

MRAS de Potencia Reactiva

Basado en Garcés 1980

(modificado por RCD)

Profesor: Roberto Cárdenas Dobson

Auxiliar: Patricio Pizarro

Ayudante: Constanza Leiva

Uno de los problemas existentes en el control vectorial indirecto de una máquina de inducción jaula de ardilla, es la variación de la constante de tiempo del rotor.

En el control vectorial indirecto, el deslizamiento a imponer en la máquina se calcula como:

$$\omega_{slip} = \frac{1}{\hat{\tau}_r} \frac{i_{sq}^*}{i_{sd}^*} \quad (1)$$

Donde $\hat{\tau}_r$ es la estimación de la constante de tiempo del rotor, y el superíndice '*' indica corrientes de referencia. Como es bien conocido, si la constante de tiempo del rotor está incorrectamente estimada, entonces el sistema de control se encontrará desorientado.

En coordenadas d-q orientadas en el flujo de rotor, la tensión aplicada al estátor se puede escribir como:

$$\begin{aligned} v_{sd} &= R_s i_{sd} + \sigma L_s \frac{di_{sd}}{dt} - \omega_e \sigma L_s i_{sq} + \frac{L_0}{L_r} \frac{d\psi_{rd}}{dt} \\ v_{sq} &= R_s i_{sq} + \sigma L_s \frac{di_{sq}}{dt} + \omega_e \sigma L_s i_{sd} + \omega_e \frac{L_0}{L_r} \psi_{rd} \end{aligned} \quad (2)$$

En estado estacionario y considerando $\psi_{rd} = L_0 \cdot i_{sd}$ se llega a:

$$\begin{aligned} v_{sd} &= R_s i_{sd} - \omega_e \sigma L_s i_{sq} \\ v_{sq} &= R_s i_{sq} + \omega_e \sigma L_s i_{sd} + \omega_e \frac{L_0^2}{L_r} i_{sd} \end{aligned} \quad (3)$$

De acuerdo a la teoría de la potencia instantánea y utilizando (3), la potencia reactiva se calcula como:

$$Q = v_{sq} i_{sd} - v_{sd} i_{sq} = \sigma L_s \omega_e (i_{ds}^2 + i_{qs}^2) + \omega_e \frac{L_0^2}{L_r} i_{ds}^2 \quad (4)$$

Considerando que $\sigma L_s + L_0^2/L_r = L_s$ se llega a:

$$Q = v_{sq}i_{sd} - v_{sd}i_{sq} = \omega_e L_s i_{sd}^2 + \omega_e \sigma L_s i_{sq}^2 \quad (5)$$

Utilizando (5) se puede implementar un sistema de adaptación basado en *MRAS*, (Model Reference Adaptive System). En este *MRAS* se utiliza la potencia reactiva medida en bornes de la máquina $Q_{ref} = v_{sq}i_{sd} - v_{sd}i_{sq}$, como el modelo de referencia y la potencia reactiva basada en parámetros $Q_{est} = \omega_e L_s i_{sd}^2 + \omega_e \sigma L_s i_{sq}^2$, como modelo adaptativo. Considerando además que σL_s es del orden de 3 %-5 % de L_s , se concluye que la mayor parte de la potencia reactiva de la máquina es consumida por la inductancia magnetizante; recuerde que $L_s = L_0 + L_{ls}$ donde L_{ls} es el *leakage* asociado al estator y L_0 es la inductancia magnetizante. Por lo tanto, se debe encontrar un modelo que relacione i_{sd} con la constante de tiempo del rotor $\hat{\tau}_r$ de (1).

Utilizando el cálculo de la frecuencia de deslizamiento ideal, calculado con variables referidas a un sistema de ejes rotatorios $d - q$ perfectamente orientado (ver Fig. 1), y el deslizamiento calculado utilizando la estimación de la constante de tiempo, se tiene:

$$\omega_{slip} = \frac{1}{\hat{\tau}_r} \frac{i_{sq}^*}{i_{sd}^*} = \frac{1}{\tau_r} \frac{i_{sq}}{i_{sd}} \quad (6)$$

Donde el sistema perfectamente orientado se encuentra a la derecha de (6) y utiliza la constante de tiempo τ_r real y las corrientes reales i_{sd} e i_{sq} presentes en la máquina.

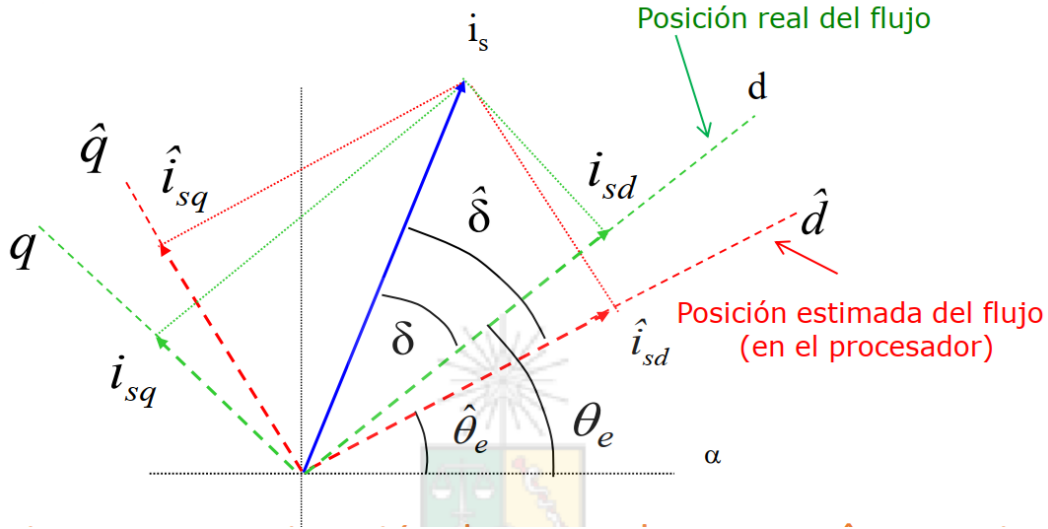


Figura 1: Máquina de inducción con dos ejes sincrónicos. Uno. El eje está perfectamente orientado en el flujo del rotor y otro está desorientado debido a una mala estimación del valor de τ_r en el procesador digital. El mecanismo adaptativo del *MRAS* busca orientar correctamente el control de la máquina de inducción.

1. Modelo de pequeña señal

Como la máquina de inducción es una sola pero con variables referidas a dos ejes sincrónicos d-q distintos (uno de ellos correctamente orientado en el flujo del rotor), se cumple que el valor de ω_{slip} es el mismo para ambos ejes sincrónicos y la corriente total en el estator es la misma. Es decir $i_T = \sqrt{i_{sd}^2 + i_{sq}^2} = \sqrt{i_{sd}^{*2} + i_{sq}^{*2}}$. Por lo tanto, utilizando (6), se puede escribir:

$$\frac{\sqrt{i_T^2 - i_{sd}^2}}{\tau_r i_{sd}} = \frac{i_{sq}^*}{\hat{\tau}_r i_{sd}^*} \quad (7)$$

Se define una variable auxiliar K como:

$$K = \frac{\tau_r}{\hat{\tau}_r} \cdot \frac{i_{sq}^*}{i_{sd}^*} = \frac{\hat{R}_r}{R_r} \cdot \frac{L_r}{\hat{L}_r} \cdot \frac{i_{sq}^*}{i_{sd}^*} \quad (8)$$

Nótese que todos los términos de (8) se asumen constantes con la excepción de las resistencias involucradas en las constantes de tiempo. Normalmente se asume que la estimación de las inductancias es correcta aunque esto no es estrictamente necesario.

Con un poco de trabajo matemático, y utilizando (6-8), se llega a:

$$i_{sd} = \frac{i_T}{\sqrt{1 + K^2}} \quad (9)$$

Al calentarse el rotor de la máquina jaula de ardilla, la resistencia de rotor aumenta y la máquina se desorienta cambiando la corriente magnetizante real que circula por L_0 . Esto cambia el valor de la potencia reactiva consumida por la máquina.

Utilizando un modelo de pequeña señal se calculan separadamente los cambios en la corriente i_{sd} , con respecto a las variaciones en las resistencias $\hat{R}_r$ y R_r . Las variaciones se calculan como:

$$\Delta i_{sd} = \left[\frac{\partial i_{sd}}{\partial R_r} \right]_0 \cdot \Delta R_r \quad (10)$$

Donde el subíndice '0' indica el punto de operación. Utilizando (9) y desarrollando (10), con un poco de manipulación matemática se llega a:

$$\Delta i_{sd} = \left[\frac{i_{T0}}{(1 + K_0^2)^{\frac{3}{2}}} \right] \cdot \left[\frac{\tau_r}{\hat{\tau}_r} \cdot \frac{i_{sq}^*}{i_{sd}^*} \right]_0^2 \cdot \frac{\Delta R_r}{R_{r0}} \quad (11)$$

Por lo tanto, si se asume que la máquina está inicialmente bien orientada con $i_{sd}^* = i_{sd}$, un $\Delta R_r > 0$ producido por aumento de la temperatura, producirá un $\Delta i_d > 0$, llevando a la máquina a un nuevo punto de operación con una corriente i_d real (es decir, un i_d referido a la posición correcta del flujo de rotor mostrado en la Fig. 1) que es mayor a i_{sd}^* . Dado que esta corriente directa circula por la rama magnetizante, la potencia reactiva calculada en bornes de la máquina, ver lado izquierdo de (5) (Q_{ref} en Fig. 2), va a ser mayor que la obtenida por el término a la derecha de (5). Esto se debe a que el procesador digital utiliza las corrientes

i_{sd}^* e i_{sq}^* referidas al sistema de ejes rotatorios incorrectamente orientado, que se muestra en la Fig. 1, para calcular Q_{est} (ver Fig. 2).

De la misma forma, se puede calcular la variación de Δi_{sd} con respecto a cambios en la resistencia del rotor utilizada en el procesador ($\hat{R}_r$).

$$\Delta i_{sd} = - \left[\frac{i_{T0}}{(1 + K_0^2)^{\frac{3}{2}}} \right] \cdot \left[\frac{\tau_r}{\hat{\tau}_r} \cdot \frac{i_{sq}^*}{i_{sd}^*} \right]_0^2 \cdot \frac{\Delta \hat{R}_r}{\hat{R}_{r0}} \quad (12)$$

Si la resistencia del rotor aumenta, se produce mayor potencia reactiva Q_{ref} . Pero si el valor de $\hat{R}_r$ utilizado en el procesador digital para calcular ω_{slip} es aumentado, entonces la potencia reactiva consumida en bornes disminuye. Recuerde que en el modelamiento la saturación no ha sido considerada. Por lo tanto un sistema adaptativo MRAS debería lograr que:

$$\Delta i_{sd} = \left[\frac{i_{T0}}{(1 + K_0^2)^{\frac{3}{2}}} \right] \cdot \left[\frac{\tau_r}{\hat{\tau}_r} \cdot \frac{i_{sq}^*}{i_{sd}^*} \right]_0^2 \cdot \frac{\Delta R_r}{R_{r0}} - \left[\frac{i_{T0}}{(1 + K_0^2)^{\frac{3}{2}}} \right] \cdot \left[\frac{\tau_r}{\hat{\tau}_r} \cdot \frac{i_{sq}^*}{i_{sd}^*} \right]_0^2 \cdot \frac{\Delta \hat{R}_r}{\hat{R}_{r0}} = 0 \quad (13)$$

El resultado de (13) es también intuitivo. Si la resistencia R_r aumenta por temperatura, entonces un incremento en $\hat{R}_r$ es necesario para llegar nuevamente a $\hat{\tau}_r = \tau_r$ y mantener el sistema orientado.

El mecanismo de adaptación del MRAS se encuentra en la siguiente figura (tomado de la publicación DOI 10.1109/TPEL.2018.2800010).

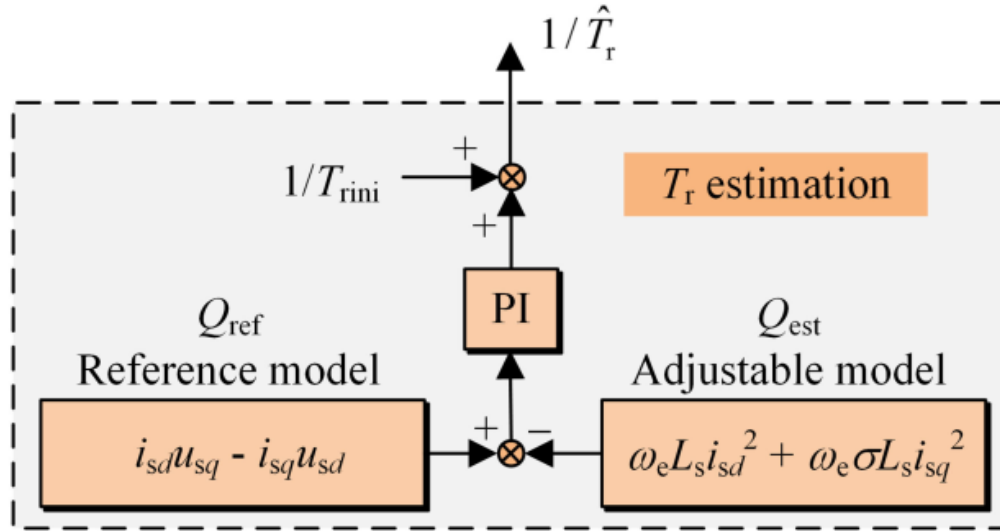


Figura 2: Adaptación de la constante de tiempo del rotor para lograr la orientación de la máquina. En la Fig. 2, τ_{rini} es el valor de $\hat{\tau}_r$ inicial.

La Fig. 2 muestra el mecanismo de orientación de $\hat{\tau}_r$ utilizado para lograr la correcta orientación del sistema de control vectorial de la máquina jaula de ardilla. Cuando aumenta

la resistencia del rotor por temperatura, aumenta i_{sd} real, con el resultado de que la potencia reactiva de referencia se incrementa, mientras que el término $\omega_e L_s i_{sd}^{*2}$ se mantiene igual. Por lo tanto, el PI aumenta el valor de $1/\hat{\tau}_r$ para compensar el desbalance de potencia reactiva entre los dos modelos. El diseño de ese PI se discute en la proxima sección y el modelo de pequeña señal se muestra en la Fig. 3. Se debe considerar que el ancho de banda a lazo cerrado requerido es bajo, ya que la temperatura es una variable de dinámica lenta. Por ejemplo, un tiempo de estabilización de 1 a 5 segundos debería ser suficiente.

Habitualmente se utiliza un saturador para limitar los valores máximos y mínimos de $1/\hat{\tau}_r$ que se pueden utilizar en el sistema de control vectorial.

2. Diagrama de Lazo Cerrado

Para encontrar el diagrama de lazo cerrado, se asume que:

- La tensión v_{sd} aplicada al estator es muy baja. Esto se debe a que en una máquina operando bajo orientación en el rotor, la mayor parte de la tensión aplicada a la máquina está en el eje en cuadratura. Por lo tanto, en el modelo de referencia del MRAS, al producirse una variación Δi_{sd} se produce un cambio ΔQ_{ref} aproximadamente igual a $\Delta Q_{ref} \approx \Delta i_{sd} \cdot v_{sq0}$.
- En el modelo ajustable del MRAS, el término $\omega_e \cdot L_s$ es mucho mayor que el término $\omega_e \cdot \sigma L_s$, por lo tanto un cambio Δi_{sd} produce un cambio de potencia reactiva en el modelo ajustable que es aproximadamente igual a $\Delta Q_{est} \approx \Delta i_{sd} \cdot 2\omega_e L_s \cdot i_{sd0}$, donde i_{sd0} es la corriente magnetizante de estado estacionario.

Siendo estricto, las simplificaciones anteriores no son necesarias, pero se utilizan para obtener un diagrama de bloques más simple.

Se define $K_{\Delta R} = K_{\Delta \hat{R}}$ como:

$$K_{\Delta R} = K_{\Delta \hat{R}} = \left[\frac{i_{T0}}{(1 + K_0^2)^{\frac{3}{2}}} \right] \cdot \left[\frac{\tau_r}{\hat{\tau}_r} \cdot \frac{i_{sq}^*}{i_{sd}^*} \right]_0^2 \quad (14)$$

Basándose en (14), se puede utilizar, por ejemplo, el modelo de pequeña señal mostrado en la Fig. 3 para diseñar un controlador que ajuste el valor de la resistencia de rotor ($\hat{R}_r$) que se encuentra en el procesador. Esto, a su vez, modifica proporcionalmente el valor de la inversa de la constante de tiempo estimada del rotor $1/\hat{\tau}_r$ (ver Fig. 2).

El sistema aproximado de la Fig. 3 podría ser útil solo para diseñar el controlador PI, mientras que el MRAS se debe implementar tal como se muestra en la Fig. 2, con la potencia reactiva de referencia calculada a partir de mediciones de voltajes y corrientes en el estator de la máquina, sin efectuar aproximaciones. Esto significa que se debe calcular Q_{ref} utilizando la expresión que se encuentra a la izquierda de (5). Lo mismo sucede con el valor de Q_{est} el cual debe ser calculado en forma exacta utilizando la expresión a la derecha de (5).

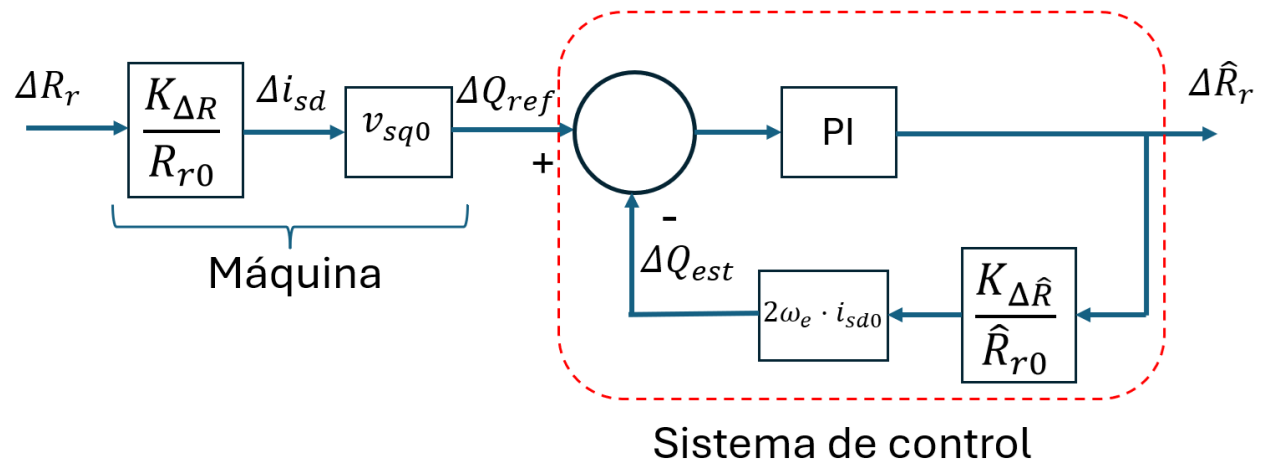


Figura 3: Modelo de pequeña señal que puede ser utilizado para diseñar el controlador que cambia el valor de la resistencia utilizada por el procesador para calcular