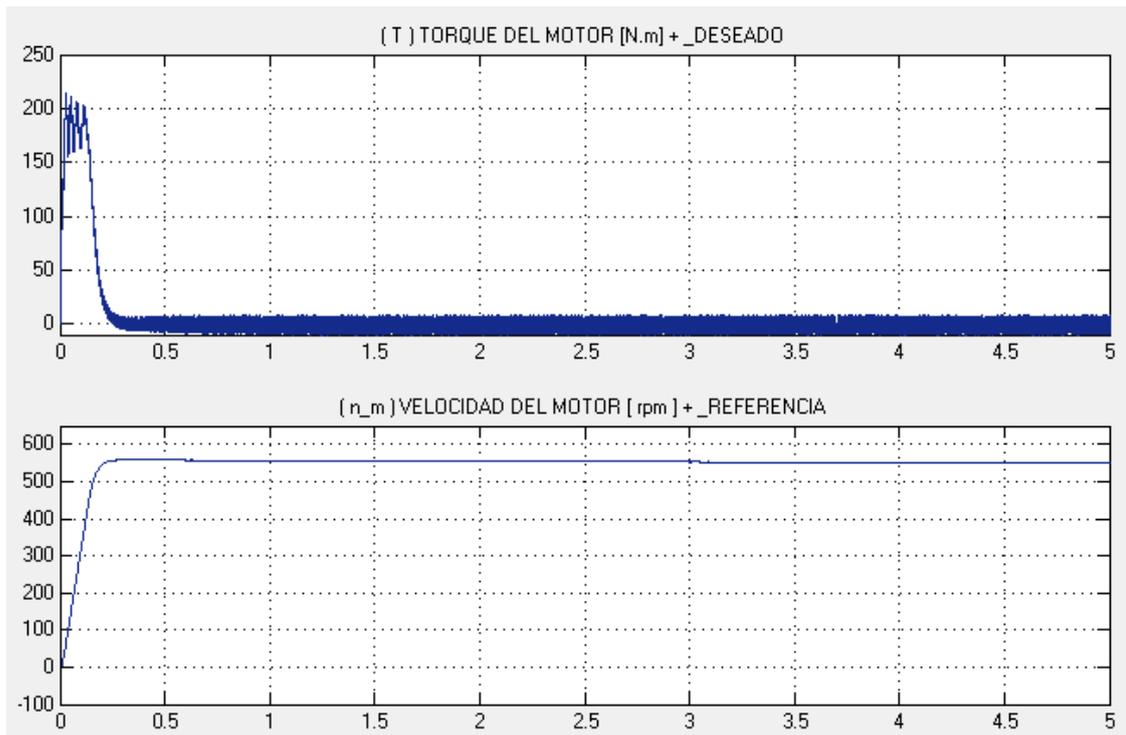


Fig. 5.44 Torque y velocidad del motor vs. tiempo [s] – control vectorial
 Condiciones de operación: 0→550rpm, Tload=0 cte.

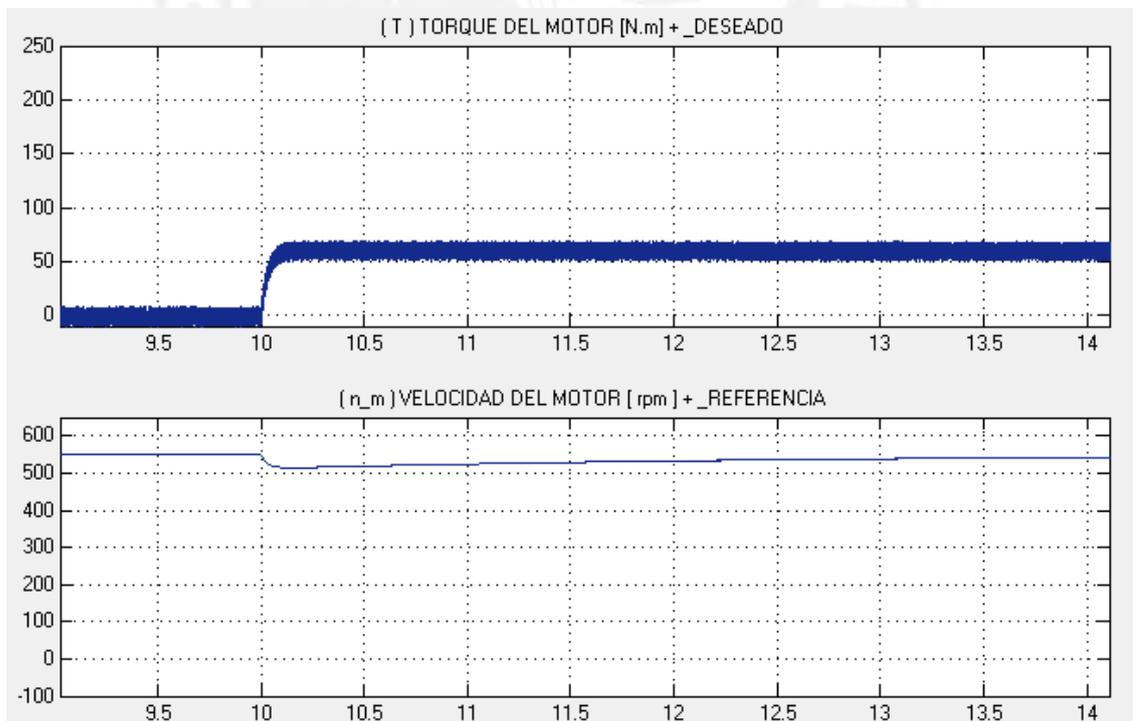


Fig. 5.45 Torque y velocidad del motor vs. tiempo [s] – control vectorial
 Condiciones de operación: 550rpm cte, Tload=0 →1Tn.

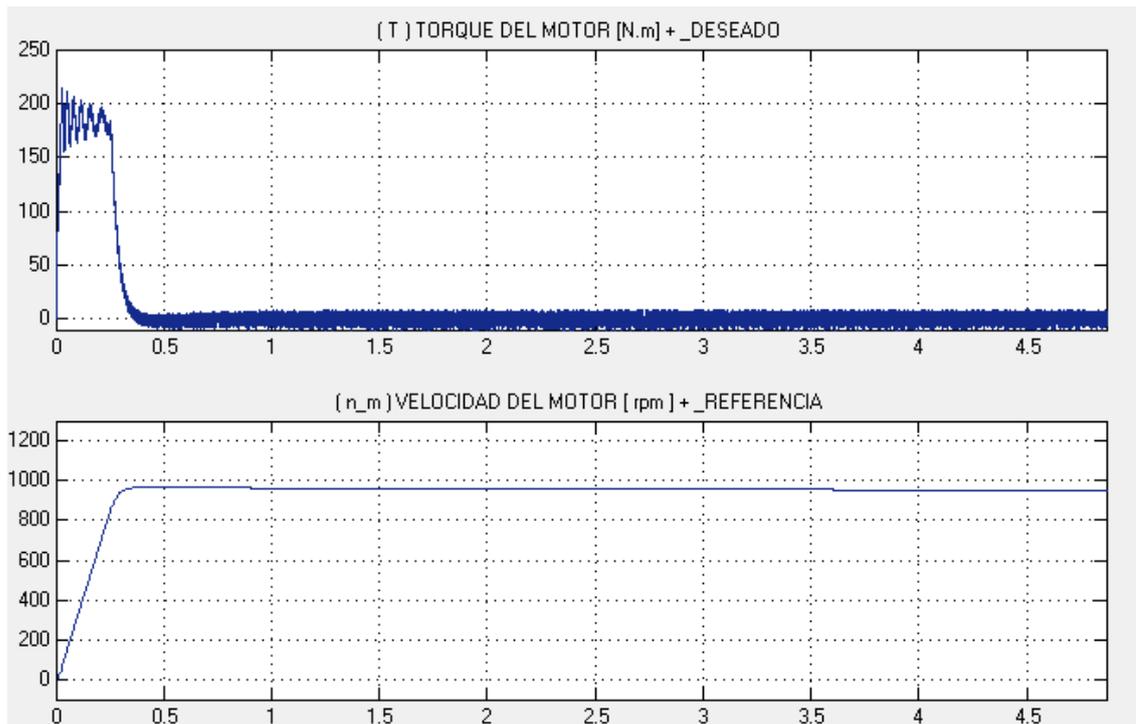


Fig. 5.46 Torque y velocidad del motor vs. tiempo [s] – control vectorial
 Condiciones de operación: 0→950rpm, $T_{load}=0$ cte.

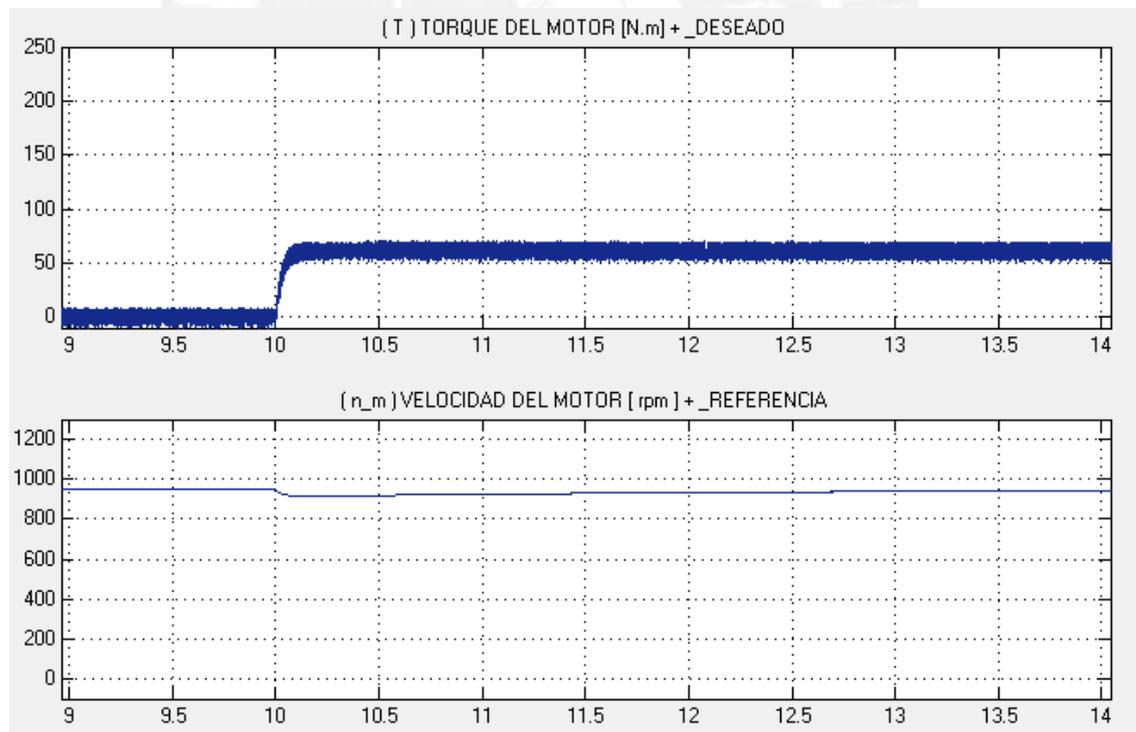
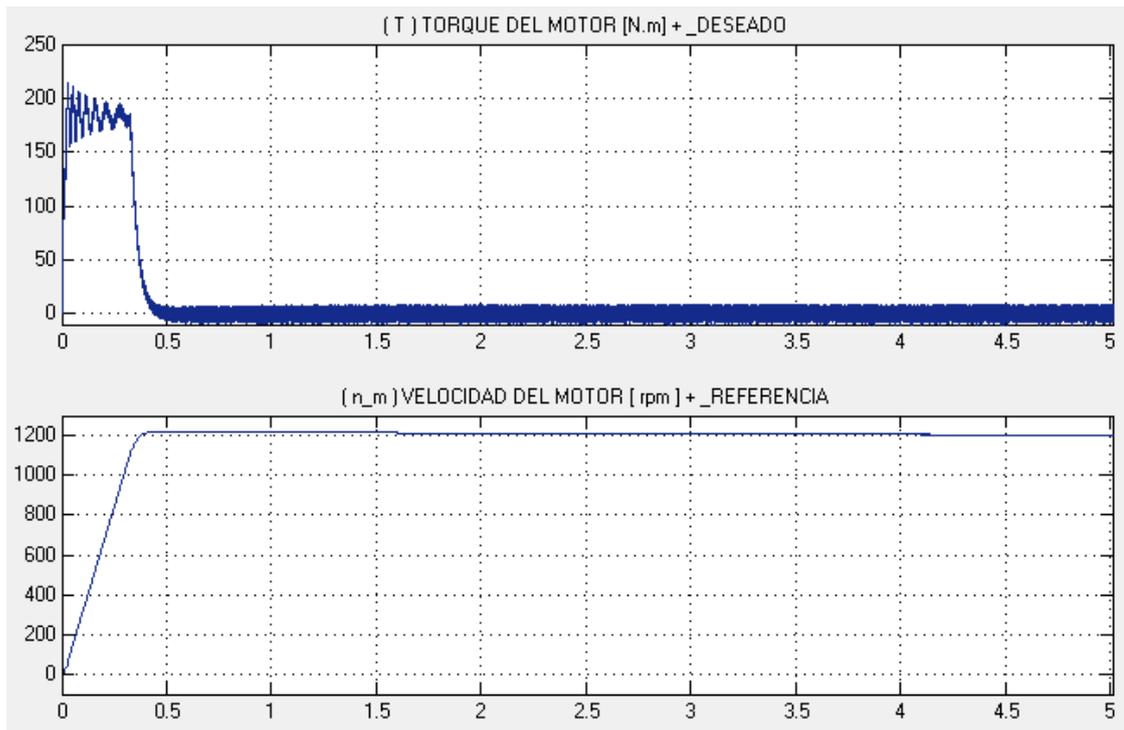
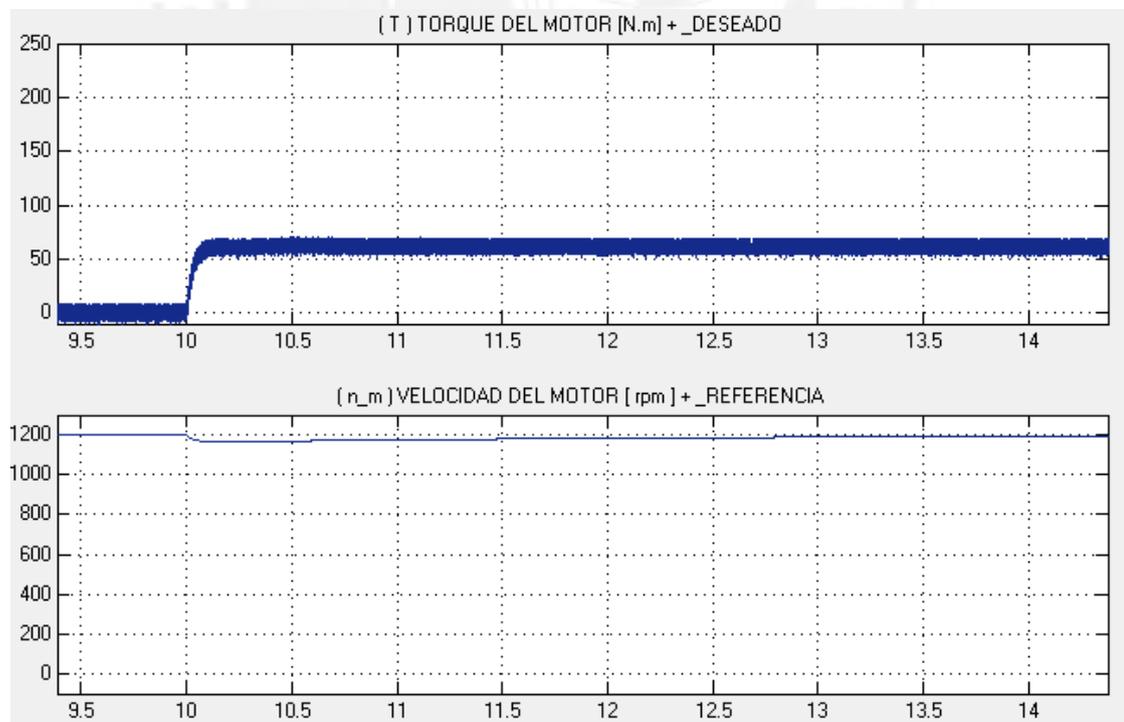


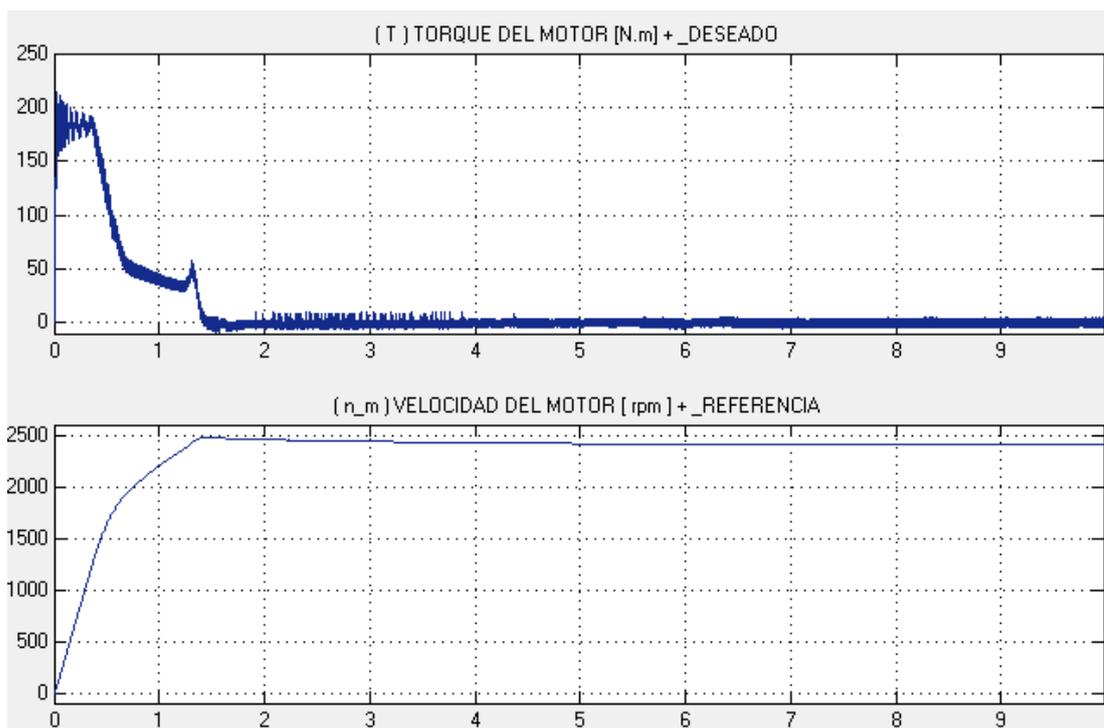
Fig. 5.47 Torque y velocidad del motor vs. tiempo [s] – control vectorial
 Condiciones de operación: 950rpm cte, $T_{load}=0 \rightarrow 1T_n$.



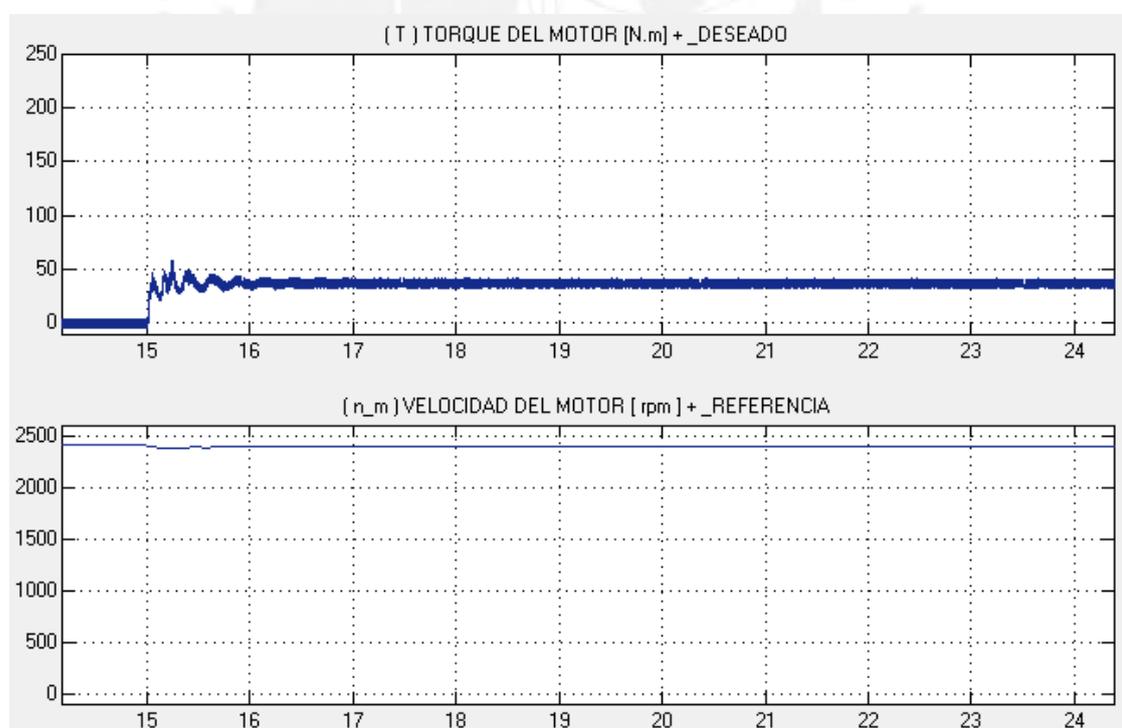
*Fig. 5.48 Torque y velocidad del motor vs. tiempo [s] – control vectorial
Condiciones de operación: 0→1200rpm, Tload=0 cte.*



*Fig. 5.49 Torque y velocidad del motor vs. tiempo [s] – control vectorial
Condiciones de operación: 1200rpm cte, Tload=0 → 1Tn.*



*Fig. 5.50 Torque y velocidad del motor vs. tiempo [s] – control vectorial
 Condiciones de operación: 0→2400rpm, Tload=0 cte. (elaboración propia)*



*Fig. 5.51 Torque y velocidad del motor vs. tiempo [s] – control vectorial
 Condiciones de operación: 2400rpm cte, Tload=0 →1Tn. (elaboración propia)*

5.17 Algoritmos control escalar PI – Implementación de la Tarjeta de Control

```
// U1Rx (PC4) connected to U1Tx (PC5) of other microcontroller
// U1Tx (PC5) connected to U1Rx (PC4) of other microcontroller
// Ground connected ground of other microcontroller

// SW2 (send color) connected to PF0
// Red LED connected to PF1
// Blue LED connected to PF2
// Green LED connected to PF3
// SW1 (step color) connected to PF4

#include "tm4c123gh6pm.h"
#include "PLL.h"
#include "SysTick.h"
#include "UART.h"
#include "math.h"

#define GPIO_PORTF_DATA_R    (*((volatile unsigned long *)0x400253FC))
#define GPIO_PORTF_DIR_R    (*((volatile unsigned long *)0x40025400))
#define GPIO_PORTF_AFSEL_R  (*((volatile unsigned long *)0x40025420))
#define GPIO_PORTF_PUR_R    (*((volatile unsigned long *)0x40025510))
#define GPIO_PORTF_DEN_R    (*((volatile unsigned long *)0x4002551C))
#define GPIO_PORTF_LOCK_R   (*((volatile unsigned long *)0x40025520))
#define GPIO_PORTF_CR_R     (*((volatile unsigned long *)0x40025524))
#define GPIO_PORTF_AMSEL_R  (*((volatile unsigned long *)0x40025528))
#define GPIO_PORTF_PCTL_R   (*((volatile unsigned long *)0x4002552C))
#define SYSCTL_RCGC2_R      (*((volatile unsigned long *)0x400FE108))

// JORGE *****
#define PF2 (*((volatile unsigned long *)0x40025010))
#define PF4 (*((volatile unsigned long *)0x40025040))

void PortF_Init(void);
void DisableInterrupts(void); // Disable interrupts
void EnableInterrupts(void); // Enable interrupts
void Actualizar_estados(void);
void calcular_voltaje(void);
void integrador(void);
void controlador_PI(void);
// void enviar_comandos_SV_PWM(void);
// void Generar_pulsos(void);

unsigned char c_tmp;
float f_tmp1, f_tmp2, f_tmp3, f_tmp4;
unsigned char i=0,j=0;

float pi=3.1415926536;
float Pn, Vn, fn, nMrat, Tn, Rs, Lls, Rr, Llr, Lm, J, p, Ls, Lr, tr,
```

```

        kT, y, RR, LL, wr_pico, B, swm_n;
float    Ts, h, VDC , Kp, Ki;

float vel_SP, wm, wm_d, delt_wm, PI_out, integP, integP_ant, delt_wm_ant,
        wsl_lim, wsl_d, wsyn_d, w_d_ant, ang_V, ang_V_ant ;
float w_d, wn, Vs_nom, Vsf0, m_V, pre_deb ;

// JORGE *****

/*
// red, yellow, green, light blue, blue, purple, white, dark
const long ColorWheel[8] = {0x02,0x0A,0x08,0x0C,0x04,0x06,0x0E,0x00};
*/int main(void){

        PLL_Init();          // set system clock to 80 MHz
    SysTick_Init();         // initialize SysTick
    PortF_Init();           // initialize buttons and LEDs on Port F
    UART_Init();            // initialize UART
        ReceiveInterrupt_config();
        EnableInterrupts(); // enable interrupts for the grader

PF2=0x04;// LED ON

// valores manuales
Pn = 10*745.7;
Vn = 220;
fn = 60;
nMrat = 1164;
Tn = (Pn)/((2*pi*nMrat)/60);
Rs = 0.294;
Lls = 0.00139;
Rr = 0.156;
Llr = 0.00074;
Lm = 0.041;
J = 0.4+0.1; // mass moment of inertia of the load is 0.1 kg*m2
p = 6;
Ts = 0.00005 ;
h = 5 ;
VDC = 220*sqrt(2) ; // 311 VDC
Vsf0 = 0.04 ;
swm_n=20 ;
// valores automaticos
Ls = Lls+Lm;
Lr = Llr+Lm;
tr = Lr/Rr;
kT = (p/3)*(Lm/Lr);
y = Ls/Lm;
RR=pow(y,2)*Rr; // RR=y^2*Rr;
LL=y*Lls+pow(y,2)*Llr;

```

```

wr_pico=RR/LL;
Vs_nom=Vn/(VDC/sqrt(2));
B=0.001;
// valor manual
wsl_lim = 0.85 * wr_pico;
Kp = 5 * J/(0.5*Tn/swm_n);
Ki = 80 * J/(0.5*Tn/swm_n)/(J/B);

// entradas iniciales
    vel_SP = 950;
    wm = 0;
    wm_d = vel_SP * 2*pi/60 ;
// valores iniciales
    w_d_ant = 0 ;
    ang_V_ant = 0 ;
    integP_ant = 0 ;
    delt_wm_ant = 0 ;
/*
while (PF4==0x10){ //espera que se presione SW1
    ;
}

PF2 = 0x00; // LED OFF

Actualizar_estados(); //para t=0
// enviar_comandos_SV-PWM() ;
UART_OutFloat(m_V); // caracter 1
UART_OutFloat(ang_V); // caracter 2
*/
    while(1){
        ;
    }
}

void Actualizar_estados(void){

    delt_wm = wm_d - wm;
    controlador_PI();
    if (PI_out < - wsl_lim){
        wsl_d = - wsl_lim ;
    }
    else if (PI_out > wsl_lim){
        wsl_d = + wsl_lim ;
    }
    else {
        wsl_d = PI_out;
    }
    wsyn_d = wsl_d + wm ;
}

```

```

w_d = p/2 * wsyn_d ;
calcular_voltaje(); // m_V
integrador(); // ang_V
// enviar_comandos_SV_PWM();

w_d_ant = w_d ;
ang_V_ant = ang_V ;
integP_ant = integP ;
delt_wm_ant = delt_wm ;
}

void controlador_PI(void){
    integP = integP_ant + Ki*Ts*delt_wm_ant ;
    PI_out = Kp*delt_wm + integP ;
}

void integrador(void){

    ang_V = ang_V_ant + Ts * w_d_ant ;
}

void calcular_voltaje(void){

    pre_deb = (Vs_nom-Vsf0)*(w_d/(2*pi*fn)) + Vsf0 ;

    if (pre_deb < Vsf0){
        m_V = Vsf0 ;
    }
    else if (pre_deb > Vs_nom){
        m_V = Vs_nom ;
    }
    else {
        m_V = pre_deb;
    }
}

void UART0_Handler (void) // CUANDO RECIBE 4 BYTES = 1 FLOAT
{
    i=i+1;
    if (i==2){
        /*
        PF2=0x04;// LED ON
        SysTick_Wait10ms(1); // 0.1 segundo
        PF2 = 0x00; // LED OFF
        */
        i=0;
        vel_SP = UART_InFloat();
    }
}

```

```

wm_d = vel_SP * 2*pi/60 ;
wm = UART_InFloat();

Actualizar_estados();
// enviar_comandos_SV-PWM();
UART_OutFloat(m_V); // caracter 1
UART_OutFloat(ang_V); // caracter 2

j=j+1;
if (j==100){
    PF2 = PF2 ^ 0x04 ;
    j=0;
}
}

}

void PortF_Init(void){
    volatile unsigned long delay;
    SYSCTL_RCGC2_R |= 0x20; // 1) activate Port F
    delay = SYSCTL_RCGC2_R; // allow time for clock to stabilize
    GPIO_PORTF_LOCK_R = 0x4C4F434B; // 2) unlock Port F lock
    GPIO_PORTF_CR_R = 0x1F; // enable commit (allow configuration changes) on PF4-0
    GPIO_PORTF_AMSEL_R = 0x00; // 3) disable analog functionality on PF4-0
    GPIO_PORTF_PCTL_R = 0x00000000; // 4) configure PF4-0 as GPIO
    GPIO_PORTF_DIR_R = 0x0E; // 5) PF4 and PF0 in, PF3-1 out
    GPIO_PORTF_AFSEL_R = 0x00; // 6) disable alt funct on PF4-0
    GPIO_PORTF_DEN_R = 0x1F; // 7) enable digital I/O on PF4-0
    GPIO_PORTF_PUR_R = 0x11; // enable pull-up on PF4 and PF0
}

```

5.18 Algoritmos control vectorial (IFOC) – Implementación de la Tarjeta de Control

```

#include "tm4c123gh6pm.h"
#include "PLL.h"
#include "SysTick.h"
#include "UART.h"
#include "math.h"

#define GPIO_PORTF_DATA_R *((volatile unsigned long *)0x400253FC)
#define GPIO_PORTF_DIR_R *((volatile unsigned long *)0x40025400)
#define GPIO_PORTF_AFSEL_R *((volatile unsigned long *)0x40025420)
#define GPIO_PORTF_PUR_R *((volatile unsigned long *)0x40025510)
#define GPIO_PORTF_DEN_R *((volatile unsigned long *)0x4002551C)
#define GPIO_PORTF_LOCK_R *((volatile unsigned long *)0x40025520)

```

```

#define GPIO_PORTF_CR_R    (*((volatile unsigned long *)0x40025524))
#define GPIO_PORTF_AMSEL_R  (*((volatile unsigned long *)0x40025528))
#define GPIO_PORTF_PCTL_R  (*((volatile unsigned long *)0x4002552C))
#define SYSCCTL_RCGC2_R    (*((volatile unsigned long *)0x400FE108))

// JORGE *****
#define PF2 (*((volatile unsigned long *)0x40025010))
#define PF4 (*((volatile unsigned long *)0x40025040))

void PortF_Init(void);
void DisableInterrupts(void); // Disable interrupts
void EnableInterrupts(void); // Enable interrupts
void Actualizar_estados(void);
void calc_flujo(void);
void calc_ang(void);
void transf_Park_directa(void);
void transf_Clarke_directa(void);
void transf_Park_inversa(void);
void transf_Clarke_inversa(void);
void calc_iDS_d(void);
void calc_iQS_d(void);
void controladorPI(void);

void Generar_pulsos(void);

unsigned char c_tmp;
float f_tmp1, f_tmp2, f_tmp3, f_tmp4;
unsigned char i=0,j=0;

float pi=3.1415926536;
float Pn, Vn, fn, nMrat, Tn, Rs, Lls, Rr, Llr, Lm, J, p, Ls, Lr, tr, kT;

float Ts;
float h;
/*
float y1, y1_ant, u1, u1_ant;
float y2, y2_ant, u2, u2_ant;
float iDS, iQS, ang, ids, iqs;
float ia, ib, ic;
float a, b, c;
float ea, eb, ec, a_ant, b_ant, c_ant, ea_ant, eb_ant, ec_ant;
*/
float ts, e, wn, Kp, Kc, Ki, Kp2, Ki2, vel_SP, wm_d,
delt_wm, del_t_wm_ant, wm_d, integP, integP_ant ;
float flur, iDS, iDS_ant, flur_ant;
float ang, iQS, wm, ang_ant, wd, wd_ant, wr, wo;
float ids, iqs, ia, ib, ic;
float iDS_d, flur_d;
float iQS_d, T_d;
float ids_d, iqs_d;

```

```

float ia_d, ib_d, ic_d;
float a, b, c;
float ea, eb, ec, a_ant, b_ant, c_ant, ea_ant, eb_ant, ec_ant;
// JORGE *****

/*
// red, yellow, green, light blue, blue, purple, white, dark
const long ColorWheel[8] = {0x02,0x0A,0x08,0x0C,0x04,0x06,0x0E,0x00};
*/
int main(void){

    PLL_Init();          // set system clock to 80 MHz
    SysTick_Init();     // initialize SysTick
    PortF_Init();       // initialize buttons and LEDs on Port F
    UART_Init();        // initialize UART
    ReceiveInterrupt_config();
    EnableInterrupts(); // enable interrupts for the grader

    PF2=0x04;// LED ON

    Pn=10*745.7;
    Vn=220;
    fn=60;
    nMrat=1164;
    Tn=(Pn)/((2*pi*nMrat)/60);
    Rs=0.294;
    Lls=0.00139;
    Rr=0.156;
    Llr=0.00074;
    Lm=0.041;
    J=0.4+0.1; // mass moment of inertia of the load is 0.1 kg*m2
    p=6;
    Ls=Lls+Lm;
    Lr=Llr+Lm;
    tr=Lr/Rr;
    kT=(p/3)*(Lm/Lr);

    Ts=0.00005 ;
    h=5 ;

    ts=0.5;
    e=0.8;
    wn=4.6/(ts*e);
    Kp=2*wn*e*pi/30;
    Kc=pow(wn,2)*pi/J/(30*Kp);
    Ki=Kp*Kc;

    Kp2=10*Kp;
    Ki2=1*Ki;

```

```

while (PF4==0x10){ //espera que se presione SW1
    ;
}

```

```

// estados iniciales
flur_ant=0;
ang_ant=0;
wd_ant=0;
iDS_ant=0;
flur_d=0.5;//flur_d = 0.5 ; flur_d=0;
ang=0;
integP_ant=0;
delt_wm_ant=0;

```

```

// entradas iniciales
wm=0;
ia=0, ib=0, ic=0;
wm_d=950 * 2*pi/60 ;

```

```

Actualizar_estados();//para t=0
Generar_pulsos();
UART_OutFloat(a); // caracter 1
UART_OutFloat(b); // caracter 2
UART_OutFloat(c); // caracter 3

```

```

    while(1){
        ;//      f_tmp1=sin(5.11)  ;
    }
}

```

```

void Actualizar_estados(void){
    delt_wm = wm_d - wm;
    controladorPI();
    transf_Park_directa();
    transf_Clarke_directa();
    calc_flujo();
    calc_ang();
    calc_iDS_d();
    calc_iQS_d();
    transf_Park_inversa();
    transf_Clarke_inversa();
    flur_ant = flur ;
    ang_ant = ang ;
}

```

```

        wd_ant = wd ;
        iDS_ant = iDS ;
        integP_ant = integP ;
        delt_wm_ant = delt_wm ;
    }

void controladorPI(void){
    integP = integP_ant + Ki2*Ts*delt_wm_ant ;
    T_d = Kp2*delt_wm + integP ;
}

void transf_Park_directa(void){
    ids = ia - 0.5*ib - 0.5*ic ;
    iqs = 0 + 1.7320508*ib/2 -1.7320508*ic/2 ;
}

void transf_Clarke_directa(void){
    iDS = ids*cos(ang) + iqs*sin(ang);
    iQS = -1*ids*sin(ang) + iqs*cos(ang);
}

void calc_flujo(void){
    flur = exp(-Ts/tr)*flur_ant + Lm*(1-exp(-Ts/tr))*iDS_ant ;
}

void calc_ang(void){
    wr = Lm*iQS / (tr*flur+0.0001) ;
    wo = wm * p/2;
    wd = wo + wr ;
    ang = ang_ant + Ts*wd_ant;
}

void calc_iDS_d(void){
    iDS_d = flur_d / Lm ;
}

void calc_iQS_d(void){
    iQS_d = T_d / (kT*flur+0.0001) ;
}

void transf_Park_inversa(void){
    ids_d = iDS_d*cos(ang) + iQS_d*sin(ang) ;
    iqs_d = iDS_d*sin(ang) + iQS_d*cos(ang) ;
}

void transf_Clarke_inversa(void){
    ia_d = ids_d*2/3 ;
    ib_d = ids_d*-1/3 + iqs_d*1/1.7320508 ;
    ic_d = ids_d*-1/3 + iqs_d*-1/1.7320508 ;
}

```

```
}
```

```
void Generar_pulsos(void){
```

```
    ea = ia_d - ia ;
```

```
    eb = ib_d - ib ;
```

```
    ec = ic_d - ic ;
```

```
        if ( -h/2 < ea < h/2 ){  
            if ( ea_ant <= -h/2 ){  
                a=0;  
            }  
            else if ( ea_ant >= h/2 ){  
                a=1;  
            }  
            else{  
                a=a_ant;  
            }  
        }
```

```
    else if ( ea <= -h/2 ){  
        a=0;  
    }
```

```
    else if ( ea >= h/2 ){  
        a=1;  
    }
```

```
// -----
```

```
    if ( -h/2 < eb < h/2 ){  
        if ( eb_ant <= -h/2 ){  
            b=0;  
        }  
        else if ( eb_ant >= h/2 ){  
            b=1;  
        }  
        else{  
            b=b_ant;  
        }  
    }
```

```
    else if ( eb <= -h/2 ){  
        b=0;  
    }
```

```
    else if ( eb >= h/2 ){  
        b=1;  
    }
```

```
// -----
```

```
    if ( -h/2 < ec < h/2 ){  
        if ( ec_ant <= -h/2 ){  
            c=0;  
        }  
        else if ( ec_ant >= h/2 ){
```

```

        c=1;
    }
    else{
        c=c_ant;
    }
}
else if ( ec <= -h/2){
    c=0;
}
else if ( ec >= h/2){
    c=1;
}
ea_ant=ea;
eb_ant=eb;
ec_ant=ec;
a_ant=a;
b_ant=b;
c_ant=c;
}

```

```

void UART0_Handler (void) // CUANDO RECIBE 4 BYTES = 1 FLOAT
{

```

```

    i=i+1;
    if (i==4){
        i=0;
        wm=UART_InFloat();
        ia=UART_InFloat();
        ib=UART_InFloat();
        vel_SP=UART_InFloat();
        //
        ic=0-ia-ib;
        wm_d = vel_SP*2*pi/60 ;

        Actualizar_estados();
        Generar_pulsos();
        UART_OutFloat(a); // caracter 1
        UART_OutFloat(b); // caracter 2
        UART_OutFloat(c); // caracter 3

        j=j+1;
        if (j==100){
            PF2 = PF2 ^ 0x04 ;
            j=0;
        }
    }
}

```

```
}
```

```
void PortF_Init(void){  
    volatile unsigned long delay;  
    SYSCTL_RCGC2_R |= 0x20;    // 1) activate Port F  
    delay = SYSCTL_RCGC2_R;    // allow time for clock to stabilize  
    GPIO_PORTF_LOCK_R = 0x4C4F434B; // 2) unlock Port F lock  
    GPIO_PORTF_CR_R = 0x1F;    // enable commit (allow configuration changes) on PF4-0  
    GPIO_PORTF_AMSEL_R = 0x00; // 3) disable analog functionality on PF4-0  
    GPIO_PORTF_PCTL_R = 0x00000000; // 4) configure PF4-0 as GPIO  
    GPIO_PORTF_DIR_R = 0x0E;    // 5) PF4 and PF0 in, PF3-1 out  
    GPIO_PORTF_AFSEL_R = 0x00; // 6) disable alt funct on PF4-0  
    GPIO_PORTF_DEN_R = 0x1F;    // 7) enable digital I/O on PF4-0  
    GPIO_PORTF_PUR_R = 0x11;    // enable pull-up on PF4 and PF0  
}
```

