

# Control Vectorial de Máquinas de Inducción de Doble Excitación

Departamento de Ingeniería Eléctrica  
Universidad de Chile



Roberto Cárdenas Dobson  
Ingeniero Civil Electricista, Msc. Ph.D

*Agosto del 2012*

Este apunte ha sido desarrollado para estudiantes de ingeniería eléctrica familiarizados con los conceptos básicos de control vectorial de la máquina de inducción jaula de ardilla. Estos contenidos se encuentran en el apunte “*Control Vectorial de Máquinas de Inducción Jaula de Ardilla*”, que fue publicado en Septiembre del 2011. Si usted no tiene estos conocimientos, probablemente no debería estudiar este apunte.

Conocimientos de convertidores fuente de voltaje, modulación utilizando SVM y otros tópicos relacionados con convertidores fuentes de voltaje son deseables pero no estrictamente necesarios.

Parte importante del contenido de este apunte ha sido basado en el material entregado por el Professor Greg Asher, , Universidad de Nottingham, a los alumnos de postgrado del área de electrónica de potencia y accionamientos. Otra parte no menor de este apunte ha sido basada en artículos de divulgación científica, principalmente publicados en revistas de la IEEE y escritos por académicos de la comunidad internacional de “*power electronics and drives*”.

El objetivo de este material es apoyar los contenidos entregados en clases. En ningún caso se ha escrito con el objetivo de que este material que por sí solo sea autosuficiente para entender todos los conceptos requeridos en esta área.

Se recomienda imprimir este apunte utilizando una impresora láser en colores. De esta forma se entenderán en mejor forma algunas de las figuras y gráficos.

Roberto Cárdenas Dobson.  
Agosto del 2012

## INDICE

VII. INTRODUCCIÓN A LAS MÁQUINAS DE ROTOR BOBINADO	5
7.1 Circuito equivalente considerando operación en estado estacionario.	8
VIII. ECUACIONES DINÁMICAS DE LA MÁQUINA DE INDUCCIÓN DE DOBLE EXCITACIÓN	10
8.1 Razón entre la potencia de rotor y estator.	17
8.2 Calculo del torque en coordenadas d-q.	19
8.3 Zonas de operación de la máquina de doble excitación.	21
IX. CONTROL DE VELOCIDAD Y/O TORQUE EN LA MÁQUINA DE DOBLE EXCITACIÓN	22
9.1 Inserción de Resistencias en el Rotor.	23
9.2 Esquema Kramer.	24
9.3 Esquema Scherbius.	26
X. CONTROL VECTORIAL DE LA MÁQUINA DE INDUCCIÓN DE DOBLE EXCITACIÓN.	29
10.1 Sistema de control orientado en el flujo de estator.	32
10.2 Algunos problemas simples.	36
XI. CONTROL VECTORIAL DEL CONVERTOR CONECTADO A LA RED.	43
11.1 Ecuaciones del convertor front-end.	45
11.2 Phase Locked Loop (PLL) para el control del convertor front-end.	49
11.3 Diseño del controlador de tensión del enlace de continua.	54
11.4 Otras aplicaciones del convertor back-to-back.	57

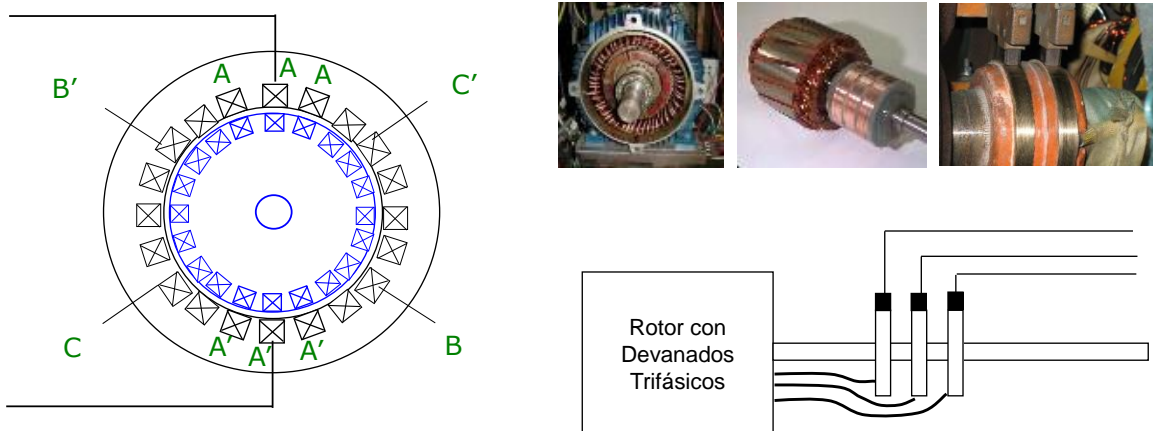
XII. CONTROL VECTORIAL SENSORLESS DE MÁQUINAS DE DOBLE EXCITACIÓN	58
12.1 MRAS Basado en la corriente del rotor.	60
12.2 Modelo de pequeña señal.	62
12.3 PLL Lineal.	64
XIII. APLICACIONES EÓLICAS DE MÁQUINAS DE DOBLE EXCITACIÓN	65
13.1 Principios de Energía Eólica.	67
13.2 Aspectos constructivos de una turbina eólica típica.	71
13.3 Control de DFIGs en Aplicaciones Eólicas.	74
13.4 Modelación básica de una turbina Eólica.	77
13.5 Resultados de simulación.	80
REFERENCIAS	83

# Capítulo VII

## INTRODUCCIÓN A LAS MÁQUINAS DE ROTOR BOBINADO

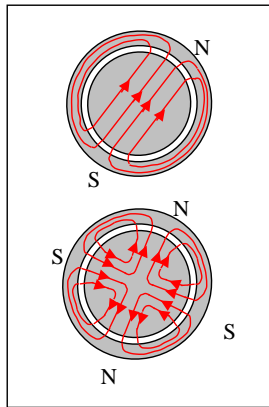
## VII. Introducción

La máquina de doble excitación o de rotor bobinado, también conocida en la literatura científica por sus siglas en inglés como DFIM (Doubly-Fed Induction Machines) es una máquina de inducción que posee devanados en el estator y rotor [1][2]. En el pasado esta máquina se utilizaba para disminuir la corriente de partida de motores de inducción, al permitir la inserción de resistencias externas en el rotor. Otra aplicación de la máquina de inducción de rotor bobinado se encuentra en la posibilidad de modificar la curva de operación añadiendo resistencias de rotor y maximizando el torque, por ejemplo, a la partida. Sin embargo, en el presente las aplicaciones que contemplan el uso de resistencias en el rotor son escasas debido a que mejores resultados pueden ser obtenidos con máquinas jaula de ardilla controlados vectorialmente o



- El estator tiene 3 devanados trifásicos AA', BB', CC' desfasados 120° espaciales. Se conectan a la red principal [ $\omega_e = (2\pi) 50\text{Hz}$ ].
- El rotor tiene 3 devanados trifásicos aa', bb', cc' desfasados 120° espaciales. Se conectan a una fuente trifásica de frecuencia variable a través de anillos deslizantes.

Fig. 7.1 Aspectos constructivos de la máquina de doble excitación.



- El campo rotatorio del estator gira a la velocidad sincrónica  $\omega_e$

$f_e$	$\omega_e = 2\pi f_e$	$P$ (polos)	$\omega_e$ rads <sup>-1</sup>	$\omega_e$ rpm
50	314	2	314	3000
50	314	4	157	1500
50	314	6	105	1000
50	314	8	78	750
50	314	10	63	600



- La máquina de doble excitación se puede encontrar en potencias que van desde los kW a MWs (10-120MW)
- No se utiliza como máquina de inducción convencional debido a los problemas relacionados con los anillos deslizantes y al mayor costo de fabricación.
- La principal aplicación se encuentra en altas potencias 200kW-20MW operando a velocidad variable restringida
- Generadores eólicos de mas de 5MW, construidos con esta tecnología, existen en el mercado.

Fig. 7.2 Aplicaciones de la máquina de doble excitación.

utilizando partidores suaves basados en tiristores. Fig. 7.1 muestra los aspectos constructivos de la máquina de doble excitación.

En el presente la principal aplicación de la máquina de inducción de doble excitación se encuentra como generador de velocidad variable [3][4]. Aproximadamente el 50% de todos los sistemas de generación eólicos utilizan esta máquina operando como generador de inducción (en la literatura científica anglosajona se le denomina Doubly-Fed Induction Generator o DFIG). También se utiliza como motor en aplicaciones de alta potencia.

### 7.1 Circuito equivalente considerando operación en estado estacionario.

El circuito equivalente para analizar la operación de la máquina de doble excitación en estado estacionario, se muestra en la Fig. 7.3a. En este gráfico se asume por simplicidad que la razón de vueltas entre estator y rotor es unitaria. Un transformador ideal es utilizado para representar el acoplamiento magnético.

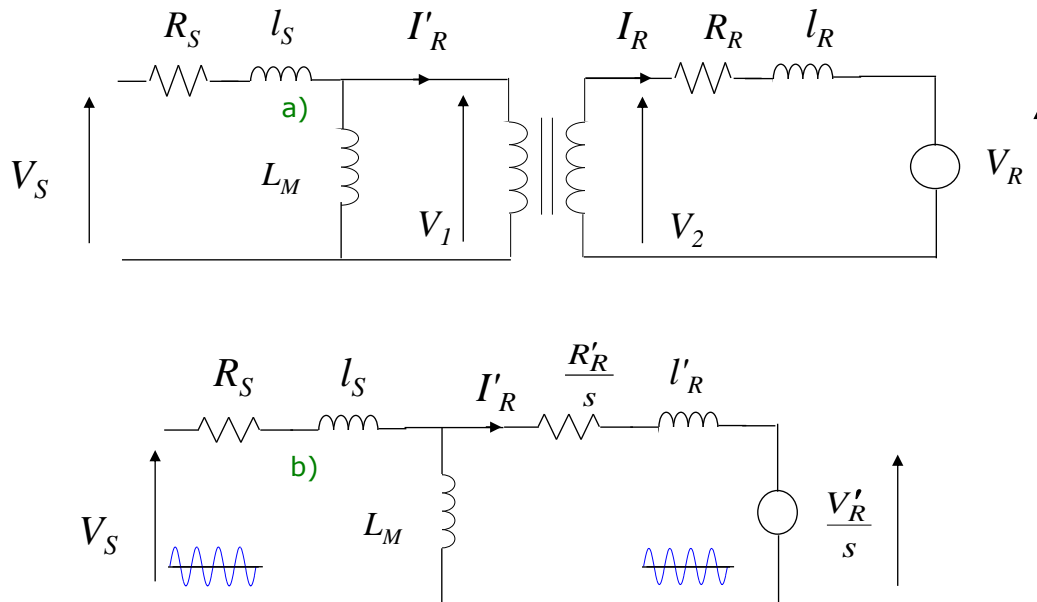


Fig. 7.3 Circuito equivalente en estado estacionario. a) Considerando un transformador ideal para representar el acoplamiento magnético. b) Circuito equivalente referido al estator.

Considerando que estator y rotor tienen distintas frecuencias de operación, se obtiene el circuito equivalente (por fase) de la Fig. 7.3b. En este caso el deslizamiento “ $s$ ” (no confundir con el operador de Laplace) es definido como:

$$s = \frac{\omega_e - \omega_r}{\omega_e} \quad (7.1)$$

En (7.1)  $\omega_r$  es la velocidad rotacional en rad/seg. eléctricos. Recuerde que las velocidades rotacionales eléctrica y mecánica se encuentran relacionadas por:



$$\omega_r = \frac{P}{2} \omega_{rm} \quad (7.2)$$

donde  $\omega_{rm}$  es la velocidad rotacional mecánica y  $P$  es el número de pares de polos.

Al igual que en la máquina jaula de ardilla, en el rotor de la Fig. 7.3b, se pueden identificar los términos relacionados con la transferencia de potencia desde la puerta mecánica a la puerta eléctrica y viceversa. Esto se obtiene utilizando:

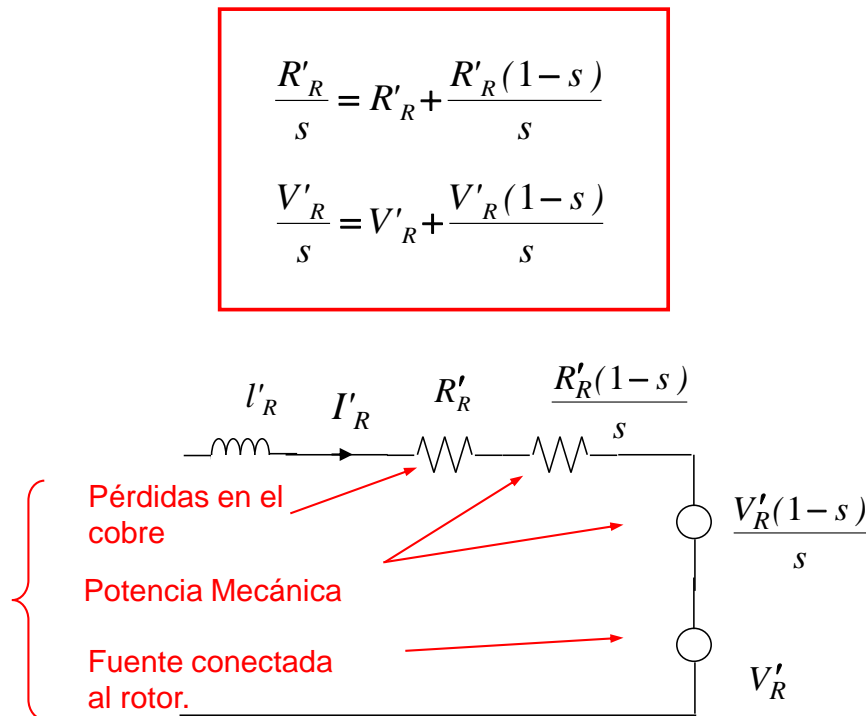


Fig.7.4 Potencia disipada y transformada en el rotor.

La Fig. 7.4 muestra la forma en que se distribuye la potencia en el rotor. Nótese que si el rotor se cortocircuita  $V'_R = 0$  y el circuito equivalente es idéntico al de una máquina de inducción jaula de ardilla.

## Capítulo VIII

# ECUACIONES DINÁMICAS DE LA MÁQUINA DE INDUCCIÓN DE DOBLE EXCITACIÓN

## VIII. Ecuaciones Dinámicas de la Máquina de Inducción de Doble Excitación

El circuito equivalente de la Fig. 7.3, desprecia los efectos transitorios de la máquina. Por este motivo en accionamientos de alta velocidad de respuesta se deben utilizar las ecuaciones dinámicas.

En  $\alpha - \beta$  las ecuaciones de la máquina de rotor bobinado son [2][5][6]:

$$\underline{v}_s = R_s \underline{i}_s + \frac{d\underline{\psi}_s}{dt} \quad (8.1)$$

$$\underline{v}_r = R_r \underline{i}_r + \frac{d\underline{\psi}_r}{dt} \quad (8.2)$$

Donde  $\underline{v}_s = v_{s\alpha} + jv_{s\beta}$ ,  $\underline{v}_r = v_{r\alpha} + jv_{r\beta}$ , etc. Se asume sentido convencional de las corrientes, es decir circulando hacia la máquina tanto en el caso del rotor como estator (ver Fig. 8.1). Los flujos se calculan como:

$$\underline{\psi}_s = L_s \underline{i}_s + L_0 \underline{i}_r' \quad (8.3)$$

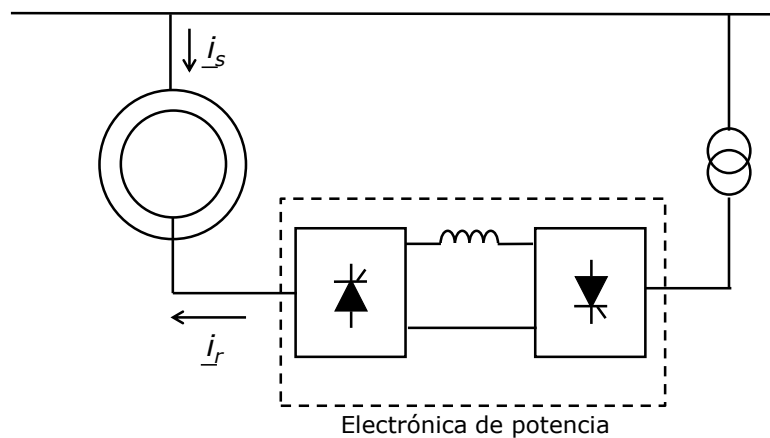


Fig. 8.1 Máquina de doble excitación controlada por tiristores conectados al rotor.

$$\underline{\psi}_r = L_0 \underline{i}'_s + L_r \underline{i}_r \quad (8.4)$$

Las ecuaciones (8.1) y (8.3) están definidas con respecto a los ejes  $\alpha$ - $\beta$  estacionarios de estator. Las ecuaciones (8.2) y (8.4) están definidas con respecto a los ejes de rotor, los cuales en estado estacionario se encuentra girando con una velocidad de  $\omega_r$  en rad/seg. eléctricos. En este apunte, a menos que se especifique de otra forma, el término  $\omega_r$  corresponde a la velocidad del rotor en rad/seg eléctricos.

Recuerde que  $\underline{i}'_r$  se utiliza para indicar que el vector de corriente de rotor se encuentra referido al estator. En forma similar,  $\underline{i}'_s$  se utiliza para indicar que el vector de corriente de estator se encuentra referido al rotor. Esta transformación no es idéntica a la que es común en transformadores de potencia, ya que  $\underline{i}'_r$  e  $\underline{i}_r$  no solo están afectadas por  $N_s/N_r$  (razón asumida como unitaria en este apunte), sino que también son corrientes sinusoidales de distinta frecuencia. En general para transformar de  $\underline{i}_r$  a  $\underline{i}'_r$  se utiliza:

$$\underline{i}'_r = \underline{i}_r e^{j\omega_r t} = [i_{r\alpha} \cos(\omega_r t) - i_{r\beta} \sin(\omega_r t)] + j[i_{r\alpha} \sin(\omega_r t) + i_{r\beta} \cos(\omega_r t)] \quad (8.5)$$

y para transformar de  $\underline{i}_s$  a  $\underline{i}'_s$  se utiliza:

$$\underline{i}'_s = \underline{i}_s e^{-j\omega_r t} = [i_{r\alpha} \cos(\omega_r t) + i_{r\beta} \sin(\omega_r t)] + j[-i_{r\alpha} \sin(\omega_r t) + i_{r\beta} \cos(\omega_r t)] \quad (8.6)$$

Este resultado puede ser fácilmente verificado utilizando un diagrama vectorial y operaciones trigonométricas.

En (8.3) y (8.4) las inductancias de estator y rotor son definidas en función de la inductancia magnetizante como:

$$L_s = L_0 + l_s \quad (8.7)$$

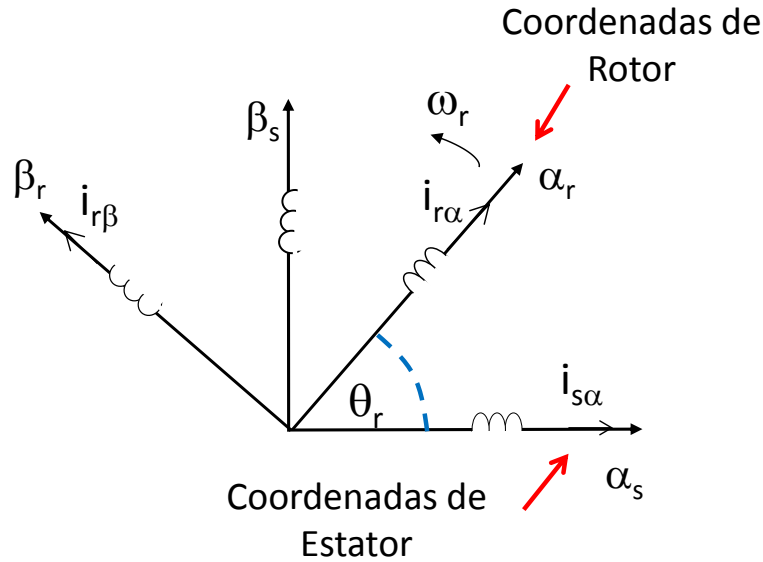


Fig. 8.2 Sistemas  $\alpha$ - $\beta$  de rotor y estator.

$$L_r = L_0 + l_r \quad (8.8)$$

$l_s$  y  $l_r$  son las inductancias de fuga del estator y rotor respectivamente.

Como en el caso de la máquina de inducción jaula de ardilla, dos variables de estado (complejas) son requeridas para analizar la máquina. Debido a que la alimentación se encuentra en el rotor, los métodos de control vectorial publicados en la literatura eligen usualmente como variables de estado los vectores de corrientes del rotor ( $\underline{i}_r$ ) y el flujo de estator ( $\underline{\psi}_s$ ) [3], [5], [7], [8]. Los otros vectores deben quedar en función de ( $\underline{\psi}_s, \underline{i}_r$ ). Por lo tanto utilizando (8.3) se obtiene:

$$\underline{i}_s = \frac{\underline{\psi}_s - L_0 \underline{i}_r'}{L_s} \quad (8.9)$$

$$\underline{\psi}_r = L_0 \left( \frac{\underline{\psi}_s - L_0 \underline{i}_r'}{L_s} \right) + L_r \underline{i}_r \quad (8.10)$$

Utilizando la definición:

$$\sigma = \frac{L_s L_r - L_0^2}{L_s L_r} \quad (8.11)$$

Se pueden reescribir las ecuaciones (8.3) y (8.4) como:

$$\underline{v}_s = \frac{R_s}{L_s} \underline{\psi}_s + \frac{d\underline{\psi}_s}{dt} - R_s \frac{L_0}{L_s} \underline{i}'_r \quad (8.12)$$

$$\underline{v}_r = R_r \underline{i}_r + \sigma L_r \frac{d\underline{i}_r}{dt} + \frac{L_0}{L_s} \frac{d\underline{\psi}'_s}{dt} \quad (8.13)$$

Las ecuaciones (8.12) y (8.13) pueden ser referidas a un eje rotatorio sincrónico  $d$ - $q$  como el que se muestra en la siguiente figura:

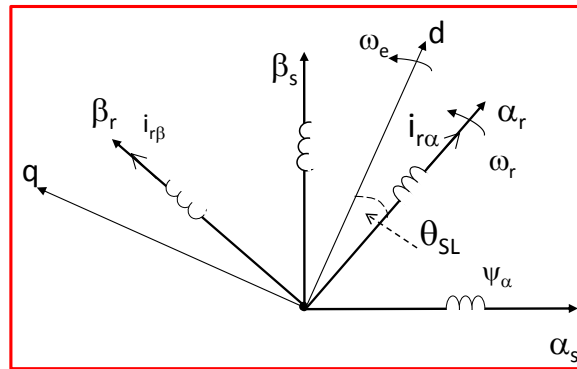


Fig. 8.3. Sistema de ejes rotatorios, incluyendo ejes sincrónicos  $d$ - $q$ .

Se debe tener en cuenta que los ejes sincrónicos están girando con velocidad  $\omega_e$  con respecto a los ejes  $\alpha$ - $\beta$  de estator y a velocidad  $\omega_{SL}$  con respecto a los ejes  $\alpha$ - $\beta$  de rotor. Se definen las siguientes variables:

$$\theta_e = \int \omega_e dt \quad (8.14)$$

$$\theta_r = \int \omega_r dt \quad (8.15)$$

$$\theta_{SL} = \int (\omega_e - \omega_r) dt = \int \omega_{SL} dt \quad (8.16)$$

para transformar a coordenadas d-q las ecuaciones (8.12) y (8.13) se utiliza:

$$\left[ \underline{v}_s = \frac{R_s}{L_s} \underline{\psi}_s + \frac{d\underline{\psi}_s}{dt} - R_s \frac{L_0}{L_s} \underline{i}'_r \right] e^{-j\theta_e} \quad (8.17)$$

$$\left[ \underline{v}_r = R_r \underline{i}_r + \sigma L_r \frac{d\underline{i}_r}{dt} + \frac{L_0}{L_s} \frac{d\underline{\psi}'_s}{dt} \right] e^{-j\theta_{SL}} \quad (8.18)$$

la transformada de Laplace desplazada en frecuencia es:

$$\mathcal{L}(f(t)e^{-j\omega_e t}) = F(s + j\omega_e) \quad (8.19)$$

Utilizando (8.19) en (8.17), (8.18) se obtiene:

$$\underline{v}_{sdq}(s) = \frac{R_s}{L_s} \underline{\psi}_{sdq}(s) + (s + j\omega_e) \underline{\psi}_{sdq}(s) - R_s \frac{L_0}{L_s} \underline{i}_{rdq}(s) \quad (8.20)$$

$$\underline{v}_{rdq}(s) = R_r \underline{i}_{rdq}(s) + \sigma L_r (s + j\omega_{SL}) \underline{i}_{rdq}(s) + (s + j\omega_{SL}) \frac{L_0}{L_s} \underline{\psi}_{sdq}(s) \quad (8.21)$$

Donde “s” en este caso es el operador de Laplace. Retornando al dominio del tiempo, despreciando las condiciones iniciales y calculando los componentes reales e imaginarios de (8.20) y (8.21), se obtiene:

modelo de la máquina

$$v_{sd} = \frac{R_s}{L_s} \psi_{sd} + \frac{d\psi_{sd}}{dt} - \omega_e \psi_{sq} - R_s \frac{L_0}{L_s} i_{rd} \quad (8.22)$$

$$v_{sq} = \frac{R_s}{L_s} \psi_{sq} + \frac{d\psi_{sq}}{dt} + \omega_e \psi_{sd} - R_s \frac{L_0}{L_s} i_{rq} \quad (8.23)$$

$$v_{rd} = R_r i_{rd} + \sigma L_r \frac{di_{rd}}{dt} - \omega_{SL} \sigma L_r i_{rq} + \frac{L_0}{L_s} \frac{d\psi_{sd}}{dt} - \omega_{SL} \frac{L_0}{L_s} \psi_{sq} \quad (8.24)$$

$$v_{rq} = R_r i_{rq} + \sigma L_r \frac{di_{rq}}{dt} + \omega_{SL} \sigma L_r i_{rd} + \frac{L_0}{L_s} \frac{d\psi_{sq}}{dt} + \omega_{SL} \frac{L_0}{L_s} \psi_{sd} \quad (8.25)$$

Las ecuaciones (8.22) a (8.25) describen la dinámica de la máquina de doble excitación en ejes sincrónicos  $d$ - $q$ .

Asumir que el flujo de estator es constante es válido cuando la máquina se encuentra conectada a una red trifásica bien regulada y balanceada. Esto se debe a que el flujo de estator puede ser calculado desde (8.1) como:

$$\underline{\psi}_s = \int (\underline{v}_s - R_s \underline{i}_s) dt \quad (8.26)$$

### Resumen de Ecuaciones en Coordenadas $d$ - $q$

#### Ecuaciones de Estator:

$$\underline{v}_s = \frac{R_s}{L_s} \underline{\Psi}_s - \frac{L_o}{L_s} R_s \underline{i}_r + \frac{d}{dt} \underline{\Psi}_s + j\omega_e \underline{\Psi}_s \quad \Rightarrow \quad \begin{aligned} v_{sd} &= \frac{R_s}{L_s} \Psi_{sd} - \frac{L_o}{L_s} R_s i_{rd} + \frac{d}{dt} \Psi_{sd} - \omega_e \Psi_{sq} \\ v_{sq} &= \frac{R_s}{L_s} \Psi_{sq} - \frac{L_o}{L_s} R_s i_{rq} + \frac{d}{dt} \Psi_{sq} + \omega_e \Psi_{sd} \end{aligned}$$

#### Ecuaciones de Rotor:

$$\underline{v}_r = \underline{i}_r R_r + \frac{L_o}{L_s} \frac{d}{dt} \underline{\Psi}_s + \sigma L_r \frac{d}{dt} \underline{i}_r + j\omega_{sl} \left( \frac{L_o}{L_s} \underline{\Psi}_s + \sigma L_r \underline{i}_r \right) \quad \Rightarrow \quad \begin{aligned} v_{rd} &= i_{rd} R_r + \frac{L_o}{L_s} \frac{d}{dt} \Psi_{sd} + \sigma L_r \frac{d}{dt} i_{rd} - \omega_{sl} \left( \frac{L_o}{L_s} \Psi_{sq} + \sigma L_r i_{rq} \right) \\ v_{rq} &= i_{rq} R_r + \frac{L_o}{L_s} \frac{d}{dt} \Psi_{sq} + \sigma L_r \frac{d}{dt} i_{rq} + \omega_{sl} \left( \frac{L_o}{L_s} \Psi_{sd} + \sigma L_r i_{rd} \right) \end{aligned}$$

Fig. 8.5 Resumen de ecuaciones de la máquina de rotor bobinado en coordenadas  $d$ - $q$ .

#### Ecuaciones para el Flujo de Estator y Flujo de Rotor en Coordenadas $d$ - $q$ :

$$\begin{aligned} \psi_{sd} &= L_s i_{sd} + L_o i_{rd} & \psi_{rd} &= L_o i_{sd} + L_r i_{rd} \\ \psi_{sq} &= L_s i_{sq} + L_o i_{rq} & \psi_{rq} &= L_o i_{sq} + L_r i_{rq} \end{aligned}$$

Fig. 8.6 Resumen de ecuaciones en coordenadas  $d$ - $q$  para el flujo de estator y rotor.



la resistencia de estator es pequeña, al menos en máquinas de media/alta potencia. Por lo tanto el flujo de estator es proporcional a la integral del voltaje de estator el cual se asume como un vector de magnitud constante.

Orientando el sistema en el flujo del estator ( $\psi_{sq} = 0$ ) y asumiendo que el flujo del estator en  $d-q$  es constante, se llega a:

$$v_{sd} = \frac{R_s}{L_s} \psi_{sd} - R_s \frac{L_0}{L_s} i_{rd} \quad (8.27)$$

$$v_{sq} = \omega_e \psi_{sd} - R_s \frac{L_0}{L_s} i_{rq} \quad (8.28)$$

$$v_{rd} = R_r i_{rd} + \sigma L_r \frac{di_{rd}}{dt} - \omega_{SL} \sigma L_r i_{rq} \quad (8.29)$$

$$v_{rq} = R_r i_{rq} + \sigma L_r \frac{di_{rq}}{dt} + \omega_{SL} \sigma L_r i_{rd} + \omega_{SL} \frac{L_0}{L_s} \psi_{sd} \quad (8.30)$$

### 8.1 Razón entre la potencia de rotor y estator.

En coordenadas vectoriales la potencia activa es proporcional al producto punto entre los vectores de corriente y los vectores de tensión. Para el caso del estator se tiene:

$$P_s = \frac{2}{3} \underline{v}_s \circ \underline{i}_s = \frac{2}{3} (v_{sd} i_{sd} + v_{sq} i_{sq}) \quad (8.31)$$

En el caso ideal, despreciando las inductancias de fuga y las pérdidas resistivas se tiene:

$$P_s \approx \omega_e \psi_{sd} i_{sq} \quad (8.32)$$

$$P_r \approx \frac{L_0}{L_s} \omega_{SL} \psi_{sd} i_{rq} \quad (8.33)$$

$$\frac{P_r}{P_s} = \frac{L_0}{L_s} \frac{\omega_{SL} \psi_{sd} i_{rq}}{\omega_e \psi_{sd} i_{sd}} = \frac{L_0}{L_s} \frac{\omega_{SL} i_{rq}}{\omega_e i_{sd}} \quad (8.34)$$

Si el sistema está orientada en el flujo de estator se tiene que:

$$\psi_{sq} = 0 \rightarrow L_s i_{sq} + L_0 i_{rq} = 0 \rightarrow i_{sq} = -\frac{L_0}{L_s} i_{rq} \quad (8.35)$$

Utilizando (8.35) en (8.34) se llega a:

$$\frac{P_r}{P_s} = -\frac{\omega_{SL}}{\omega_e} = -\frac{\omega_e - \omega_r}{\omega_e} = -s \quad (8.36)$$

Este resultado es la razón principal que explica el éxito del generador de doble excitación en aplicaciones eólicas. Si la velocidad se restringe, típicamente a  $\pm 30\%$  alrededor de la velocidad sincrónica, entonces la electrónica de potencia conectada al rotor de la máquina debe dimensionarse para el 30% de la potencia nominal del estator [5][9][10].

Utilizando la Fig. 8.7 (caso generador), La potencia de salida se puede calcular como:

$$P_T = P_s + P_r = P_s(1 - s) \quad (8.37)$$

Cuando la máquina opera como generador y el deslizamiento es negativo, operando con velocidad rotacional por encima de la sincrónica, la máquina está generando potencia desde el

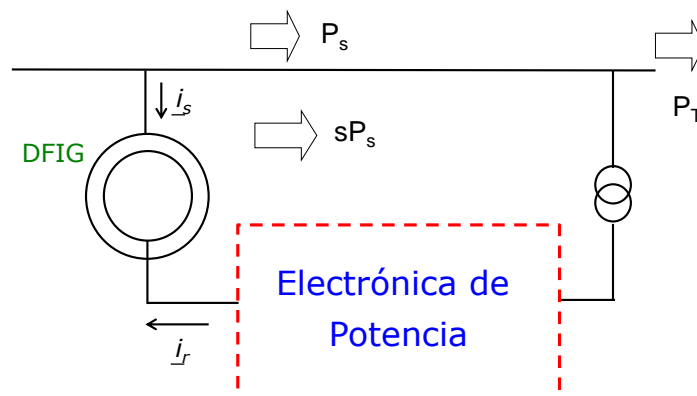


Fig. 8.7. Potencia en un DFIG.

rotor y el estator hacia la red. Por lo tanto para un 30% de deslizamiento la máxima potencia suministrada es de  $1.3P_n$ .

## 8.2. Calculo del torque en coordenadas d-q.

El torque electromagnético es calculado utilizando la expresión:

$$T_e = \frac{2}{3} \frac{P}{2} I_m (\underline{i}_r \underline{\psi}_{rs}^c) \quad (8.38)$$

$I_m$  es el operador que obtiene la parte imaginaria del valor complejo. El flujo  $\underline{\psi}_{rs}$  es el flujo que enlaza el rotor debido a las corrientes de estator y el superíndice "c" indica la aplicación del operador complejo conjugado. El flujo  $\underline{\psi}_{rs}$  se calcula desde (8.4) como:

$$\underline{\psi}_r = L_0 \underline{i}_s \quad (8.39)$$

Utilizando (8.39) en (8.38) se obtiene:

$$T_e = \frac{2}{3} \frac{P}{2} L_0 I_m (\underline{i}_r \underline{i}_s^c) \quad (8.40)$$

$$T_e = \frac{2}{3} \frac{P}{2} L_0 I_m ((i_{rd} + j i_{rq})(i_{sd} - j i_{sq})) \quad (8.41)$$

$$T_e = \frac{2}{3} \frac{P}{2} L_0 (i_{ds} i_{qr} - i_{dr} i_{qs}) \quad (8.42)$$

Utilizando (8.35) en (8.42) se tiene:

$$T_e = \frac{2}{3} \frac{P}{2} \frac{L_0^2}{L_s} i_{qr} (i_{dr} + \frac{L_s}{L_0} i_{ds}) \quad (8.43)$$

Al igual que en el caso de la máquina jaula de ardilla [2], se define una corriente magnetizante ficticia que es igual a:

$$\psi_{sd} = L_s i_{sd} + L_0 i_{rd} = L_0 i_m \rightarrow i_m = i_{dr} + \frac{L_s}{L_0} i_{ds} \quad (8.44)$$

Finalmente el torque electromagnético se puede escribir como:

$$T_e = \frac{2}{3} \frac{P}{2} \frac{L_0^2}{L_s} i_{qr} (i_m) \quad (8.45)$$

Las ecuaciones (8.43) y (8.45) muestran que la máquina de doble excitación, para fines de control, ha sido transformada en una máquina de corriente continua [5]. El flujo se controla utilizando una corriente magnetizante ficticia. Para flujo constante el torque electromagnético es proporcional a la corriente en cuadratura del rotor [11].

Cuando el generador de doble excitación está conectado a la red, la potencia reactiva de estator puede ser controlada utilizando la corriente directa de rotor (ver (8.43)). Para conexión a la red el flujo de estator es prácticamente constante debido a que la resistencia de estator es pequeña. Por lo tanto si se suministran mas reactivos que los necesarios por el rotor, la corriente directa de estator se vuelve negativa (ver (8.43)) [12][13].

Al igual que en la máquina jaula de ardilla, no es posible cambiar el flujo de estator instantáneamente a pesar de que se varíe la tensión de estator. Si la máquina es magnetizada completamente desde el estator ( $i_{rd}=0$ ), la ecuación (8.22) indica que el flujo de estator en el dominio de Laplace se obtiene como:

$$\psi_{sd} = \frac{v_{sd}}{s\tau_s + 1} \quad \tau_s = \frac{L_s}{R_s} \quad (8.46)$$

Es decir el flujo cambia exponencialmente con una constante de tiempo definida por la inductancia y resistencia de estator [14].

### 8.3 Zonas de operación de la máquina de doble excitación.

De acuerdo a (8.45) el torque electromagnético puede ser controlado para operar la máquina como estator o rotor dependiendo del signo de la corriente en cuadratura  $i_{qr}$ . Esto se muestra en la Fig. 8.8. Las partes *a* y *b* muestran la operación del sistema como motor. En este caso el flujo de potencia en el rotor es hacia la red para operación sub síncrona.

La máquina de doble excitación es usualmente utilizada como generador y los flujos de potencia obtenidos se muestran en la Fig. 8.7 partes *c* y *d*. Despreciando las pérdidas, al operar a la velocidad sincrónica la potencia de rotor es cero. En este caso el rotor es alimentado por una corriente continua y la máquina de rotor bobinado es similar a un generador sincrónico.

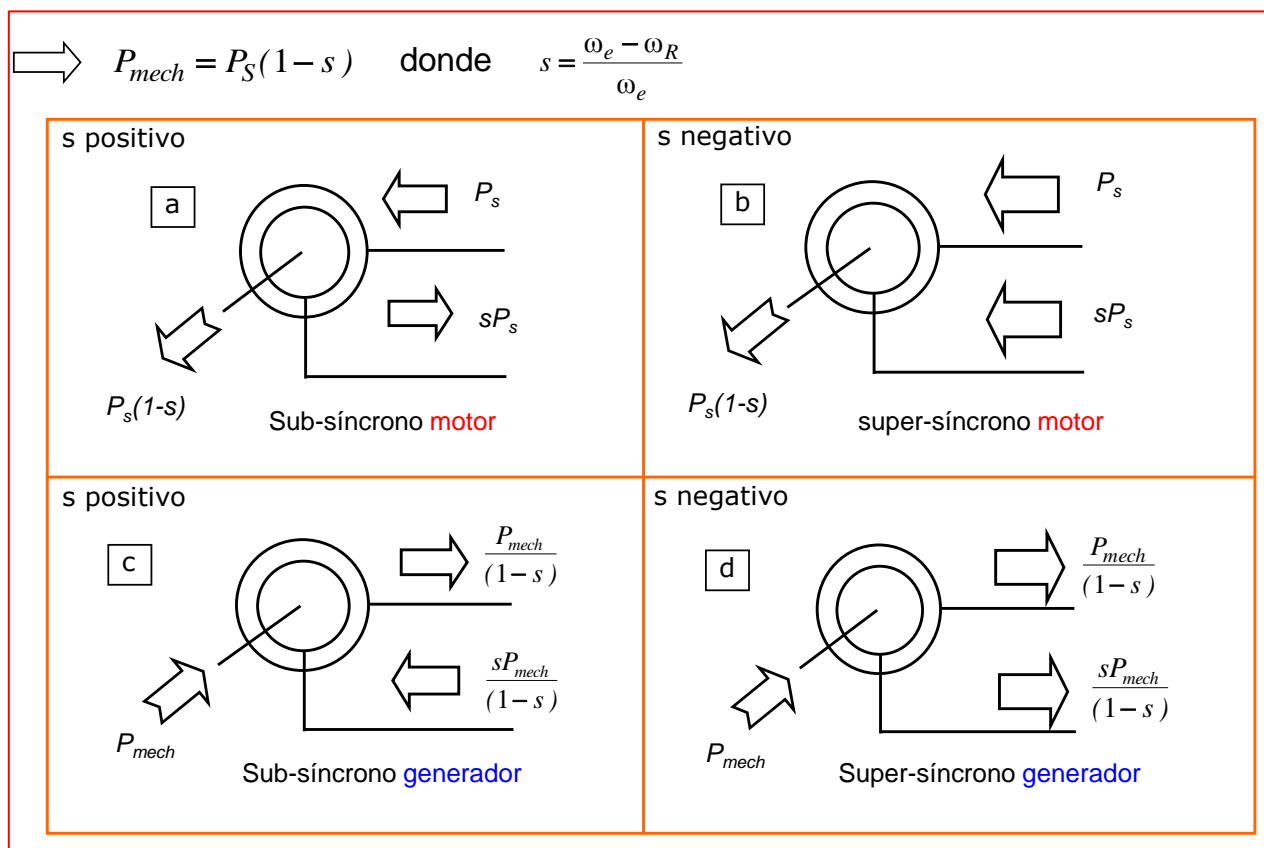


Fig. 8.8. Zonas de operación de una máquina de doble excitación.

## Capítulo IX

# CONTROL DE VELOCIDAD Y/O TORQUE EN LA MÁQUINA DE DOBLE EXCITACIÓN

## IX. Control de Velocidad y/o Torque en la Máquina de Doble Excitación

En general los métodos para controlar la máquina de doble excitación se pueden dividir en:

- Insertar resistencias en el rotor.
- Esquema de control Kramer.
- Esquema de control Scherbius.

### 9.1 Resistencias en el Rotor.

El uso de resistencias externas en el rotor, conectadas a través de anillos deslizantes (ver Fig. 9.1), es un método de control que se utilizaba para modificar la curva de torque y regular la velocidad de la máquina en un rango restringido [1][2].

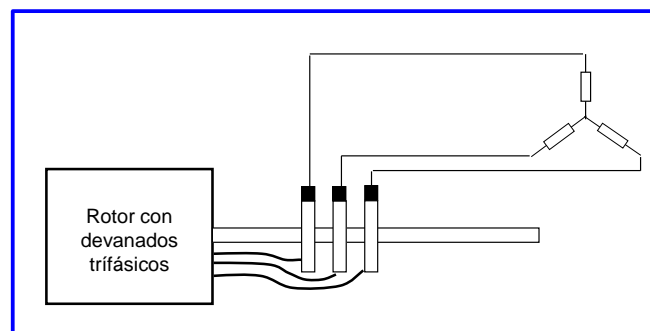


Fig. 9.1. Esquema típico en que se insertan resistencias al estator utilizando los anillos rozantes.

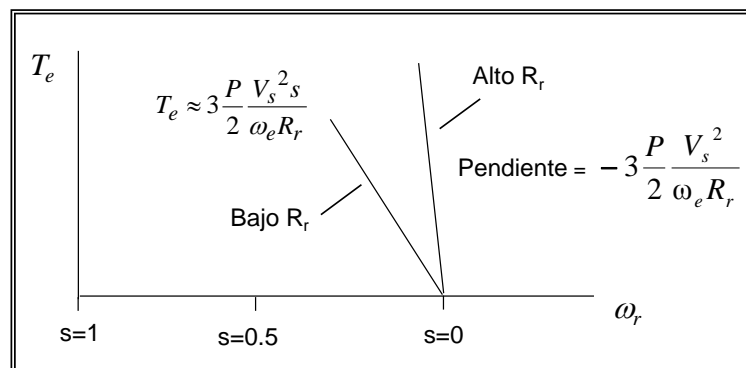


Fig. 9.2. Curva de operación en función de la resistencia de rotor.

La curva de torque, en función de la resistencia de rotor, se muestra en la Fig. 9.2. Por lo tanto al añadir resistencias externas es factible cambiar la pendiente de la curva. El principal problema de esta metodología es que aumentan las pérdidas en el rotor. Al operar como generador a velocidad super-sincrónica, la máquina de doble excitación puede entregar a la red una potencia  $P_r = -sP_s$  desde el rotor. Al utilizar resistencias de rotor, esa energía se disipa como calor.

A pesar de su simplicidad, en el presente este método de control se utiliza escasamente debido a su alta ineficiencia.

### 9.2. Esquema Kramer

Este esquema se muestra en las Figs. 9.3 y 9.4 y se basa en el sistema de control propuesto en 1908 por el ingeniero alemán C. Kramer [15][16]. La topología del conversor se basa en un rectificador de seis pulsos no controlado, conectado al rotor. En el lado del estator se encuentra un conversor basado en tiristores, que es operado en el modo inversor. Un transformador está conectado entre la red y el conversor, de forma de ajustar los voltajes de red a los niveles utilizados por el rotor.

La potencia del rotor, proporcional al deslizamiento  $s$ , se extrae del rotor utilizando el puente de diodos. La tensión de salida corresponde a la expresión:

$$V_1 = \frac{3\sqrt{2}V_r}{\pi} \quad (9.1)$$

Donde  $V_r$  es la tensión efectiva línea a línea en terminales de rotor. La tensión  $V_2$  se calcula como:

$$V_2 = \frac{3\sqrt{2}NV_s}{\pi} \cos(\alpha) \quad (9.2)$$



Donde  $NV_s$  es el voltaje en el secundario del transformador y  $\alpha$  es el ángulo de disparo del puente de tiristores conectado al secundario del transformador.

El sistema de control se muestra en la Fig. 9.4. El error de velocidad se procesa utilizando un controlador PI que regula la corriente en la bobina central. Utilizando las ecuaciones de un

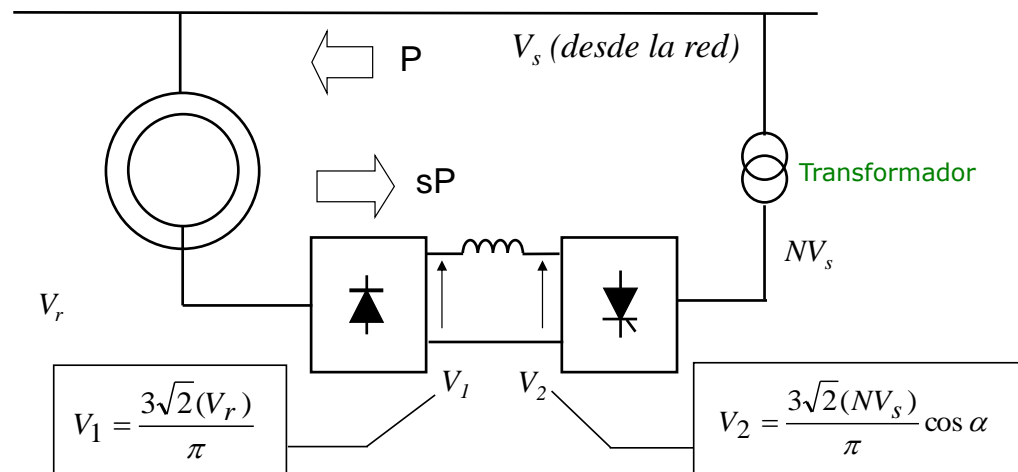


Fig. 9.3. Esquema Kramer

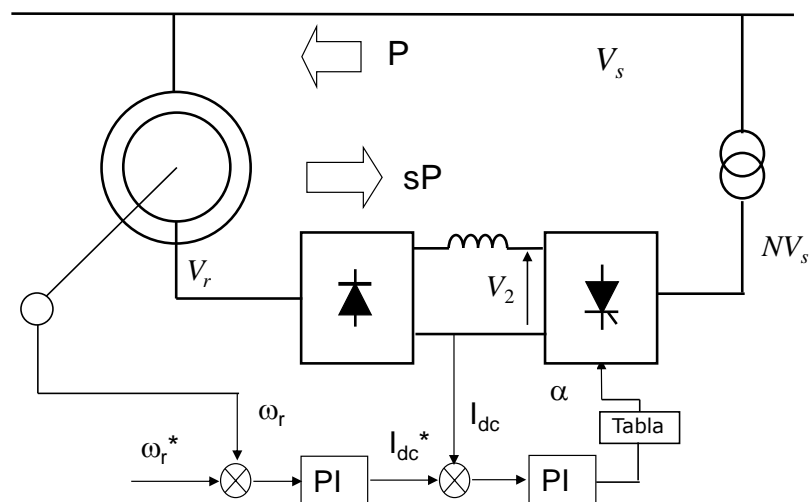


Fig. 9.4. Sistema de control típicamente utilizado en un esquema Kramer

puente de tiristores de seis pulsos es simple demostrar que el torque de la máquina es proporcional a la corriente  $I_{dc}$ . Para la topología de la Fig. 9.4 el ángulo de disparo del convertidor de salida se regula entre  $90^\circ$  y aproximadamente  $150^\circ$ , variando la tensión  $V_2$  y controlando la corriente  $I_{dc}$ .

El sistema Kramer tiene la desventaja de que puede operar solo como motor a velocidades sub-síncronas [11]. Cuando se necesita operar en todas las zonas mostradas en la Fig. 8.8, es necesario utilizar el esquema Scherbius.

### 9.3. Esquema Scherbius.

El esquema Scherbius fue propuesto por el ingeniero alemán Arthur Scherbius, el creador de la máquina de codificación “Enigma” utilizada para encriptar mensajes durante la segunda guerra mundial. Este esquema Scherbius fue propuesto a principios del siglo 20 [17], [18].

La topología Scherbius permite flujo de potencia bidireccional en el rotor [17], [19]. Por lo tanto operación a velocidad sub-síncrona y super-síncrona, tanto como motor como generador, son posibles. Las Figs. 9.5 y 9.6 muestran dos topologías comúnmente utilizadas en esta configuración. En la topología de la Fig. 9.5 y dependiendo de la velocidad de operación y signo del torque, los convertidores 1 y 2 deben operar como rectificadores controlados o inversores. La metodología de control utilizada se basa en obtener los ángulos de disparo, fuera de línea, como una función de la carga y velocidad, utilizando el modelo de estado estacionario de la máquina. Estos ángulos son almacenados en una “look-up table” y utilizados durante la operación del sistema en (por ejemplo) generación eólica.

El principal problema de la configuración mostrada en la Fig. 9.5 es mal desempeño a velocidades cercanas a la sincrónica. En este caso la tensión de rotor es pequeña (ver (8.29) y

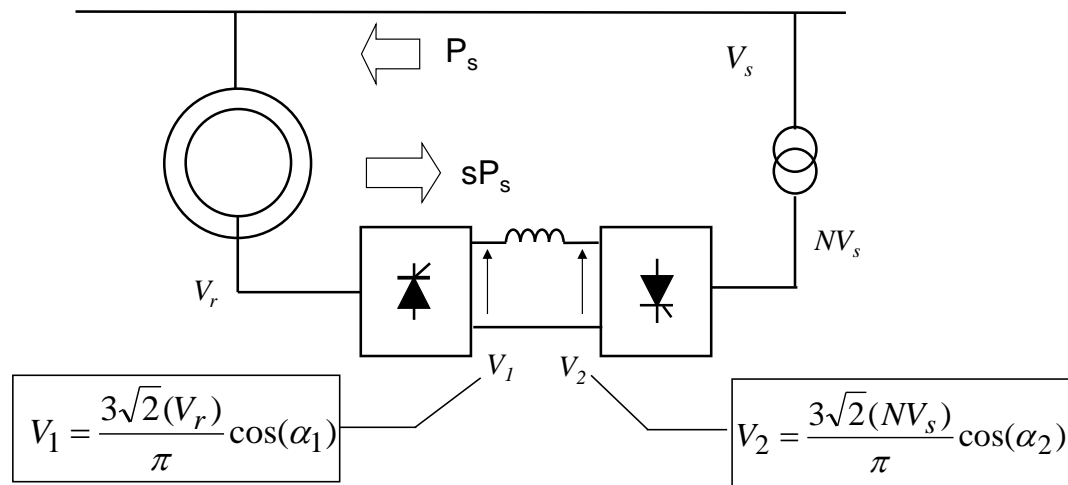


Fig. 9.5. Esquema Scherbius basado en conversores fuente de corriente y dispositivos de conmutación natural.

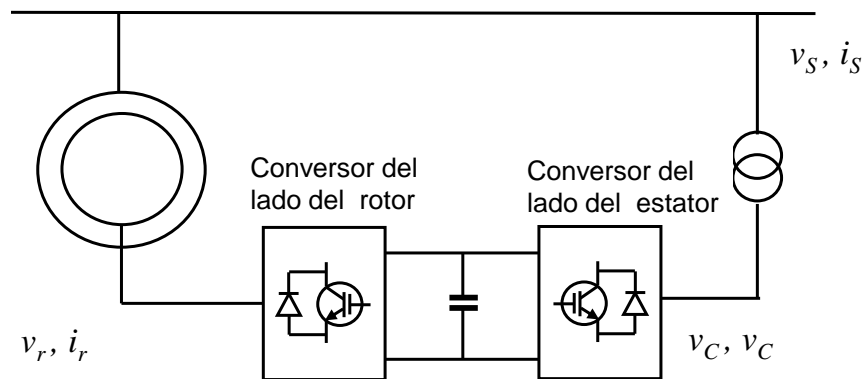


Fig. 9.6. Esquema Scherbius basado en conversores fuente de voltaje y dispositivos de conmutación forzada.

(8.30) asumiendo  $\omega_{SL}=0$ ) y el conversor 1, que se encuentra conectado al lado de rotor puede fallar debido a que no existen las condiciones para producir la conmutación natural [17][18]. A pesar de que este problema puede ser solucionado, el contenido armónico de las corrientes de rotor y estator no puede ser mejorado fácilmente cuando dispositivos de conmutación natural son utilizados.

Las desventajas mencionadas anteriormente, pueden ser compensadas utilizando dispositivos de conmutación forzada conectados en topología *back-to-back* en el circuito del rotor. Esta topología permite [4]:

- Flujo de potencia bidireccional para operación como motor/generador bajo y sobre la velocidad sincrónica.
- Corrientes de rotor y estator con baja distorsión armónica.
- Control desacoplado del torque y la corriente magnetizante de la máquina.
- Control del factor de potencia con que opera el convertidor del lado de la red.

Control vectorial de convertidores *back to back* para máquinas de doble excitación, se discute en los próximos capítulos.

# Capítulo X

## CONTROL VECTORIAL DE LA MÁQUINA DE INDUCCIÓN DE DOBLE EXCITACIÓN.

## X. Control Vectorial de la Máquina de Inducción de Doble Excitación.

El control vectorial de la máquina de inducción de doble excitación se efectúa habitualmente considerando orientación en el vector flujo de estator ( $\psi_{sq}=0$ ). En otras publicaciones se propone utilizar control orientado en el vector voltaje de estator [20]. Se asume que los estudiantes de este curso pueden plantear indistintamente las ecuaciones dinámicas correspondientes a control orientado en cualquier vector de la máquina de doble excitación.

Para implementar control vectorial del DFIM se requiere lo siguiente:

- Medir o estimar el ángulo del rotor. Para esto típicamente se utiliza un encoder diferencial, aunque operación utilizando observadores de posición es factible [21][22][23]. Esto se discute en mayor detalle en el capítulo XII.
- Medir el ángulo del flujo de estator con respecto al eje  $\alpha$  de estator. Esto es necesario para efectuar la orientación.

El ángulo del flujo de estator se obtiene utilizando (8.1). Las ecuaciones son las siguientes:

$$\psi_{s\alpha} = \int (v_{s\alpha} - R_s i_{s\alpha}) dt \quad (10.1)$$

$$\psi_{s\beta} = \int (v_{s\beta} - R_s i_{s\beta}) dt \quad (10.2)$$

El ángulo  $\theta_{\psi_s}$  (habitualmente denominado  $\theta_e$ ) se obtiene de los componentes  $\alpha$ - $\beta$  como:

$$\theta_{\psi_s} = \tan^{-1} \left( \frac{\psi_{\beta s}}{\psi_{\alpha s}} \right) \quad (10.3)$$

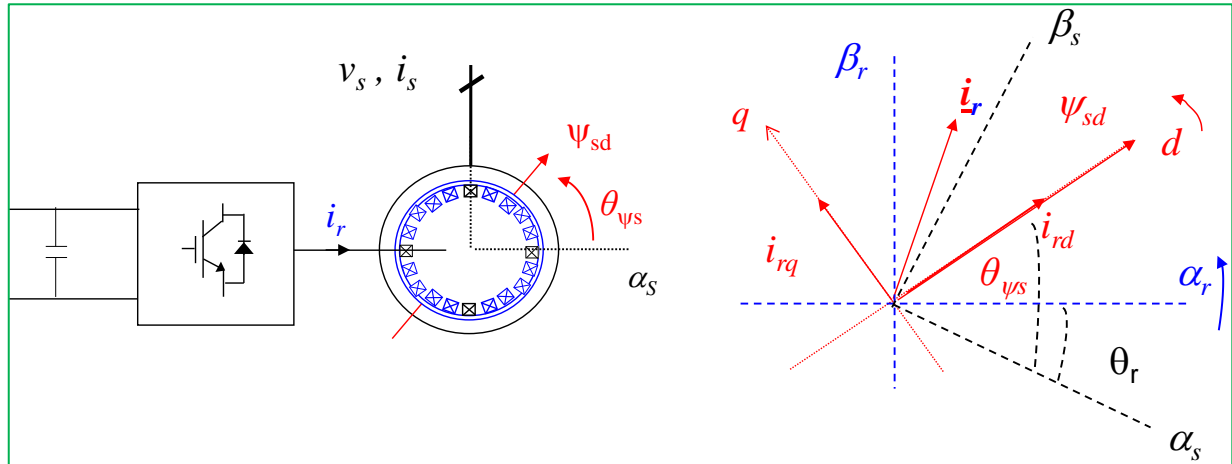


Fig. 10.1 Diagrama de vectores en una máquina de inducción de doble excitación considerando orientación en el flujo de estator.

En (10.3) se utiliza la operación arco tangente de cuatro cuadrantes, denominada *atan2* en el software disponible en los DSPs (digital signal processors) Texas Instruments. También debe tomarse en cuenta que el flujo de estator gira a velocidad  $\omega_e$  al igual que el sistema de eje sincrónicos *d-q*.

En forma similar al control vectorial directo de la máquina jaula de ardilla, el cálculo del flujo de estator requiere de un integrador modificado [2], para evitar la integración de los componentes de corriente continua presentes en las mediciones. El integrador modificado se puede obtener utilizando la siguiente función de transferencia:

$$\frac{1}{s} \approx \frac{1}{s+a} \quad (10.4)$$

El valor de “*a*” debe escogerse de forma que atenúe los componentes de continua sin producir un desfase significativo a la frecuencia de la red. Fig. 10.2 muestra la respuesta de frecuencia de un integrador modificado con función de transferencia  $1/(s + 1)$ . Nótese que en la región de interés las diferencias en las respuestas de frecuencias del integrador real y del integrador modificado son despreciables.

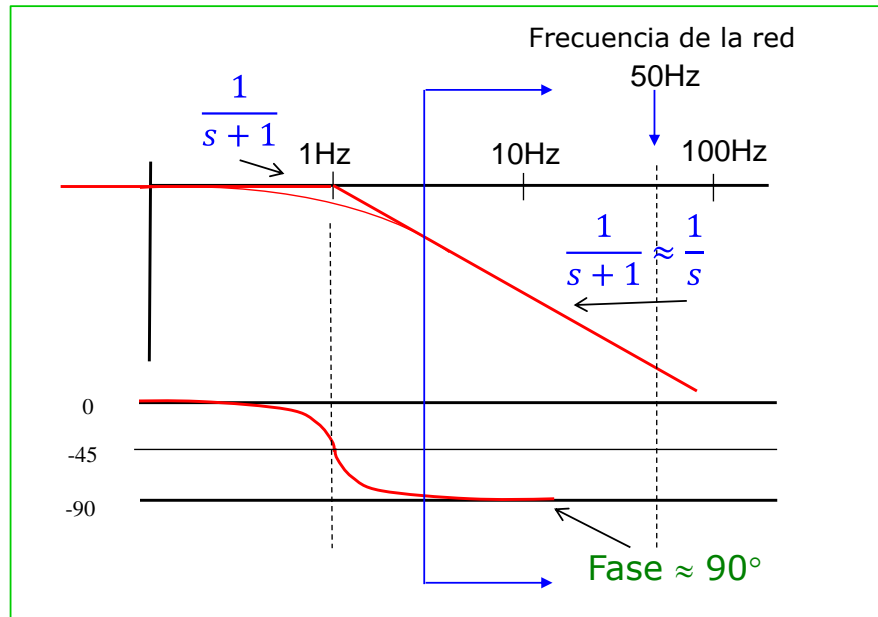


Fig. 10.2 Diagrama de magnitud y fase correspondientes al integrador real y el integrador modificado.

### 10.1. Sistema de control orientado en el flujo de estator.

El sistema de control se muestra en la Fig. 10.3. Nótese que para transformar las corrientes de rotor de  $\alpha$ - $\beta$  a  $d$ - $q$  y viceversa, se debe utilizar el ángulo  $(\theta_{\psi_s} - \theta_r)$ . La derivada de este ángulo es igual a la frecuencia de deslizamiento  $\omega_{sl}$ . En color rojo se encuentran los controladores que operan con anchos de banda relativamente bajos. Este sistema de control asume que la máquina está operando como motor. Para aplicaciones de generación no siempre se regula la velocidad rotacional en el lazo externo.

Las compensaciones de voltaje se obtienen considerando las ecuaciones en  $d$ - $q$  para el voltaje de rotor. Por simplicidad las ecuaciones (8.29) y (8.30), derivadas anteriormente, se muestran en la Fig. 10.4.



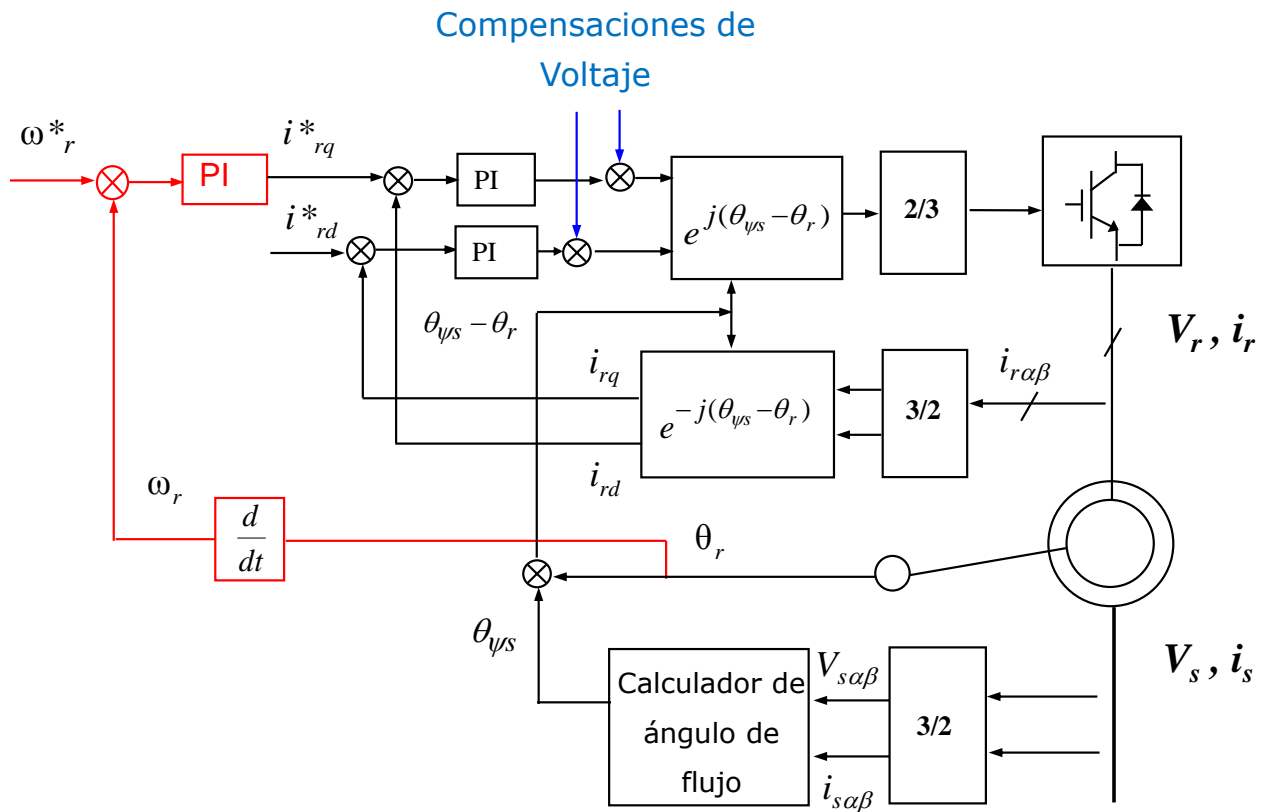


Fig. 10.3. Esquema de control vectorial considerando orientación en el flujo de estator.

### Ecuaciones de rotor considerando orientación en el flujo de estator y $\psi_{sd}$ constante

$$\begin{aligned} v_{rd} &= i_{rd}R_r + \sigma L_r \frac{d}{dt} i_{rd} - \omega_{sl} (\sigma L_r i_{rq}) \\ v_{rq} &= i_{rq}R_r + \sigma L_r \frac{d}{dt} i_{rq} + \omega_{sl} \left( \frac{L_0}{L_s} \Psi_{sd} + \sigma L_r i_{rd} \right) \end{aligned}$$

Fig. 10.4. Ecuaciones de rotor, considerando flujo de estator constante.

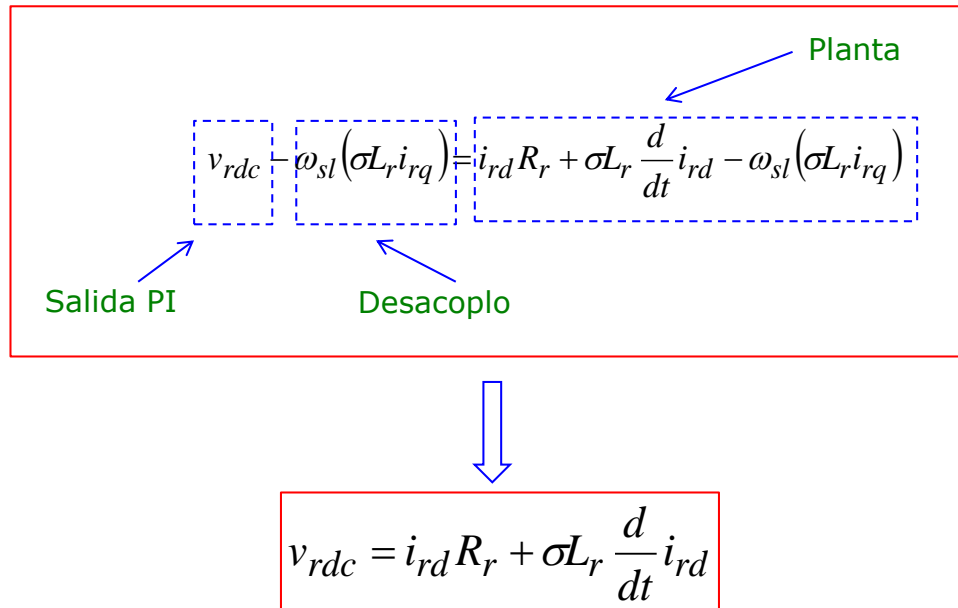


Fig. 10.5. Términos de desacoplo aplicados a los controladores de corriente de rotor, de sistema de control vectorial discutido en este capítulo.

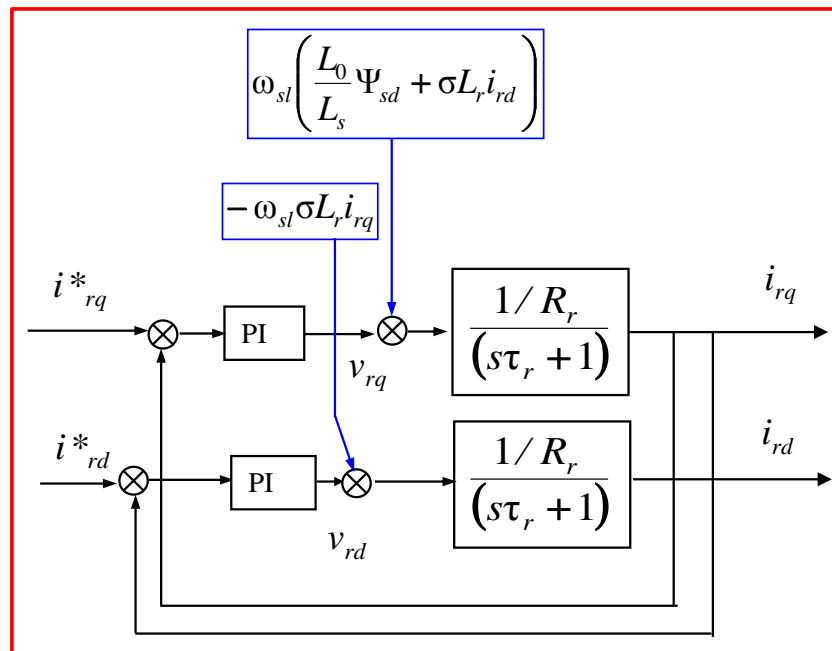


Fig. 10.6. Implementación de los términos de desacoplo para los controladores de corriente del sistema de control vectorial

Los términos de desacoplo se calculan de forma que el voltaje entregado por el controlador a los devanados de rotor, dependa exclusivamente de la resistencia e inductancia de rotor. Esto se logra si a la salida de los controladores se suman los términos de desacoplo de la forma mostrada en las Figs. 10.5 y 10.6.

Al utilizar desacoplamiento, la tensión de rotor en el eje directo es  $v_{rdc} = (s\sigma L_r + R_r)$  (ver Fig. 10.5). Utilizando una metodología similar es posible encontrar los términos de desacoplamiento para el eje  $q$ . El sistema de control considerando estos términos se muestra en la Fig. 10.6.

Por medio de root-locus es relativamente simple diseñar los controladores de corriente para lograr anchos de banda entre 50Hz-150Hz y coeficientes de amortiguamiento de  $\zeta=0.8$  o mayor. El típico diagrama de Evans para efectuar este diseño se muestra en la Fig. 10.7. El lugar

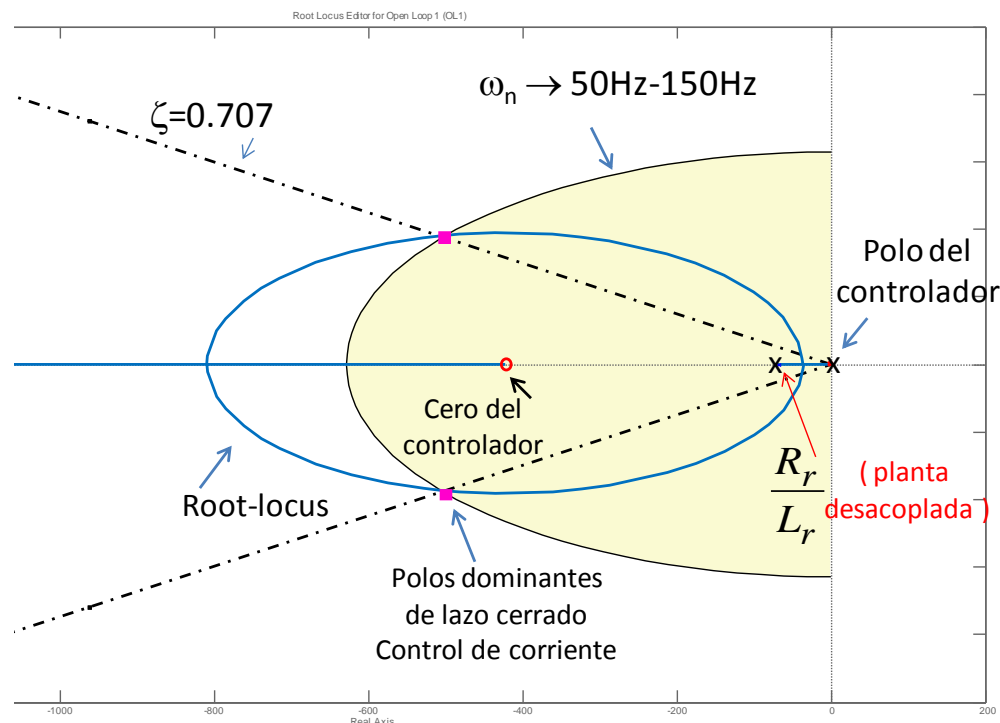


Fig. 10.8. Diseño de los controladores de corriente utilizando la técnica de Evans.

de la raíz debería ser un círculo centrado en el cero del controlador. Sin embargo por problemas de escala la Fig. 10.7 muestra una forma ovalada.

## 10.2 Algunos Problemas Simples.

**Problema:** Al igual que en un alternador, un generador del tipo DFIG debe sincronizarse con la red antes de conectarse en paralelo con esta. Por lo tanto en el estator de la máquina deben generarse voltajes de la misma magnitud y en fase con el voltaje de la red, antes de proceder a la conexión.

Demuestre que para sincronizar el generador, éste debe alimentarse en el rotor con tensiones:

$$v_{dr} = \frac{\omega_s L_r}{\omega_e L_0} v_{Gd} + \frac{R_r}{\omega_e L_0} v_{Gq} \quad (10.5)$$

$$v_{qr} = -\frac{R_r}{\omega_e L_0} v_{Gd} + \frac{\omega_s L_r}{\omega_e L_0} v_{Gq} \quad (10.6)$$

Tome en cuenta que antes de la conexión el estator del DFIG está a lazo abierto. El subíndice “G” se utiliza para referirse a las tensiones de la red (grid) que son medidas por dos transductores efecto Hall.

**Solución:** El diagrama del sistema se muestra en la Fig. 10.9. Existe un switch estático o contactor de alta velocidad que conecta la máquina de doble excitación con la red después de alcanzar la sincronización. Las funciones de transferencia  $F_1$  y  $F_2$  representan las expresiones (10.5) y (10.6).

Utilizando las ecuaciones (8.29) y (8.30) y asumiendo operación en estado estacionario, se tiene:

$$\underline{v}_{sdq} = \frac{R_s}{L_s} \underline{\psi}_{sdq} + j\omega_e \underline{\psi}_{sdq} - R_s \frac{L_0}{L_s} \underline{i}_{rdq} \quad (10.7)$$

$$\underline{v}_{rdq} = R_r \underline{i}_{rdq} + \sigma L_r (j\omega_{sL}) \underline{i}_{rdq} + (j\omega_{sL}) \frac{L_0}{L_s} \underline{\psi}_{sdq} \quad (10.8)$$

Debido a que no existe corriente de estator, el flujo de estator se obtiene como:

$$\underline{\psi}_{sdq} = L_0 \underline{i}_{rdq} \quad (10.9)$$

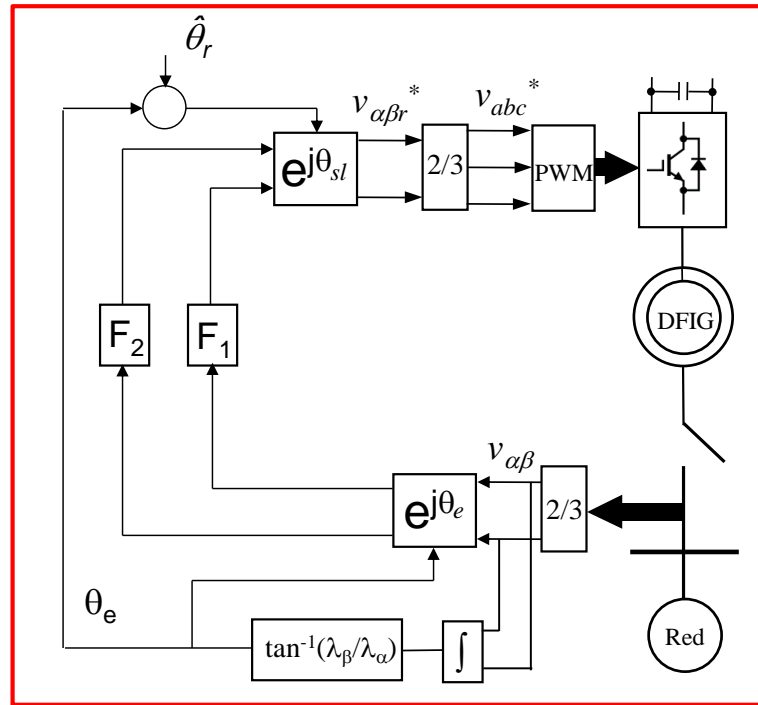


Fig. 10.8 Sincronización del DFIG con la red.

Reemplazando (10.9) en (10.7) se tiene:

$$\underline{v}_{sdq} = j\omega_e L_0 \underline{i}_{rdq} \rightarrow \underline{i}_{rdq} = -j \frac{\underline{v}_{sdq}}{\omega_e L_0} \quad (10.10)$$

Utilizando (10.9) en (10.8) se llega a:

$$\underline{v}_{rdq} = R_r \underline{i}_{rdq} + (j\omega_{sL}) \underline{i}_{rdq} \left[ \sigma L_r + \frac{L_0^2}{L_s} \right] \quad (10.11)$$

Desarrollando (10.11) se tiene:

$$\underline{v}_{rdq} = R_r \underline{i}_{rdq} + (j\omega_{sL}) \underline{i}_{rdq} \left[ \frac{(L_s L_r - L_0^2)}{L_s L_r} L_r + \frac{L_0^2}{L_s} \right] \quad (10.12)$$

Utilizando (10.10) en (10.12):

$$\underline{v}_{rdq} = \frac{-jR_r \underline{v}_{sdq}}{\omega_e L_0} + \frac{\omega_{sL} L_r \underline{v}_{sdq}}{\omega_e L_0} \quad (10.13)$$

Separando en parte real e imaginaria y haciendo  $\underline{v}_{sdq} = \underline{v}_{Gdq}$  se llega a:

$$v_{rd} = \frac{\omega_{sL} L_r}{\omega_e L_0} v_{Gd} + \frac{R_r}{\omega_e L_0} v_{Gq} \quad (10.14)$$

$$v_{rq} = -\frac{R_r}{\omega_e L_0} v_{Gd} + \frac{\omega_{sL} L_r}{\omega_e L_0} v_{Gq} \quad (10.15)$$

Problema: Cuando se conecta un generador de doble excitación a una red débil desbalanceada, el voltaje de estator tiene componentes de secuencia positiva y negativa. El vector de voltaje de estator, en componentes  $\alpha$ - $\beta$  se representa como:

$$\underline{v}_s = v_1 e^{j\omega_e t} + v_2 e^{-j\omega_e t} \quad (10.16)$$

Donde el término  $v_2 e^{-j\omega_e t}$  es la componente de secuencia positiva. Se pide:

- Demuestre que cuando el rotor de la máquina es alimentada por corrientes sinusoidales balanceadas, el torque de la máquina tiene una componente pulsante de frecuencia  $2\omega_e$ .
- En estas condiciones, ¿Es posible obtener la potencia nominal a la salida del DFIG operando en condiciones de desbalance?. Justifique.
- ¿Qué problemas adicionales puede ocasionar a la máquina la conexión a una red desbalanceada?. Son estos problemas similares a los que se encuentran en un generador de inducción jaula de ardilla?.

Solución:

- a) Una componente de secuencia negativa significa que (matemáticamente) existen dos vectores rotatorios. La secuencia negativa que rota en sentido horario, y la secuencia positiva que rota en sentido anti horario. Esta teoría fue propuesta por Charles Legeyt Fortescue en 1918. La figura 10.9 muestra un sistemas de ejes rotatorios. En este caso la secuencia positiva y el eje d-q están girando en la misma dirección y la secuencia negativa se encuentra girando en sentido contrario. Considerando el voltaje de (10.16), el flujo de estator se puede obtener como:

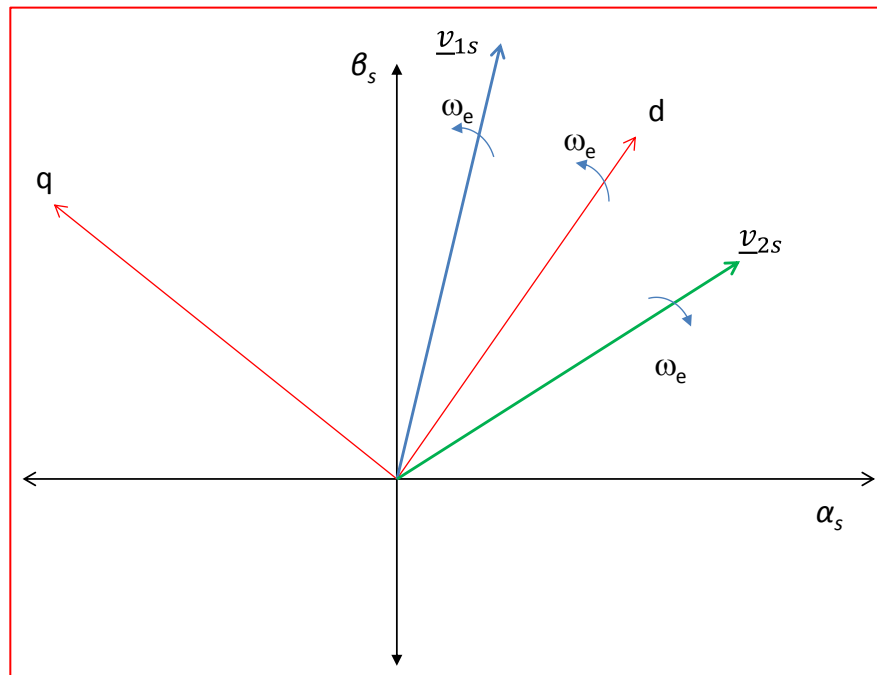


Fig. 10.9. Diagrama de vectores considerando voltajes de secuencia positiva y negativa.

$$\underline{\psi}_s = \int [(v_1 e^{j\omega_e t} + v_2 e^{-j\omega_e t}) - R_s \underline{i}_s] dt \quad (10.17)$$

Dado que la resistencia de estator es pequeña (muchas veces se asume como despreciable), es relativamente simple demostrar que el flujo de estator puede escribirse como:

$$\underline{\psi}_s = \psi_1 e^{j(\omega_e t + \theta_1)} + \psi_2 e^{-j(\omega_e t + \theta_2)} \quad (10.18)$$

Donde  $\theta_1$  y  $\theta_2$  son ángulos de desfase que no tienen mayor importancia y se utilizan para considerar el caso mas general de (10.18). Los símbolos  $\psi_1$  y  $\psi_2$  representan las magnitudes de los componentes de secuencia positiva y negativa de  $\underline{\psi}_s$ . Refiriendo (10.18) a coordenadas d-q y asumiendo que el sistema está operando a velocidad  $\omega_e$  constante se tiene:

$$\begin{aligned} & \left[ \underline{\psi}_s = \psi_1 e^{j(\omega_e t + \theta_1)} + \psi_2 e^{-j(\omega_e t + \theta_2)} \right] e^{-j\omega_e t} \rightarrow \\ \underline{\psi}_{sdq} &= \psi_1 e^{j\theta_1} + \psi_2 e^{-j(2\omega_e t + \theta_2)} \end{aligned} \quad (10.19)$$

Por lo tanto el flujo de estator tiene una componente de doble frecuencia en coordenadas  $d$ - $q$ . Este componente se debe al flujo de secuencia negativa. El mismo resultado puede obtenerse por simple inspección de Fig. 10.9.

El flujo de estator se obtiene como:

$$\underline{\psi}_s = L_s \underline{i}_s + L_0 \underline{i}_r \quad (10.20)$$

Utilizando (10.18), (10.20) y asumiendo que la corriente de rotor es balanceada (sin componentes de secuencia negativa) se concluye que  $\underline{i}_s$  también contiene componentes de secuencia negativa. Por lo tanto se puede escribir como:

$$\underline{i}_s = i_1 e^{j(\omega_e t + \theta_3)} + i_2 e^{-j(\omega_e t + \theta_4)} \quad (10.21)$$

$$\underline{i}_{sdq} = i_1 e^{j\theta_3} + i_2 e^{-j(2\omega_e t + \theta_4)} \quad (10.22)$$

Donde la corriente en eje  $d$  corresponde a la parte real de (10.22) y la corriente en eje  $q$  corresponde a la parte imaginaria. Utilizando (8.43) el torque se puede calcular como:

$$T_e = \frac{2}{3} \frac{P}{2} \frac{L_0^2}{L_s} i_{qr} \left( i_{dr} + \frac{L_s}{L_0} [i_1 \cos \theta_3 + i_2 \cos(2\omega_e t + \theta_3)] \right) \quad (10.23)$$

De esta forma se demuestra que el torque tiene una componente de doble frecuencia para las condiciones del problema.



b) Al utilizar corriente desbalanceada, se podría tener una de las fases del estator operando con la corriente nominal (efectiva) y las otras dos operando, por ejemplo, a mitad de la corriente nominal. Esto genera calentamiento localizado en los devanados y además produce que dos de las fases no estén generando potencia nominal a la red. En este caso la máquina de doble excitación está siendo sub-utilizada.

c) Uno de los efectos de las componentes de secuencia negativa en el estator, es la generación de voltajes relativamente altos en el rotor. Utilizando (8.21) (la cual por simplicidad se repite a continuación), se tiene:

$$\underline{v}_{rdq}(s) = R_r \underline{i}_{rdq}(s) + \sigma L_r (s + j\omega_{SL}) \underline{i}_{rdq}(s) + (s + j\omega_{SL}) \frac{L_0}{L_s} \underline{\psi}_{sdq}(s) \quad (10.24).$$

analizando las componentes dinámicas que se encuentra en el término  $(s + j\omega_{SL}) \frac{L_0}{L_s} \underline{\psi}_{sdq}(s)$  de (10.24), se obtiene:

$$\frac{d(\psi_1 e^{j\theta_1} + \psi_2 e^{-j(2\omega_e t + \theta_2)})}{dt} = -2\omega_e j \psi_2 e^{-j(2\omega_e t + \theta_2)} \quad (10.25)$$

La parte real y la parte imaginaria de (10.25) corresponden a los componentes  $d$  y  $q$  respectivamente. El valor obtenido desde (10.25) es equivalente a una tensión adicional en el voltaje  $d$ - $q$  de rotor. De esta forma los voltajes de rotor quedan como:

$$v_{rdT} = v_{rd} + 2\omega_e \psi_2 \sin(2\omega_e t + \theta_2) \quad (10.26)$$

$$v_{rqT} = v_{rq} + 2\omega_e \psi_2 \cos(2\omega_e t + \theta_2) \quad (10.27)$$

Donde  $v_{rdT}$  y  $v_{rqT}$  son los voltajes “totales” aplicados al rotor y  $v_{rd}$ ,  $v_{rq}$  son los voltajes externos, sintetizados por el inversor conectado al rotor. Estos voltajes sinusoidales de doble frecuencia no siempre pueden ser compensados, debido a que el ancho de banda de los

controladores debe ser alto para eliminar estas componentes (control resonante es una opción).

El resultado mostrado en (10.26) y (10.27) es también aplicable al caso de máquinas jaula de ardilla. En este caso los voltajes externos  $v_{rd}$  y  $v_{rq}$  son ceros (las barras están en cortocircuito) pero existe un voltaje de doble frecuencia en el rotor que no es despreciable y puede inducir altas corrientes en la jaula, incrementando las pérdidas y generando pulsaciones de torque de alta frecuencia que pueden dañar los componentes mecánicos conectados al eje.

Nótese que cuando se mencionan voltajes y corrientes de doble frecuencia se hace referencia a señales que se encuentran en el eje  $d-q$ . En coordenadas  $\alpha-\beta$  de rotor la frecuencia de las señales es dependiente de la velocidad de rotación.

# Capítulo XI

## CONTROL VECTORIAL DEL CONVERTIDOR CONECTADO A LA RED.

## XI. Control Vectorial del Conversor Conectado a la Red

Para el esquema Scherbius implementado con dispositivos de conmutación forzada, se utilizan típicamente dos convertidores fuentes de voltaje en conexión *back-to-back*, permitiendo flujo bilateral de potencia. Otras topologías, como el uso de convertidores matriciales [24][25] son factibles pero no han sido utilizadas comercialmente.

El convertidor del lado de rotor se controla vectorialmente de forma de obtener regulación desacoplada de la potencia activa (o torque) y potencia reactiva (o corriente magnetizante). Esto ya fue presentado y analizado en el capítulo anterior. En este capítulo se discutirá el control del otro convertidor presente en el *back-to-back*, el que para esta aplicación se encuentra conectado a la red (ver Fig. 1).

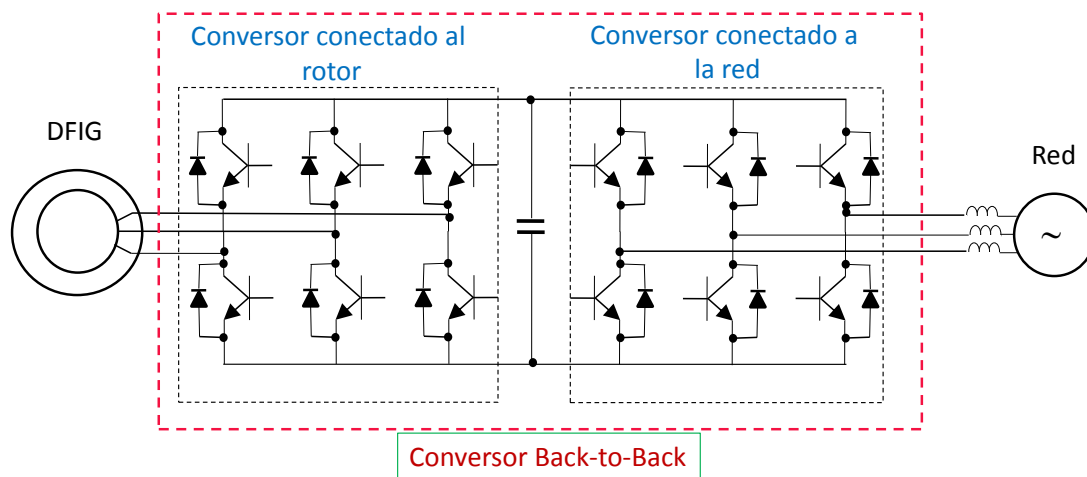


Fig. 11.1 Conversor *back-to-back* conectado entre el rotor y la red.

El convertidor conectado a la red se controla de forma de balancear el flujo de potencia entre el rotor y el estator. Esto significa que, despreciando las pérdidas, en estado estacionario las corrientes en el enlace de corriente continua,  $i_R$  e  $i_G$  son iguales (ver Fig. 11.2). El sistema de control del convertidor conectado a la red (denominado *grid-side converter* or *front-end converter*

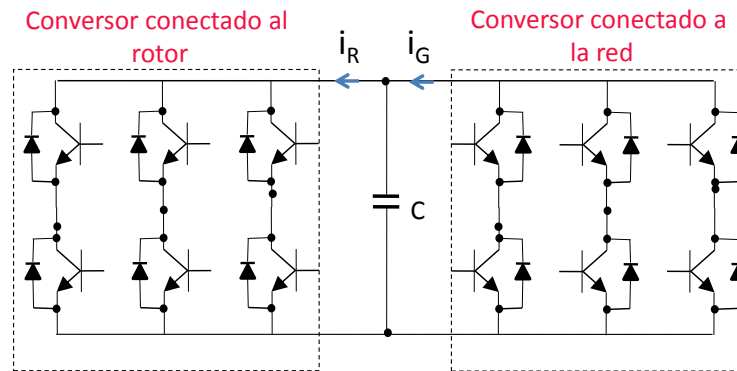


Fig. 11.2. Corriente del enlace de corriente continua.

en la literatura anglosajona) es usualmente vectorial y en la mayor parte de las aplicaciones se utiliza orientación en el vector voltaje de red.

### 11.1 Ecuaciones del convertidor front-end.

Despreciando los armónicos de alta frecuencia, el circuito equivalente del convertidor front-end corresponde al que se muestra en la Fig. 11.3. El convertidor está representado por una fuente trifásica balanceada cuya magnitud, fase y frecuencia pueden ser controladas por métodos de modulación PWM, (por ejemplo SVM). Una bobina actuando como filtro es utilizada para eliminar la distorsión armónica en las corrientes entregadas a la red. Esta también limita los altos valores de  $di/dt$ , que podrían producirse al colocar dos fuentes de tensión en paralelo, en este caso la red y el convertidor. La resistencia que se muestra en la Fig. 11.3 corresponde a la intrínseca de la bobina.

En coordenadas  $\alpha$ - $\beta$  las ecuaciones del sistema pueden escribirse como:

$$\underline{v} = R\underline{i} + L \frac{d\underline{i}}{dt} + \underline{v}_g \quad (11.1)$$

Con  $\underline{v} = v_\alpha + jv_\beta$ ,  $\underline{i} = i_\alpha + ji_\beta$  Transformando (11.1) a un eje sincrónico que rota a velocidad  $\omega_e$  se obtiene:

$$\left[ \underline{v} = R\underline{i} + L \frac{d\underline{i}}{dt} + \underline{v}_g \right] e^{-j\theta_e} \quad (11.2)$$

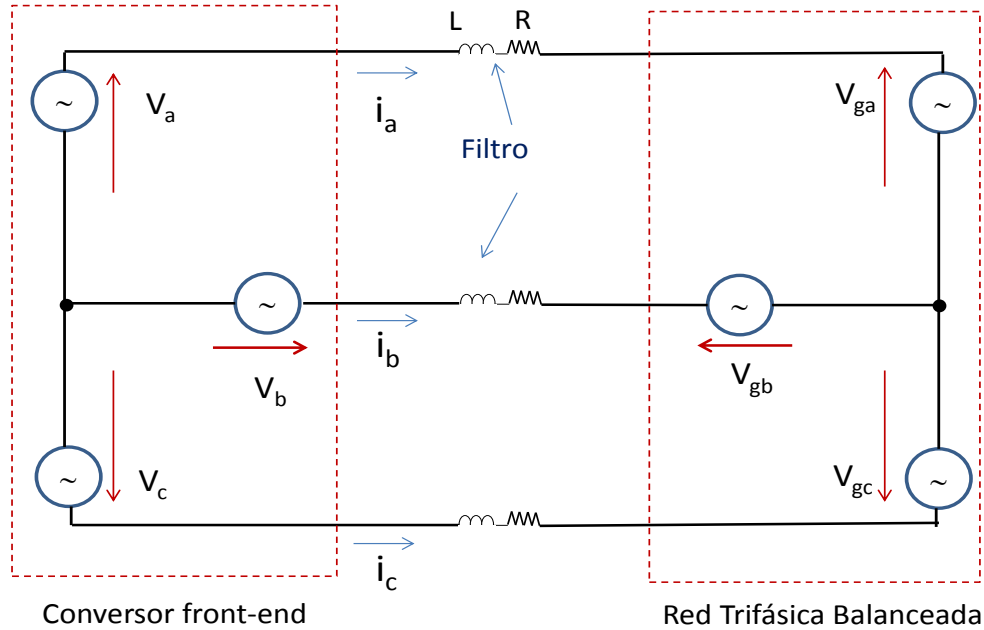


Fig. 11.3. Diagrama simplificado del convertidor front-end

Donde :

$$\theta_e = \int \omega_e dt \quad (11.3)$$

Transformando (11.2) a coordenadas  $d-q$ , se obtiene:

$$\underline{v}_{dq} = R\underline{i}_{dq} + L \frac{d\underline{i}_{dq}}{dt} + j\omega_e L \underline{i}_{gdq} + \underline{v}_{gdq} \quad (11.4)$$

Orientando el sistema de control en el vector de voltaje de red, ( $\underline{v}_g = v_{gd} + j0$ ), se obtiene el diagrama vectorial de la Fig. 11.4.

Descomponiendo (11.4) en parte real e imaginaria:

$$v_d = Ri_d + L \frac{di_d}{dt} - \omega_e Li_q + v_{gd} \quad (11.5)$$

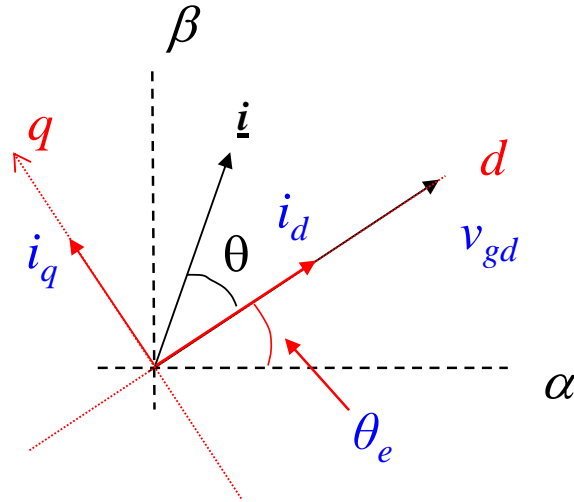


Fig. 11.4. Diagrama vectorial de un convertidor front-end.

$$v_q = Ri_q + L \frac{di_q}{dt} + \omega_e Li_d \quad (11.6)$$

La principal ventaja de orientar en el vector voltaje de estator, se encuentra en que la potencia activa y reactiva se pueden controlar en forma desacoplada [26][27]. Al considerar la transformada  $\alpha$ - $\beta$

$$\begin{bmatrix} \psi_\alpha \\ \psi_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & \sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \psi_a \\ \psi_b \\ \psi_c \end{bmatrix} \quad (11.7)$$

que no es conservativa en potencia, el factor (2/3) debe ser considerado. Por lo tanto la potencia aparente se calcula como  $S = 2/3 \underline{v}_{dq} \underline{i}_{dq}^c$ , donde el superíndice "c" representa el operador complejo conjugado. Asumiendo orientación en el vector voltaje de red se obtiene:

$$P + jQ = \frac{2}{3} v_{gd} (i_d - ji_q) \rightarrow P = \frac{2}{3} v_{gd} i_{gd} \quad Q = -\frac{2}{3} v_{gd} i_{gq} \quad (11.8)$$

Es decir la potencia activa depende de la componente directa de la corriente entregada a la red y la potencia reactiva depende de la corriente en cuadratura.

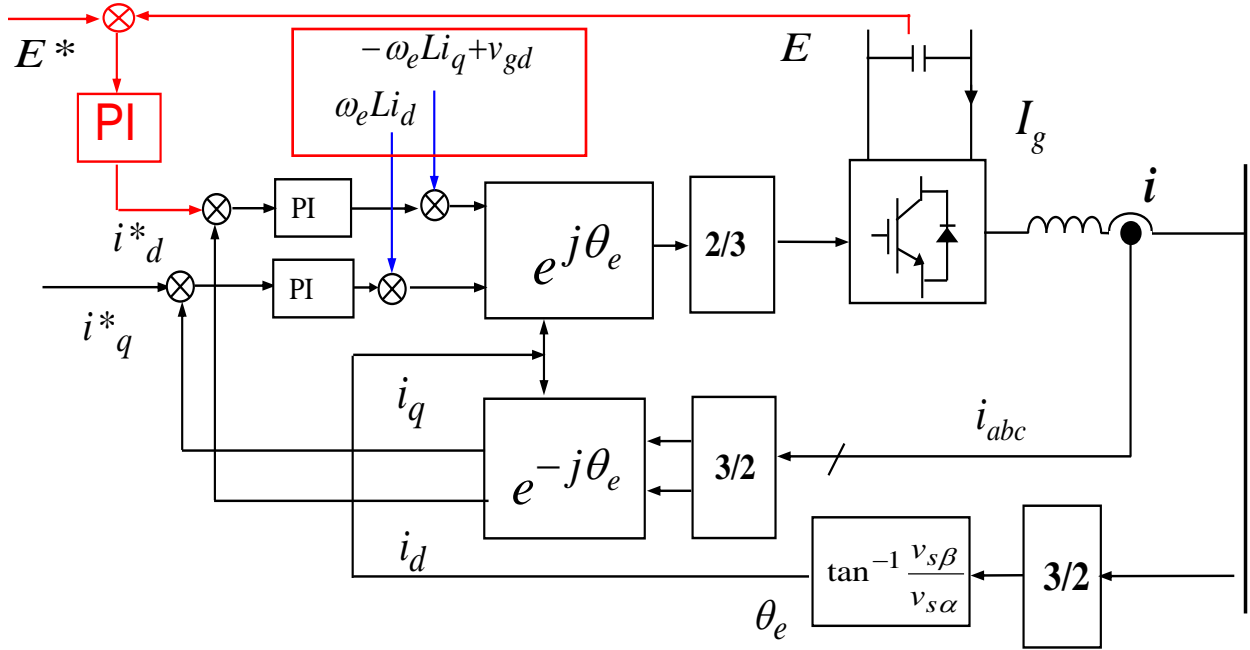


Fig. 11.5 Esquema de control vectorial aplicable al convertor front-end.

El sistema de control se muestra en la Fig. 11.5. Para obtener balance de potencia en el convertor *back-to-back*, se regula la tensión del enlace de continua a un valor de referencia  $E^*$ . Con esta metodología de control se logra que las componentes de baja frecuencia en las corrientes  $i_R$  e  $i_G$  (ver Fig. 11.2) sean iguales en estado estacionario (debido a que  $C(dE/dt) = I_G - I_R \approx 0$ ).

La salida del controlador de tensión del enlace DC es la corriente de eje directo que circula hacia/desde la red. Para regular la potencia reactiva, se debe controlar la corriente en cuadratura  $i_q$ . Se debe tener en cuenta que la corriente total no debe exceder la capacidad nominal del convertor *front-end*. Por lo tanto:

$$i_n < \sqrt{i_d^2 + i_q^2} \quad (11.9)$$



con  $i_n$  como la corriente nominal. Por lo tanto al entregar potencia reactiva se reduce el valor máximo posible de potencia activa que puede entregar (simultáneamente) el conversor. En la Fig. 11.5 el ángulo  $\theta_e$  se calcula utilizando:

$$\theta_e = \text{atan2}\left(\frac{v_{g\beta}}{v_{g\alpha}}\right) \quad (11.10)$$

Como se mencionó anteriormente, *atan2* es el operador arco tangente de cuatro cuadrantes utilizado en los procesadores digitales Texas Instruments. El software MATLAB utiliza la misma operación.

### 11.2 Phase Locked Loop (PLL) para el control del conversor front-end.

El uso de la ecuación (11.10) para obtener el ángulo del vector voltaje de red, presenta algunas complicaciones particularmente cuando el voltaje se encuentra desbalanceado o con algún tipo de distorsión armónica. En este caso la metodología convencional es orientar el sistema de control vectorial en la componente de secuencia positiva del vector de voltaje. Existen dos métodos propuestos en la literatura para lograr la orientación. Utilizar un filtro sincrónico (implementado en coordenadas  $d-q$ ) de primer orden [24] o un algoritmo denominado *Phase Locked Loop* o PLL [28][29]. Esta última metodología se discutirá en esta sección debido a que presenta algunas ventajas, especialmente cuando la frecuencia de la red es sometida a variaciones, por ejemplo en el caso de micro-redes operando bajo droop control.

Fig. 11.6 muestra los bloque componentes de un típico PLL. Debe tenerse en cuenta que existen distintas topologías de PLL propuestas en la literatura y ésta es solo una de ellas.

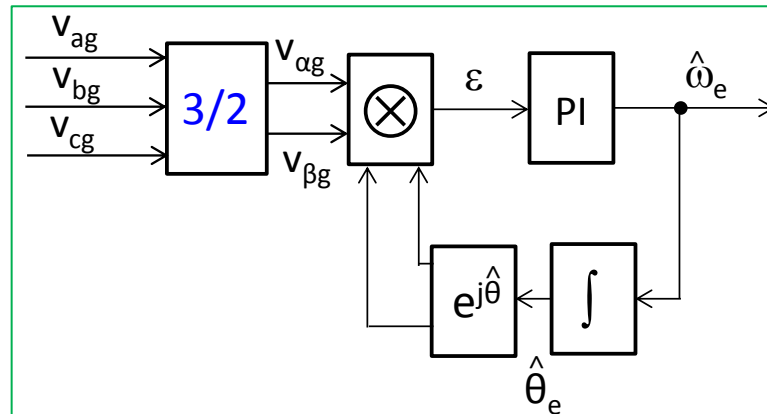


Fig. 11.6. Diagrama de bloques de un *Phase-Locked-Loop* utilizado para obtener el ángulo de la componente de secuencia positiva del voltaje.

En la Fig. 11.6 el símbolo  $\otimes$  representa producto cruz entre dos vectores. El vector de voltaje  $\underline{v}_g$  y un vector de módulo unitario creado internamente por el software del PLL (operador  $e^{j\hat{\theta}}$  en Fig. 11.6). Recuerde que el símbolo “^” se utiliza para representar una estimación.

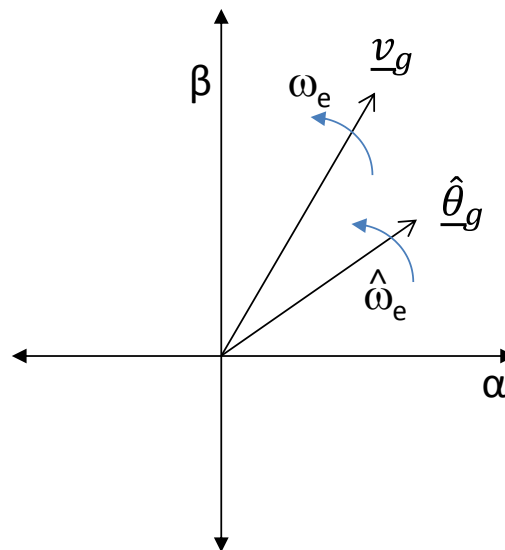


Fig. 11.7. Vector de voltaje de red y vector unitario ficticio creado por el PLL.

En coordenadas  $\alpha\beta$  el producto cruz puede obtenerse como:

$$\varepsilon = (v_{g\alpha} + jv_{g\beta}) \otimes (\cos(\theta_e) + j\sin(\theta_e)) = v_{g\alpha}\sin\theta_e - v_{g\beta}\cos\theta_e \quad (11.10)$$

El producto cruz es igual a cero cuando ambos vectores se encuentran en fase. Fig. 11.7 muestra el principio de operación. Ambos vectores se encuentran girando a velocidades  $\omega_e$  y  $\hat{\omega}_e$ . Cuando ambos vectores están en fase se cumple que:

$$\theta_e = \hat{\theta}_e \text{ y } \varepsilon = 0 \quad (11.11)$$

Cuando la salida del PLL converge, se utiliza el valor estimado  $\hat{\theta}_e$ , para orientar el sistema de control vectorial en este ángulo. Para diseñar el controlador PI que se encuentra en el PLL, se debe utilizar un modelo de pequeña señal. Este modelo se obtiene de la definición de producto cruz como:

$$\varepsilon = |\underline{v}_g| |\underline{v}_g| \sin(\theta_{error}) = |\underline{v}_g| \sin(\theta_{error}) \quad (11.12)$$

Donde  $|\underline{v}_g|$  es el módulo de la tensión de la red y  $\theta_{error}$  es definido como:

$$\theta_{error} = \theta_e - \hat{\theta}_e \quad (11.13)$$

La expresión (11.12) es no lineal y se requiere un modelo de pequeña señal en torno a un punto de operación para efectuar el diseño. Linealizando (11.12) se obtiene:

$$\Delta\varepsilon = \frac{\partial\varepsilon}{\partial\theta_{error}} \Delta\theta_{error} = |\underline{v}_g| \cos(\theta_{error0}) \Delta\theta_{error} \quad (11.14)$$

Donde  $\theta_{error0}$  corresponde el punto de operación. Habitualmente se diseña el PLL para operar con un  $\theta_{error0}$  pequeño, cuando el “lock” entre los vectores ya se ha logrado. Por lo tanto  $\cos(\theta_{error0}) \approx 1$ . Con esta simplificación y utilizando (11.14) se obtiene el modelo de pequeña señal que se muestra en la Fig. 11.7.

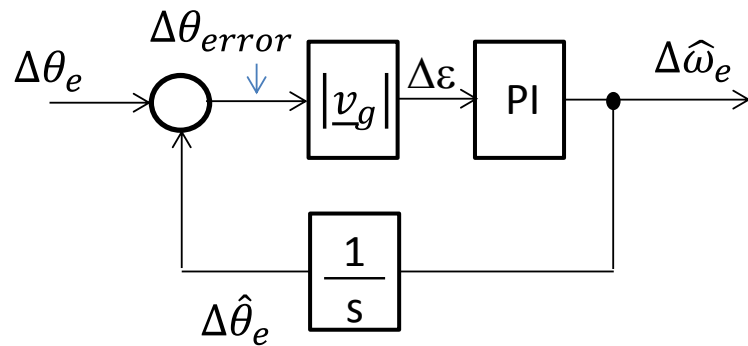


Fig. 11.8 Modelo de pequeña señal para el diseño del controlador en el PLL.

Un PLL lineal con respecto a  $\theta_{error}$  se discute en el próximo capítulo, sección 12.3.

El método del lugar de la raíz u otra herramienta de control lineal puede ser utilizada para diseñar el controlador PI del PLL (ver Fig. 11.9). El sistema a lazo cerrado tiene una función de transferencia de sistema de segundo orden + el cero del controlador PI es decir:

$$\frac{\Delta\hat{\theta}_e}{\Delta\theta_e} = \frac{\omega_n^2}{a} \frac{(s+a)}{(s^2+2\omega_n s+\omega_n^2)} \quad (11.15)$$

El PLL debe diseñarse con suficiente ancho de banda para seguir la fundamental del voltaje pero debe rechazar las componentes de doble frecuencia y otras propias de la secuencia negativa o distorsión armónica presentes en el voltaje del estator. Convencionalmente anchos de banda de aproximadamente 10Hz-30Hz son apropiados para operar con una red de 50Hz. Sin embargo debe tenerse en cuenta que el PLL es un estimador de frecuencia y posición angular. Por lo tanto el ancho de banda de este observador depende de las características dinámicas del sistema donde el PLL se encuentra inserto.

Con respecto al coeficiente de amortiguamiento, valores de  $\zeta$  entre 0.7-0.8 son adecuados, aunque operación sub-amortiguada ( $\zeta > 1$ ) es también factible.

En la Fig. 11.8  $|v_g|$  es parte de la ganancia del sistema. Si el módulo voltaje de red tiene fluctuaciones importantes, puede ser necesario compensar la ganancia del controlador PI para obtener un buen desempeño dinámico del sistema en todo el rango de operación. Compensaciones tipo “*gain scheduling*” o continuas pueden ser utilizadas en el sistema del PLL. El uso de errores normalizados, como se discute en el próximo capítulo (sección 12.2) son matemáticamente equivalentes.

En caso necesario PLLs adicionales deben ser utilizados. Por ejemplo para orientar el sistema de control vectorial del DFIG en el ángulo de la componente de secuencia positiva del flujo de estator.

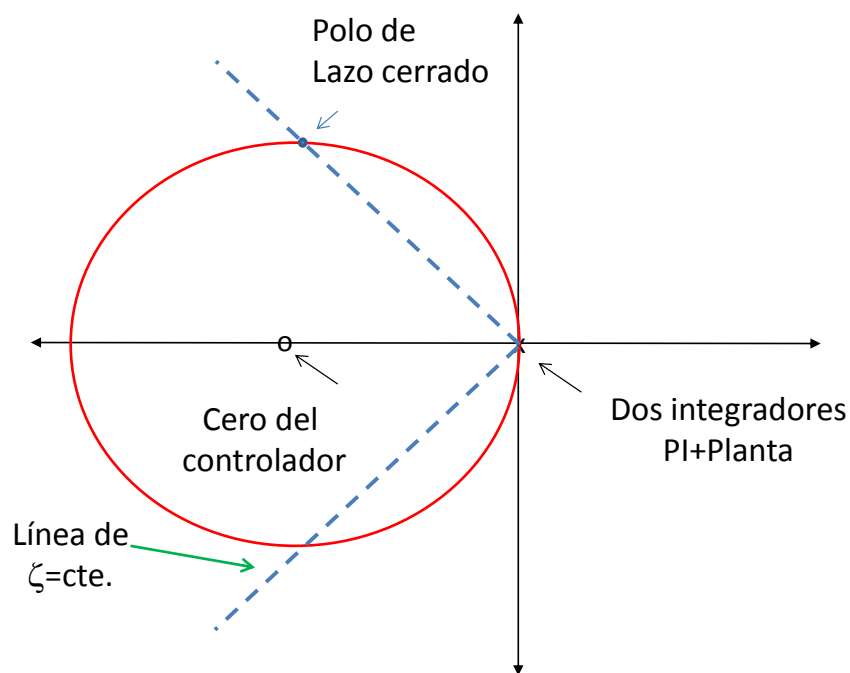


Fig. 11.9. Diseño del controlador del PLL utilizando lugar de la raíz.

### 11.3 Diseño del controlador de tensión del enlace de continua

El sistema de control considerando el PLL se muestra en la Fig. 11.10. El controlador del voltaje en el enlace de corriente continua también puede diseñarse por medio de modelos de pequeña señal [30][31]. Considerando las corrientes continuas de la Fig. 11.2 y despreciando las pérdidas se obtiene:

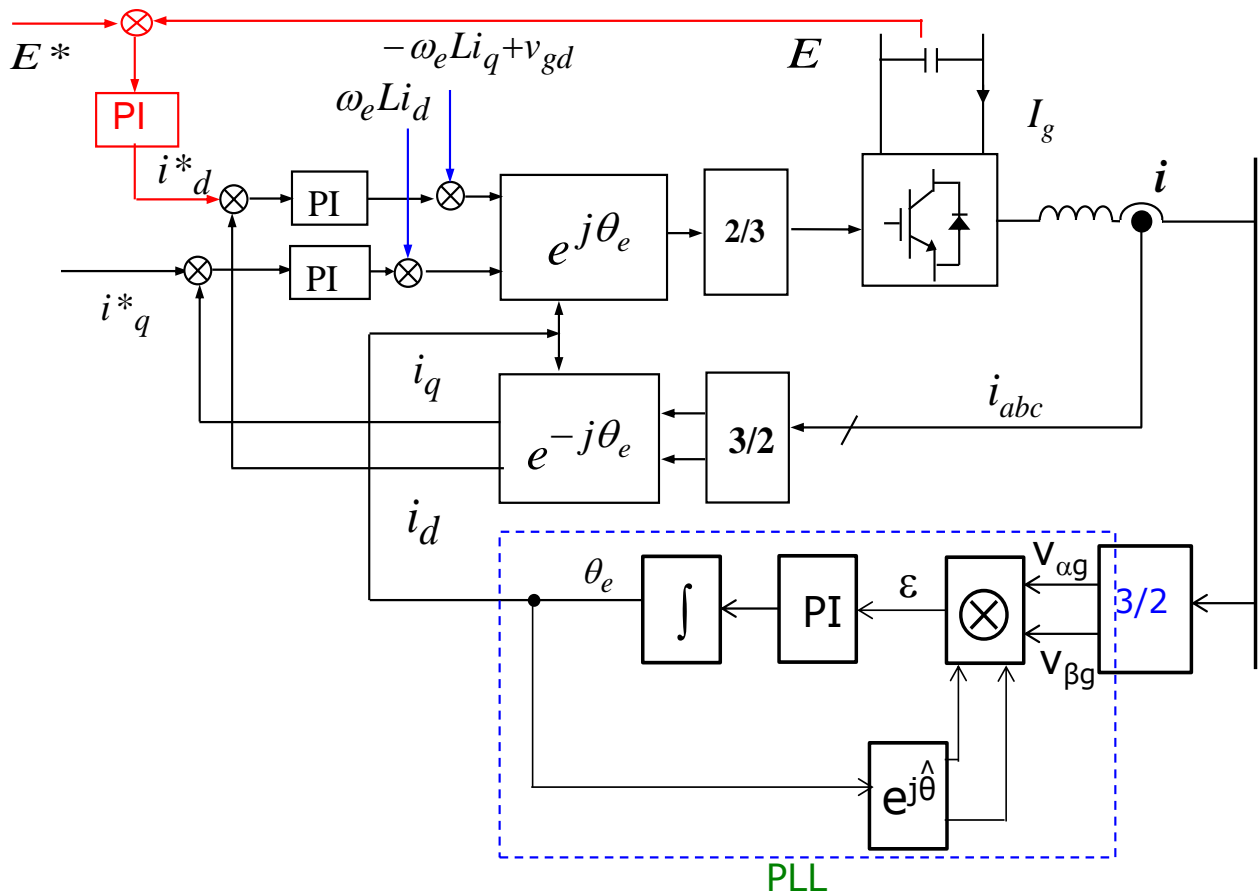


Fig. 11.10. Sistema de control vectorial, incluyendo PLL, para el control del conversor front-end.

$$EI_R = P_r = \frac{(1-s)}{s} P_{Total} = (\omega_e - \omega_r) T_e \quad (11.16)$$

donde  $E$  es la tensión en los condensadores del enlace de continua,  $\omega_r$  es la velocidad rotacional,  $\omega_e$  es la velocidad sincrónica,  $P_{Total} = \omega_r T_e$  y  $T_e$  es el torque electromagnético de la máquina de doble excitación. Se asume que durante la regulación de voltaje la velocidad rotacional se mantiene constante (dado que es una variable muy lenta) y además que los controladores de corriente son de alto ancho de banda y mantienen  $i_{qr}$  e  $i_{dr}$  bien regulados. Utilizando (11.16) se obtiene:

$$I_R = \frac{P_R}{E} \quad (11.17)$$

De la misma forma y utilizando (11.8) la potencia del conversor del lado de la red se puede obtener como:

$$EI_G = P_G = \frac{2}{3} v_{gd} i_d \rightarrow I_G = \frac{2}{3} \frac{v_{gd} i_d}{E} \quad (11.18)$$

Finalmente ambas corrientes se encuentran relacionadas por:

$$C \frac{dE}{dt} = I_G - I_R \quad (11.19)$$

Donde  $C$  es la capacitancia del enlace de corriente continua. Las expresiones (11.17) y (11.18) no son lineales con respecto a  $E$ . Utilizando modelos de pequeña señal se obtiene:

$$\Delta I_R = \frac{\partial(P_R/E)}{\partial E} \Delta E = -\frac{P_{R0}}{E_0^2} \Delta E \quad (11.20)$$

$$\Delta I_G = \frac{\partial(P_G/E)}{\partial E} \Delta E + \frac{\partial(P_G/E)}{\partial i_d} \Delta i_d = -\frac{P_{G0}}{E_0^2} \Delta E + \frac{2}{3} \frac{v_{gd0}}{E_0} \Delta i_d \quad (11.21)$$

el subíndice “0” indica que la variable respectiva debe ser evaluada en el punto de operación. El modelo de pequeña señal de (11.19) se obtiene como:

$$C \frac{d\Delta E}{dt} = \Delta I_G - \Delta I_R \quad (11.22)$$

Reemplazando (11.20) y (11.21) en (11.22) se llega a:

$$C \frac{d\Delta E}{dt} = -\frac{(P_{G0}-P_{R0})}{E_0^2} \Delta E + \frac{2}{3} \frac{v_{gd0}}{E_0} \Delta i_d \quad (11.23)$$

En el punto de operación y despreciando las pérdidas se tiene que la potencia  $P_{G0} = P_{R0}$ . Por lo tanto (11.23) se simplifica a:

$$C \frac{d\Delta E}{dt} = \frac{2}{3} \frac{v_{gd0}}{E_0} \Delta i_d \quad (11.24)$$

Utilizando (11.20) a (11.23), se obtiene el modelo de pequeña señal que se muestra en la Fig. 11.11. El sistema de lazos permite control desacoplado del lazo interno y externo. Recordando que el lazo externo debe tener una frecuencia natural de aproximadamente 1/7 a 1/10 (o mas) de la frecuencia natural del lazo interno, los controladores PI pueden ser diseñados por medio de lugar de la raíz, Bode o cualquier herramienta de diseño de sistemas lineales de control.

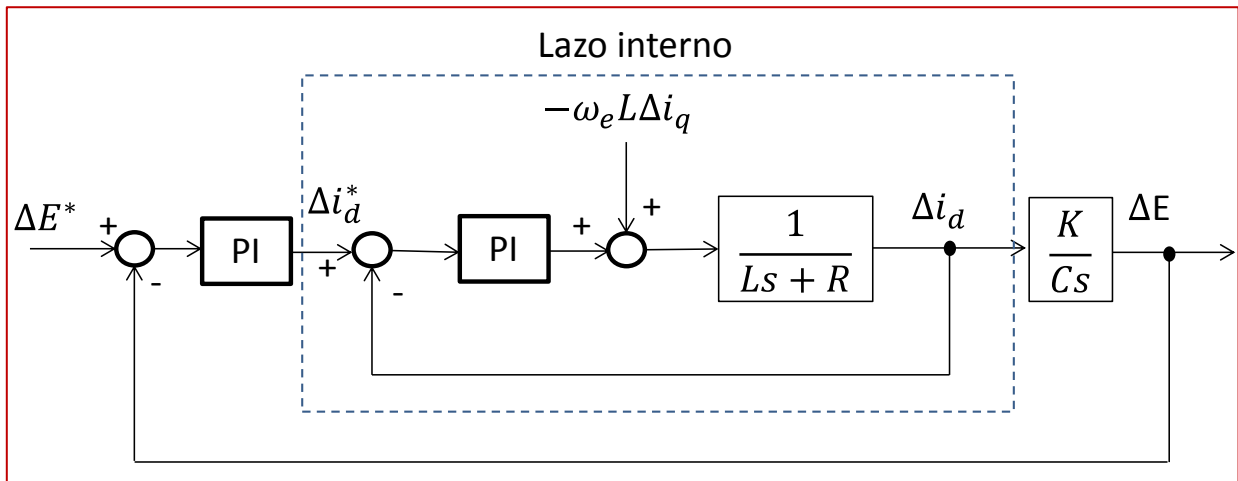


Fig. 11.11. Modelo de pequeña señal utilizado para el diseño del lazo de control de voltaje del enlace DC.

En Fig. 11.11 el valor de  $K$  corresponde a  $(2v_{gd0})/(3E_0)$  (ver (11.24)). El lugar de la raíz es similar al mostrado en la Fig. 11.8, o sea un círculo centrado en el cero del controlador.



### 11.4 Otras aplicaciones del conversor back-to-back.

El conversor back-to-back puede utilizarse en otras aplicaciones de generación a velocidad variable. Por ejemplo en un sistema eólico donde una máquina jaula de ardilla suministra energía a la red (ver 11.12) [32]. En este caso el conversor *back-to-back* debe ser diseñado para la potencia nominal del sistema. El conversor del lado de la máquina efectúa el control del generador de inducción jaula de ardilla y el conversor *front-end* es controlado, usualmente en forma vectorial, para entregar la potencia a la red.

El sistema de generación de la Fig. 11.12 puede ser implementado con máquinas de imanes permanente y generadores diesel de velocidad variable. Adicionalmente el conversor *back-to-back* puede ser utilizado en sistemas de frenado regenerativo. Los sistemas de generación de velocidad variable pueden estar conectados a la red “*infinita*” o alimentando una carga aislada.

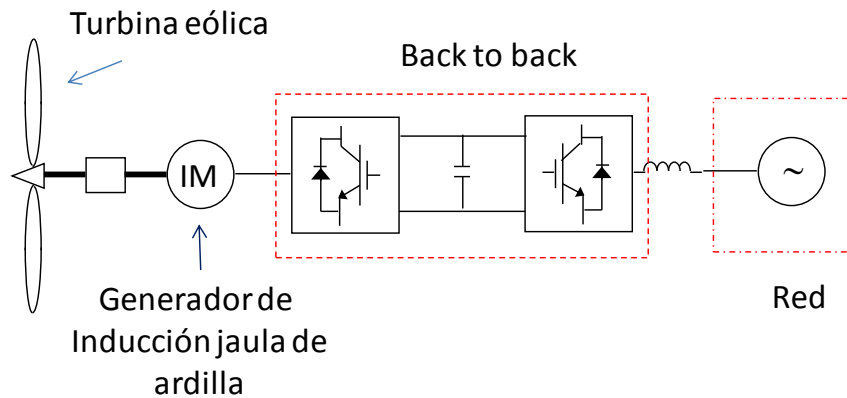


Fig. 11.12. Conversor back-to-back utilizado para el control de un generador de inducción operando a velocidad variable.

## Capítulo XII

# CONTROL VECTORIAL SENSORLESS DE MÁQUINAS DE DOBLE EXCITACIÓN

## XII. Control vectorial sensorless de máquinas de doble excitación

Para implementar el sistema de control vectorial de la máquina de doble excitación es necesario conocer el ángulo  $\theta_r$  para demodular las tensiones aplicadas al rotor (ver Fig. 10.3). En forma convencional se utiliza un encoder diferencial. Sin embargo este sensor puede ser frágil, de alto costo y tiene algunos problemas cuando opera en ambientes de alta vibración y sujeto a esfuerzos mecánicos.

El método habitualmente utilizado para estimar la velocidad rotacional en máquinas de inducción es el Model Reference Adaptive System (MRAS) [33][34]. El MRAS se compone de dos modelos. Un modelo de referencia, el cual se asume que entrega información sin errores, y un modelo adaptivo el cual es ajustado para intentar seguir al modelo de referencia con cero error en estado estacionario. Fig. 12.1 muestra un típico observador MRAS, en esa figura el vector  $\underline{x}$  (salida del modelo de referencia) es comparado con el vector  $\hat{\underline{x}}$  obtenido a la salida del modelo adaptivo. Recuerde que el superíndice “^” es utilizado para indicar estimación.

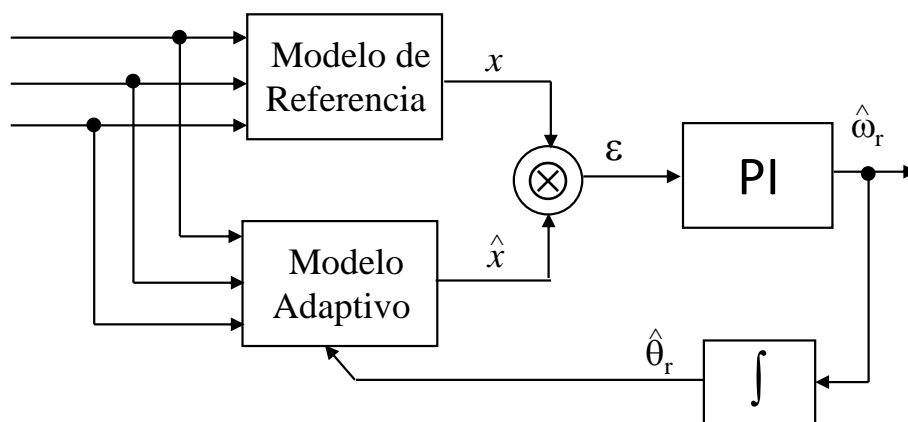


Fig. 12.1 Esquema típico de un observador MRAS.

## 12.1 MRAS Basado en la corriente del rotor.

En la literatura científica se han publicado varias topologías de observadores MRAS que pueden ser utilizadas para estimar la posición del rotor [35][36]. En este apunte se discutirá una de ellas que se basa en estimar y medir la corriente del rotor.

La corriente del rotor se puede estimar utilizando la ecuación de flujo de estator en coordenadas  $\alpha$ - $\beta$ :

$$\underline{\psi}_s = L_s \underline{i}_s + L_0 \underline{i}'_r \quad (12.1)$$

Despejando la corriente de rotor referida al estator ( $\underline{i}'_r$ ) se obtiene:

$$\underline{i}'_r = \frac{\psi_s - L_s \underline{i}_s}{L_0} \quad (12.2)$$

Refiriendo el vector de corriente desde el estator al rotor, se obtiene:

$$\underline{\hat{i}}_r = \underline{i}'_r e^{-j\hat{\theta}_r} \quad (12.3)$$

con  $\hat{\theta}_r$  como la estimación de la posición del rotor. Descomponiendo en parte real y compleja se llega a:

$$\hat{i}_{r\alpha} = i'_{r\alpha} \cos(\hat{\theta}_r) + i'_{r\beta} \sin(\hat{\theta}_r) \quad (12.4)$$

$$\hat{i}_{r\beta} = -i'_{r\alpha} \sin(\hat{\theta}_r) + i'_{r\beta} \cos(\hat{\theta}_r) \quad (12.5)$$

En (12.3)-(12.5)  $\hat{\theta}_r$  es una estimación del ángulo obtenido a la salida del MRAS. Existen distintos métodos para calcular el error entre el modelo de referencia y el modelo adaptivo. Posiblemente la metodología mas utilizada, en un sistema MRAS, es calcular el error como el producto cruz entre la corriente de rotor estimada y la corriente medida. Algebraicamente se calcula como:

$$\varepsilon = \hat{i}_{r\alpha} i_{r\beta} - i_{r\beta} \hat{i}_{r\alpha} = |\underline{i}_r| |\hat{\underline{i}}_r| \sin(\theta_{error}) \quad (12.6)$$

Donde  $\theta_{error}$  es el ángulo de fase entre las corrientes medidas y estimadas de rotor. Al examinar (12.6) se concluye que esta expresión es similar a (11.12). Esto se debe a que todas las estructuras adaptativas que utilizan producto cruz entre vectores (al menos todas las que el autor de este apunte conoce) son equivalentes a PLLs. Esto incluye a los observadores MRAS para máquinas jaula de ardilla que no han sido discutidos en este apunte.

Las corrientes  $\alpha$ - $\beta$  del “modelo” de referencia se calculan como:

$$\begin{bmatrix} i_{r\alpha} \\ i_{r\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} \quad (12.7)$$

El esquema del MRAS de corriente o Rotor Current MRAS (RC MRAS) observer, se muestra en la siguiente figura:

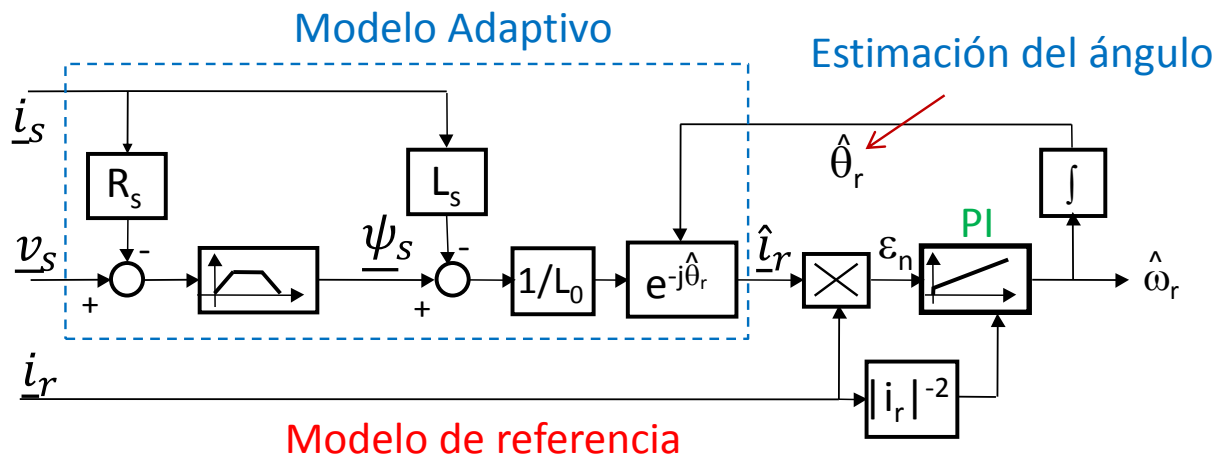


Fig. 12.2 Esquema del observador MRAS basado en corriente de rotor.

En la Fig. 11.2 se utiliza un filtro pasabanda como integrador modificado. Otra posibilidad es utilizar el filtro pasabajo de (10.4). La etapa de entrada del modelo adaptivo utiliza la medición de los voltajes y corrientes de estator (como no existe secuencia cero se requieren dos

transductores efecto Hall de voltaje y dos de corriente). Los bloques  $R_s$  y el filtro pasabanda se requieren para calcular el flujo de estator utilizando (10.1) y (10.2). Finalmente se utiliza  $L_s$  y  $L_0$  para calcular (12.2).

En Fig. 12.2 se utiliza un error normalizado es decir:

$$\varepsilon_n = \frac{|\underline{i}_r||\dot{\underline{i}}_r|\sin(\theta_{error})}{|\dot{\underline{i}}_r|^{-2}} \quad (12.8)$$

este error normalizado debe utilizarse, para evitar el cambio de ganancia de lazo cerrado que se produciría al variar la magnitud de la corriente de rotor en el error de (12.6). La compensación también puede efectuarse cambiando la ganancia del controlador PI de acuerdo al valor de la corriente de rotor. Ambos procedimientos son matemáticamente equivalentes.

Otra característica del MRAS propuesto, es que el error es igual a cero cuando ambos vectores están en fase. Esto no significa que los vectores deben tener la misma magnitud. Por ese motivo el valor de  $1/L_0$  (ver el bloque respectivo en Fig. 12.2) no necesariamente tiene influencia en el error en estado estacionario.

## 12.2 Modelo de pequeña señal.

El modelo de pequeña señal utilizado para el diseño del observador MRAS es prácticamente idéntico al utilizado para diseñar un PLL convencional (ver Fig. 11.8).

$$\Delta\varepsilon_n = \frac{\partial\varepsilon_n}{\partial\theta_{error}}\Delta\theta_{error} = \frac{|\underline{i}_r||\dot{\underline{i}}_r|\cos(\theta_{error0})}{|\dot{\underline{i}}_r|^{-2}}\Delta\theta_{error} \quad (12.9)$$

Con el subíndice "0" indicando punto de operación. Despreciando las condiciones iniciales,  $\Delta\theta_{error}$  puede calcularse como:

$$\Delta\theta_{error} = \int(\Delta\hat{\omega}_{sL} - \Delta\omega_{sL}) dt = \int(\Delta\omega_r - \Delta\hat{\omega}_r) dt \quad (12.10)$$

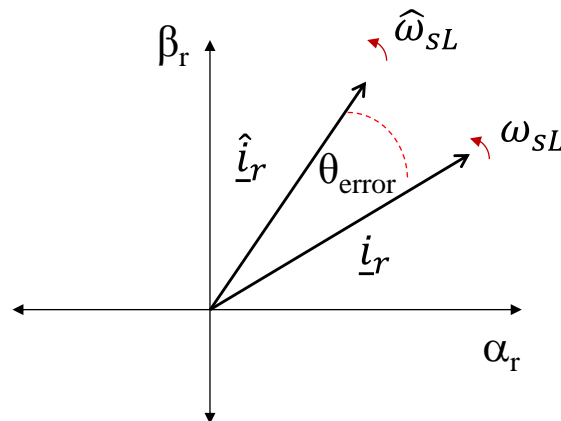


Fig. 12.3. Diagrama vectorial mostrando los vectores  $\hat{i}_r$  e  $\underline{i}_r$  girando en coordenadas  $\alpha$ - $\beta$  de rotor.

Donde  $\Delta\hat{\omega}_{sL}$  es la velocidad a la que gira el vector de corriente estimada  $\hat{i}_r$  y  $\Delta\omega_{sL}$  la velocidad con que gira el vector de corriente  $\underline{i}_r$  ambas medidas en las coordenadas  $\alpha$ - $\beta$  de rotor (ver Fig. 12.3). Sin embargo las coordenadas en las que se calcula (12.10) no tienen importancia porque en todas ellas el error normalizado de (12.9) es el mismo.

Utilizando  $\theta_{error0} = 0$  se obtiene el siguiente modelo de pequeña señal:

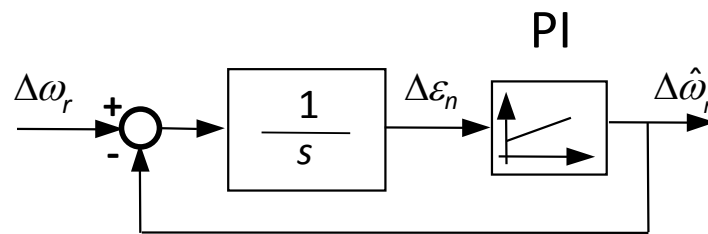


Fig. 12.3 Modelo de pequeña señal para el observador MRAS basado en corriente de rotor.

Este modelo permite el diseño del controlador PI utilizando la misma metodología que se discutió anteriormente para el caso del PLL. Como es común en el caso de observadores, la dinámica del estimador de velocidad debe ser de aproximadamente 10 veces la dinámica de la velocidad rotacional. Por lo tanto si el sistema tiene un ancho de banda de, por ejemplo, 1Hz

con respecto a la variable  $\omega_r$ , entonces el estimador MRAS debe tener una ancho de banda a lazo cerrado de 10Hz. Esto habitualmente no es un problema en aplicaciones eólicas porque los aerogeneradores poseen una muy alta inercia (debido a la masa de las aspas) y el ancho de banda del estimador MRAS puede ser reducido.

### 12.3 PLL Lineal

Debido a la alta velocidad de los procesadores digitales modernos, en la literatura se ha presentado un esquema PLL que produce un error normalizado  $\varepsilon_n$  que es lineal con respecto a  $\theta_{error}$  [37].

En esta implementación se calcula el ángulo  $\theta_{error}$  como:

$$\theta_{error} = \text{atan2} \left[ \frac{\hat{i}_r \otimes \hat{i}_r}{\hat{i}_r \circ \hat{i}_r} \right] \quad (12.11)$$

Donde  $\otimes$  representa el producto cruz y el símbolo  $\circ$  representa el producto punto. El producto cruz es proporcional al  $\sin(\theta_{error0})$  y el producto punto al  $\cos(\theta_{error0})$ .

El error normalizado se calcula entonces como:

$$\varepsilon_n = \text{atan2} \left[ \frac{\hat{i}_r \otimes \hat{i}_r}{\hat{i}_r \circ \hat{i}_r} \right] = \theta_{error} \quad (12.12)$$

Una forma alternativa de cálculo es la implementación de (12.12) en coordenadas  $\alpha$ - $\beta$ :

$$\varepsilon_n = \text{atan2} \left[ \frac{\hat{i}_{r\alpha}\hat{i}_{r\beta} - \hat{i}_{r\beta}\hat{i}_{r\alpha}}{\hat{i}_{r\alpha}\hat{i}_{r\alpha} + \hat{i}_{r\beta}\hat{i}_{r\beta}} \right] \quad (12.13)$$

La implementación de (12.12) tiene la ventaja que no utiliza el valor del  $\cos(\theta_{error0})$  para el cálculo del error (ver (12.9)). El coseno es una función no lineal y por lo tanto introduce cambios en la ganancia de la planta cuando  $\theta_{error0} \neq 0$ , o sea cuando el MRAS todavía no asegura la posición en modo "lock" entre ambos vectores.



## Capítulo XIII

# APLICACIONES EÓLICAS DE MÁQUINAS DE DOBLE EXCITACIÓN

### XIII. Aplicaciones eólicas de máquinas de doble excitación

La principal aplicación de los generadores de inducción de doble excitación se encuentra en el área de energía eólica. Mas del 50% de todos los aerogeneradores instalados a nivel mundial utilizan este tipo de máquina. A pesar de que el generador de imanes permanentes (Permanent Magnet Synchronous Generator o PMSG en la literatura anglosajona) es una tecnología de rápido crecimiento en el mercado de sistemas eólicos, algunos problemas de costos y el hecho de que el mercado de tierras raras (material utilizado para fabricar los imanes) está dominado por un solo país, producen cierta incerteza al momento de establecer que tipo de tecnología tendrá mayor preponderancia en el futuro cercano.

En este momento existen dos tipos de “nichos” de mercado. El mercado de sistemas eólicos de generación donde se privilegian sistemas robustos de bajo mantenimiento. En este caso el PMSG multipolos tiene muchas ventajas y es competitivo con otras tecnologías, por ejemplo en aplicaciones costa afuera. El segundo “nicho” de mercado para máquinas entre 1.5MW a 3 MW, instaladas en lugares donde el mantenimiento y la robustez del sistema no son tan importantes como en aplicaciones costa afuera. Este segundo nicho sigue siendo dominado por DFIGs, a pesar de que las nuevas regulaciones de los sistemas eólicos en caso de fallas, están produciendo problemas de operación al DFIG, incluso en este mercado [4].

Los modelos de aerogeneradores fabricados en el rango de 1.5MW a 2MW se muestran en la Tabla I. Máquinas de doble excitación también se utilizan a mayores potencias. Por ejemplo la compañía alemana Repower, fabrica el modelo de aerogenerador 6M con una potencia total de salida de aproximadamente 6150kW y el modelo 5M con una potencia total de salida de 5MW. En la Tabla I el acrónimo “NM” significa número de modelos.

Uno de los inconvenientes de los generadores de doble excitación se encuentra en que no es técnicamente factible fabricar un generador multipolos que pueda operar a baja velocidad

TABLA I

Sistemas de conversión de energía eólica en el rango de 1.5MW a 3MW, basados en máquinas de doble excitación

Fabricante	Series	NM	Rango de Potencia (MW)
AAER	A1650-A2000	6	2.0
Acciona	AW	6	1.5 - 3.0
Alstom Power	ECO	4	1.67 - 3.0
Dewind	D8	1	2.0
	D9.0	1	
Fuhrlander	FL	6	1.5 - 2.5
Gamesa	G	3	2.0
General Electric	GE Energy	7	1.5 - 2.5 - 2.75
Ghodawat	G	1	1.65
Guangdong Mingyang	MY	2	1.5
Hyosung	HS	1	2.0
Inox Wind	WT	1	2.0
Mitsubishi	MWT	5	2.4
Nordex	N	9	1.5 - 2.4 - 2.5
Repower	MM	6	2.0 - 2.05
Sinovel	SL	8	3.0
Suzlon	S	2	1.5 - 2.1

rotacional y ser competitivos con otras tecnologías. Por lo tanto cajas de engranajes con razón de 90:1, son necesarias para acoplar la turbina eólica con el generador.

### 13.1 Principios de Energía Eólica.

Si se tiene un disco de radio  $r$ , con una masa de viento que se mueve a velocidad constante  $v$ , la energía cinética puede escribirse como:

$$E_k = \frac{1}{2} M v^2 = \frac{1}{2} \rho l \pi r^2 v^2 \quad (13.1)$$

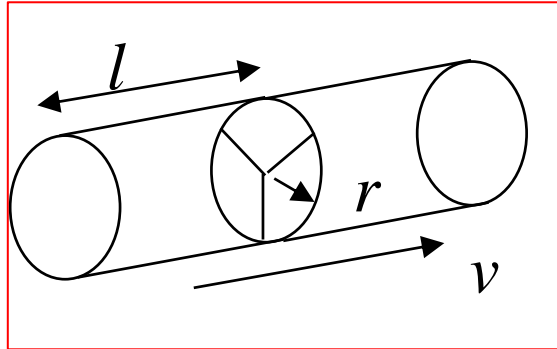


Fig. 13.1 Diagrama utilizado para explicar los principios básicos de la energía eólica.

Donde  $\rho$  es la densidad del aire, típicamente un valor de  $1.25\text{kg/m}^3$ . Se reemplaza el largo  $l$  en (13.1) utilizando:

$$dl = v dt \quad (13.2)$$

en estado estacionario se obtiene:

$$E_k = \frac{1}{2} M v^2 = \frac{1}{2} \rho \pi r^2 v^3 t \quad (13.3)$$

La potencia se calcula como la derivada de la energía cinética con respecto al tiempo:

$$P_{max} = \frac{1}{2} \rho \pi r^2 v^3 \quad (13.4)$$

Este es el máximo teórico de potencia que existe en un disco de radio  $r$ . Sin embargo no es posible extraer este valor utilizando un aerogenerador. Esto significaría que después de las aspas de la turbina no existiría viento, ya que toda la energía cinética fue capturada. Esto físicamente no es factible con aspas rotatorias.

El máximo teórico de potencia que se puede generar con una turbina de radio  $r$  corresponde a  $(16/27) P_{max}$ , o aproximadamente 59% del valor entregado por (13.4). Este valor fue derivado y publicado por el físico alemán Albert Betz en 1920 (en el célebre artículo "*Das Maximum der theoretisch möglichen Ausnutzung des Windes durch Windmotoren*", Z. Gesamte Turbinewesen, 26, 20 Sept. 1920, 307–309.), y habitualmente se conoce como límite de Betz.

La expresión (13.4) generalmente no es utilizada y en su lugar es reemplazada por la ecuación:

$$P = \frac{1}{2} \rho \pi r^2 C_p(\lambda, \beta) v^3 \quad (13.5)$$

Donde  $C_p(\lambda, \beta)$  se denomina coeficiente de potencia,  $\lambda$  es la razón de velocidad de punta de aspa (*tip speed ratio*) y  $\beta$  es el ángulo de ataque de aspa (*pitch angle*).  $\lambda$  se define como:

$$\lambda = \frac{\omega_r r}{v} \quad (13.6)$$

El valor máximo de  $C_p$  depende de las características aerodinámicas y eficiencia del aspa. Fig. 13.2 muestra una curva típica  $C_p(\lambda, \beta)$ .

Para velocidades de viento menores a la nominal (típicamente entre  $10\text{ms}^{-1}$  y  $15\text{ms}^{-1}$ ) la turbina eólica se opera con  $\beta=0^\circ$ . El valor máximo del coeficiente de potencia para  $\beta=0^\circ$  se conoce como  $C_{pmax}$ . Para las modernas turbinas comerciales el valor de  $C_{pmax}$  es cercano a 0.4-0.5, aproximadamente el 85% del límite de Betz como máximo.

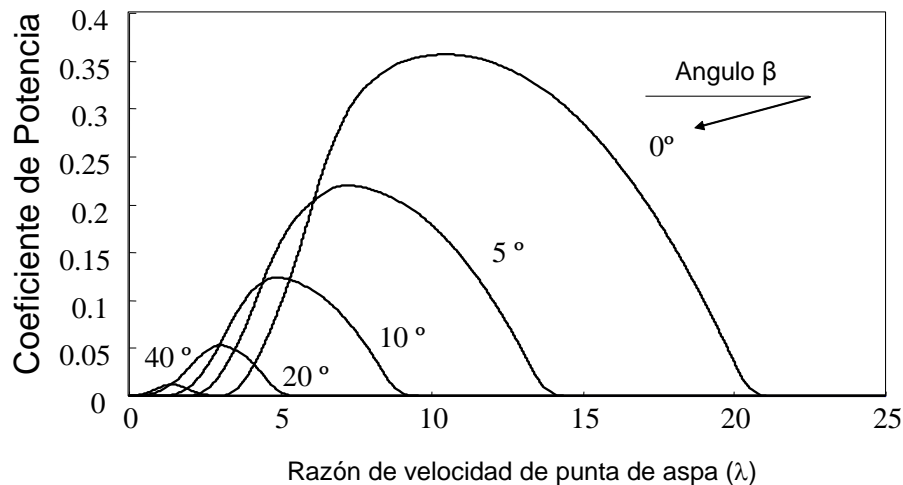


Fig. 13.2. Curvas de coeficientes de potencias considerando varios ángulos de pitch.

La velocidad de punta de aspa a la que se produce  $C_{pmax}$  es aproximadamente 6-7. Las curvas de  $C_p(\lambda, \beta)$  de la Fig. 13.2 son anteriores a los modernos sistemas de velocidad variable. Estas tienen las ventajas de mejorar la captura de potencia, reducir los esfuerzos mecánicos en algunos componentes y reducir las variaciones de potencia en la energía entregada a la red. Casi todos los sistemas modernos de generación operan a velocidad variable.

Asumiendo que la dinámica del eje es de primer orden, el torque mecánico de una turbina eólica puede calcularse como:

$$T_m = B\omega_r + J \frac{d\omega_r}{dt} + T_e \quad (13.7)$$

donde  $B$  es el coeficiente de fricción viscosa,  $J$  la inercia del sistema y  $T_e$  es el torque electromagnético. La potencia mecánica puede calcularse como:

$$P_m = \omega_r T_m = B\omega_r^2 + \frac{1}{2}J \frac{d\omega_r^2}{dt} + P_e \quad (13.8)$$

Donde  $P_e$  es la potencia entregada por el DFIG. Asumiendo bajas pérdidas por roce y fricción, en una turbina de velocidad fija se cumple que:

$$P_m \approx P_e \quad (13.9)$$

Es decir toda la variabilidad del viento se transmite a la red. En el caso de una turbina de velocidad variable parte de la potencia mecánica capturada por las aspas se almacena como energía cinética en el término  $\frac{1}{2}J \frac{d\omega_r^2}{dt}$  y no transmite a la red eléctrica. En este caso la inercia de las aspas actúa como un filtro pasabajo, reduciendo las fluctuaciones de mayor frecuencia en  $P_e$ . La fig. 13.3 muestra las típicas potencias entregadas a la red por turbinas de velocidad fija y velocidad variable.

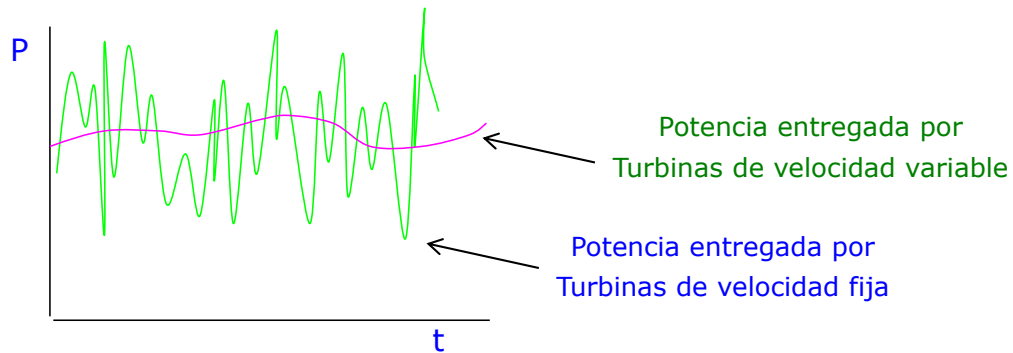


Fig. 13.3. Variabilidad de la potencia eléctrica entregada por turbinas de velocidad fija y velocidad variable.

### 13.2 Aspectos constructivos de una turbina eólica típica.

Los componentes típicos de una turbina eólica se muestran en la Fig. 13.4. El sistema utilizado comercialmente posee tres aspas, la cuales tienen la posibilidad de cambiar su ángulo

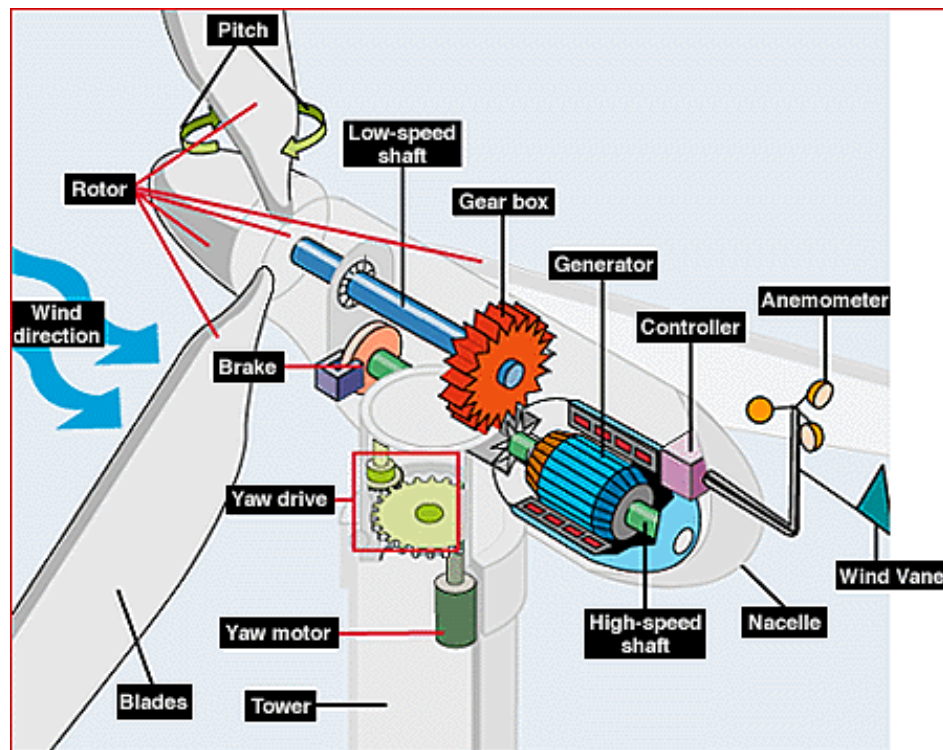


Fig. 13.4 Esquema de un aerogenerador mostrando los componentes típicos utilizados.

de paso para reducir la captura de potencia cuando la velocidad del viento es mayor a la nominal.

El sistema posee un “*yaw motor*”, el cual se utiliza para orientar la turbina hacia la velocidad del viento predominante. Una caja de engranajes o “*Gear-box*” es utilizada para adaptar la baja velocidad de las aspas a una velocidad rotacional que permita la operación del generador de doble excitación.

La razón para utilizar el *gear-box* se encuentra en la curva  $C_p(\lambda)$  utilizada en la fabricación de las aspas de la turbina eólica. Este perfil es independiente del radio del aspa., por lo tanto a medida que aumenta el radio debe disminuir la velocidad rotacional para operar en el valor de  $\lambda$  óptimo.

El próximo problema muestra numéricamente la relación entre potencia y velocidad rotacional para un perfil de aspa dado.

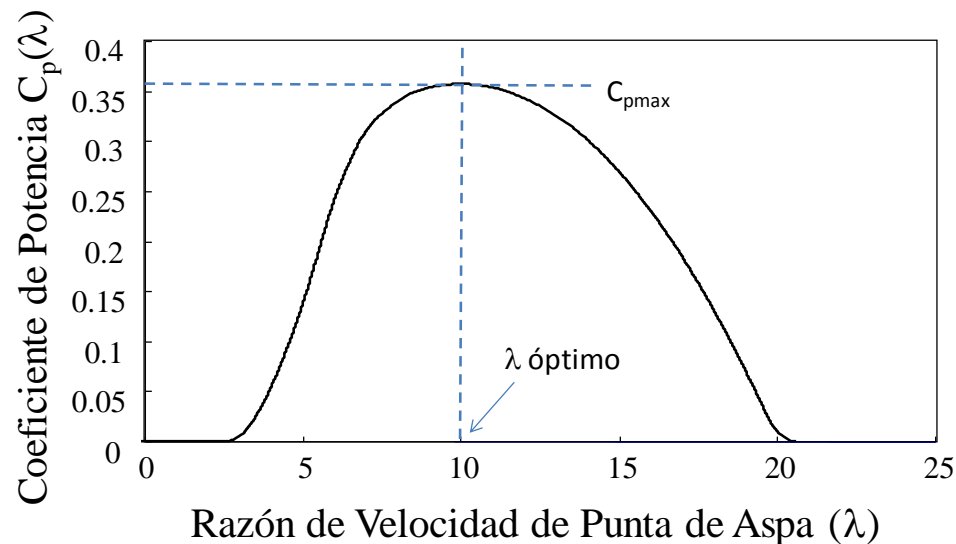


Fig. 13.5 Curva  $C_p$ - $\lambda$ , para un perfil de aspa dado.

**Problema:** Dado el perfil  $C_p(\lambda)$  de la Fig. 13.5, se desean fabricar dos turbinas eólicas. Una de 100kW y la otra de 1MW. La velocidad nominal de viento es de  $10\text{ms}^{-1}$ . Encuentre el radio de



aspa de la turbina y la razón de transformación del *gear-box* a utilizar. En ambos caso la velocidad nominal del generador es de 1000rpm.

Solucion: El perfil mostrado en 13.5, tiene un valor de  $\lambda$  óptimo de 10, con un valor de  $C_{pmax} \approx 0.365$ . Utilizando estos valores se diseña una turbina de 100kW como:

$$100kw = \frac{1}{2} \rho \pi r^2 C_{pmax} v^3 \quad (13.10)$$

Utilizando  $\rho = 1.25 \text{ kg/m}^3$  y  $v = 10 \text{ ms}^{-1}$ , se obtiene  $r = 11.81 \text{ m}$ . La velocidad rotacional de las aspas se encuentra utilizando la definición de  $\lambda$ :

$$\lambda_{opt} = \frac{\omega_r r}{v} \rightarrow \omega_r = \frac{v \lambda_{opt}}{r} \quad (13.11)$$

Utilizando  $v = 10 \text{ ms}^{-1}$ ,  $r = 11.81 \text{ m}$  y  $\lambda_{opt} = 10$ , se obtiene  $\omega_r \approx 8.47 \text{ rads}^{-1}$  o  $\omega_r \approx 80.85 \text{ rpm}$  (nominal de las aspas). Por lo tanto para operar con un generador de 1000 se requiere una caja de engranajes con una razón de amplificación de  $n_g \approx 12.37$ .

Repitiendo el desarrollo de (13.10) y (13.11) para diseñar una turbina eólica de 1MW, se obtiene  $r = 37.35 \text{ m}$ ,  $\omega_r \approx 25.56$  (nominal en el lado de las aspas) y  $n_g \approx 39.12$ . Debido a que para un perfil aerodinámico dado, el valor de  $\lambda_{opt}$  se mantiene constante para todo radio de aspa, es relativamente simple demostrar que a mayor potencia menor es la velocidad nominal rotacional de la turbina eólica y mayor es el tamaño del *gear-box* requerido.

El *gear-box* produce varios problemas por ejemplo baja eficiencia, mayor mantenimiento y mayor tasa de fallas que otros componentes del sistema. Este es un de los motivos por los cuales un generador multipolos de imanes permanentes es preferido en aplicaciones donde se prefiere evitar el uso de caja de engranajes. Por ejemplo en sistemas eólicos instalados costa afuera.

### 13.3 Control de DFIGs en Aplicaciones Eólicas.

Utilizando la curva  $C_p(\lambda)$  que se encuentra en la Fig. 13.65, es posible encontrar las curvas de operación *Potencia capturada vs. Velocidad rotacional* considerando diferentes velocidades de viento. Esto se muestra en la Fig. 13.6, donde las curvas  $v_1 \dots v_6$  corresponden a distintas velocidades de viento.

Está demostrado en la literatura que la curva que une la máxima potencia capturada en cada punto es una función cúbica que relaciona la velocidad rotacional con la potencia generada (sin considerar pérdidas). De esta forma se puede escribir:

$$P_e = k_{opt} \omega_r^3 \rightarrow T_e = k_{opt} \omega_r^2 \quad (13.12)$$

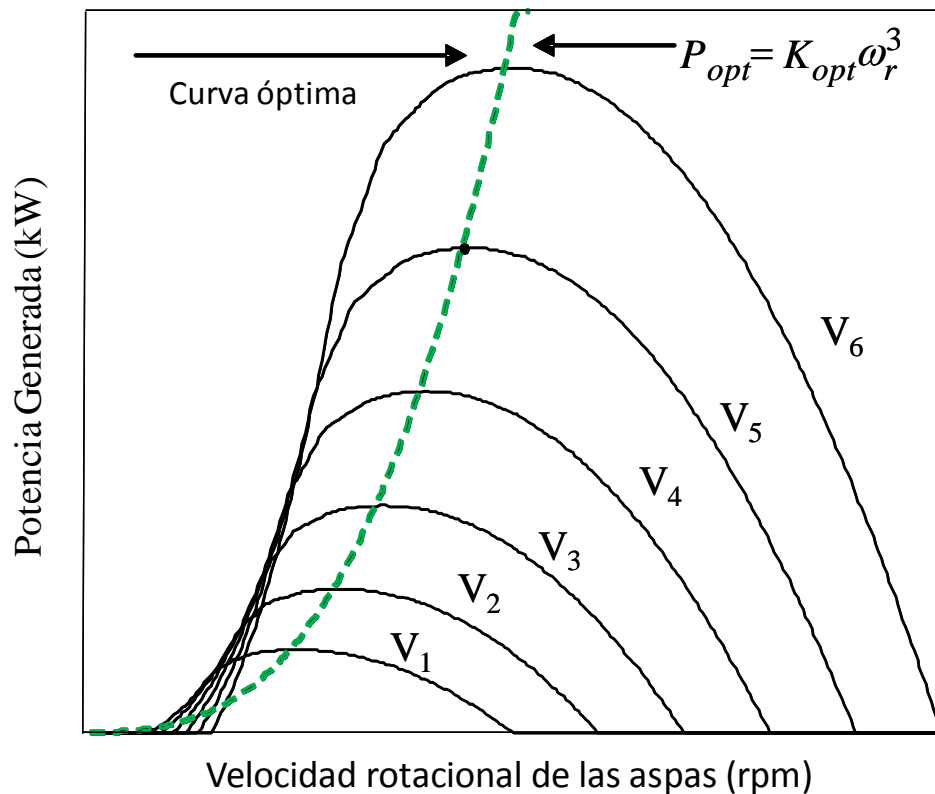


Fig. 13.6 Curvas de operación correspondientes a distintas velocidades de viento para el perfil  $C_p-\lambda$  de la Fig. 13.5.

Donde  $(P_e, T_e)$  son la potencia generada (a la red) y el torque electromagnético respectivamente. La constante  $k_{opt}$  depende del perfil de aspa utilizado, la razón de amplificación del gear-box, el radio de aspa, etc.

Al utilizar velocidad variable se puede operar la turbina eólica (en estado estacionario) con el máximo valor de  $C_p(\lambda)$ , independiente de la velocidad del viento  $v$ . Al utilizar velocidad fija solo se puede trabajar a  $C_{pmax}$  para una sola velocidad de viento.

La forma de utilizar el DFIG en aplicaciones eólicas se muestra en la Fig. 13.7. Habitualmente se opera la máquina con un deslizamiento de  $\pm 30\%$ . Con esto se limita la potencia de los convertidores conectados al rotor a un valor de aproximadamente 30% de la

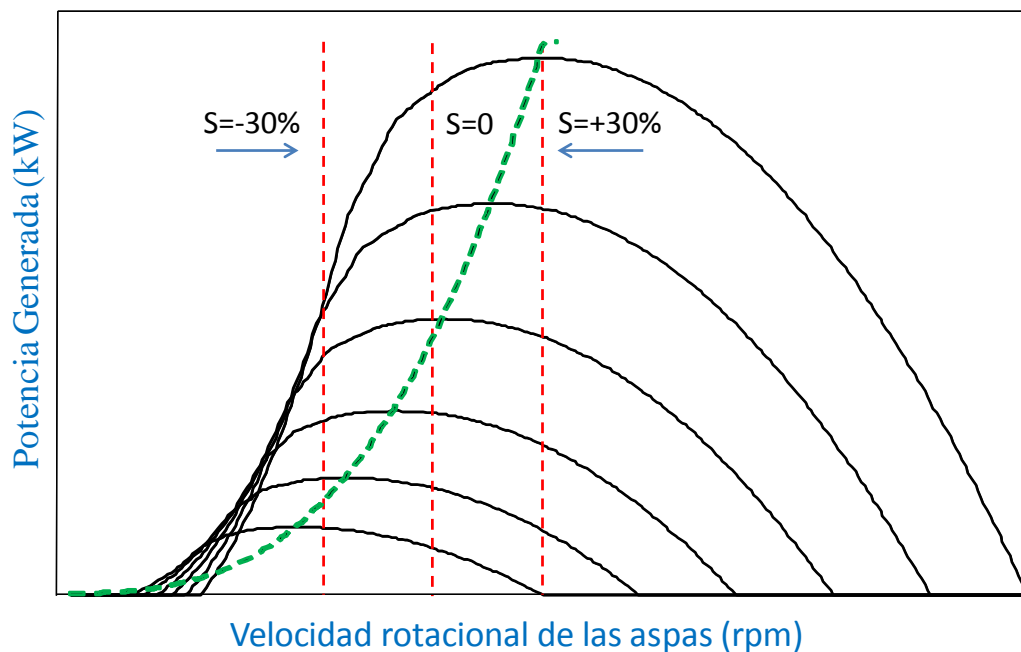


Fig. 13. 7. Límites de operación de un DFIG utilizados en una típica aplicación eólica.

potencia de estator. Este método permite operar con una variación total de velocidad de aproximadamente 60% la velocidad sincrónica. Dado que la potencia es una función cúbica de la velocidad rotacional, la potencia capturada a  $0.6\omega_r$  es aproximadamente un 20% de la capturada operando a velocidad  $\omega_r$ . Por lo tanto la captura de energía es significativa a pesar de

la restricción de velocidad a  $\pm 30\%$  de  $\omega_e$ . Para velocidades más bajas, el DFIG puede seguir capturando energía pero operando en forma sub-óptima como máquina de velocidad fija.

Un sistema de control utilizado para operar el DFIG en aplicaciones eólicas se muestra en la Fig. 13.8. Se debe tener en cuenta que la alta penetración de energía eólica en algunos países hace necesario utilizar métodos de control de generadores eólicos bastante más elaborados, donde se debe considerar regulación de frecuencia y voltaje (*droop control*), emulación de inercia y otros. El método de control presentado en la Fig. 13.8 es una simplificación.

En la Fig. 13.8 la velocidad rotacional  $\omega_r$  es medida y utilizada para calcular la potencia óptima de acuerdo a (13.12). El error entre la potencia de referencia y la medida es procesada por un controlador PI que aumenta la corriente de torque en el rotor de la máquina. La potencia reactiva es controlada de acuerdo a las necesidades de la red y la capacidad de corriente disponible en el convertidor. Por ejemplo ayudando a mantener el voltaje en la red inyectando reactivos durante la horas de punta.

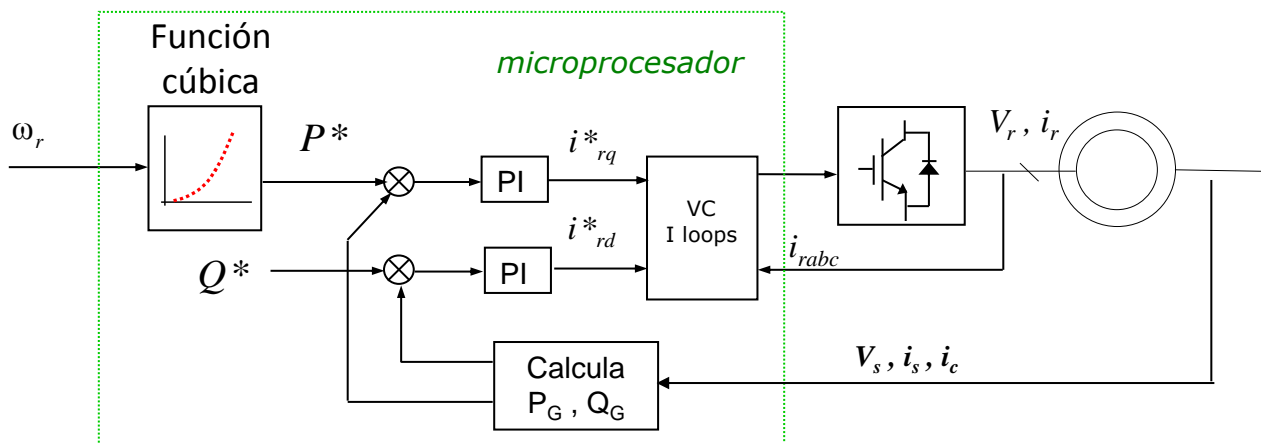


Fig. 13.8. Sistema de control simplificado para la operación del DFIG en un sistema de aerogeneración.

### 13.4 Modelación Básica de una turbina Eólica.

En esta sección se presenta el modelamiento básico de una turbina eólica. Para efectos de simulación se acostumbra utilizar el torque electromagnético en lugar de la potencia capturada. Es relativamente simple demostrar que el torque de una turbina eólica se obtiene como:

$$T_e = \frac{1}{2} \rho \pi r^3 C_t(\lambda, \beta) v^2 \quad (13.13)$$

Donde  $C_t(\lambda, \beta)$  es el coeficiente de torque definido como:

$$C_t(\lambda, \beta) = \frac{C_p(\lambda, \beta)}{\lambda} \quad (13.14)$$

La Fig. 13.9 muestra la curva de  $C_t$  vs.  $\lambda$  correspondiente a la curva  $C_p$  mostrada en la Fig. 13.5. Esta curva se obtiene utilizando (13.14) para cada valor de  $\lambda$ . Como se muestra en esta figura el punto de máximo coeficiente de torque no se encuentra en el valor de  $\lambda$  donde se

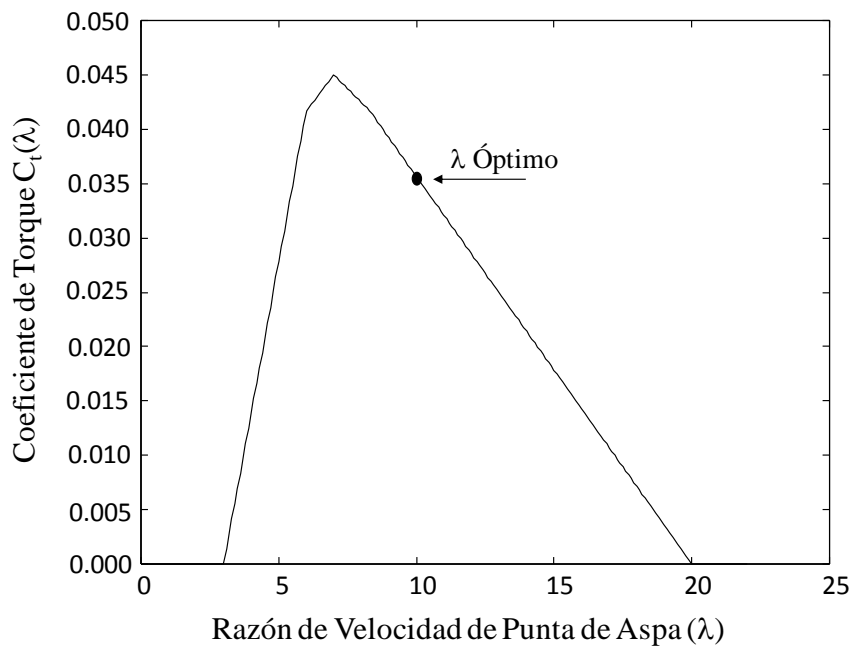


Fig. 13.9. Curva  $C_t$ - $\lambda$  correspondiente a la curva de  $C_p$  mostrada en la Fig. 13.5.

produce el máximo coeficiente de potencia  $C_{pmax}$ . La curva de la Fig. 13.9 fue discretizada utilizando *piece-wise linearisation* e implementada en una función de Matlab denominada C\_torque.m.

#### Cálculo del torque en una turbina eólica

```
% Roberto Cárdenas Dobson.
% Primera versión 1995 (PEMC Group Universidad de Nottingham).

% Esta función entrega el torque de la máquina para un pitch angle B=0.
% Wr = velocidad rotacional en el lado de las aspas (rads/s)
% V = velocidad del viento en m/s.
% Lambda = tip speed ratio

function [k]=torque(U);
global G Kturbina Rho Rblade Kopt J B;

% G is the gear box ratio
% Rho is the air density
% Rblade, blade radius in metres.
% J,B inertia and friction coefficient of the firts order shaft

V=U(1);
Wr=U(2);
Time=U(3);
Lambda=Wr*Rblade/V;
%
% Rutina para lograr la partida de la turbina
%
if Time<5,
    Lambda=10; % Si Lambda=0 la turbina no parte.
end
%Curva para un ángulo de 0º en el pitch (único ángulo considerado)
%Ct es el coeficiente de torque calculado utilizando piece-wise linearisation.

if (Lambda<=3),
    Ct=0.0;
elseif ((Lambda>3) & (Lambda<=6)),
    Ct=(0.013890*Lambda)- 0.04167;
elseif ((Lambda>6) & (Lambda<=7)),
    Ct=(0.003330*Lambda)+0.02169;
elseif ((Lambda>7)&(Lambda<=8.3)),
    Ct=-(0.002541*Lambda) + 0.06279;
elseif ((Lambda>8.3) & (Lambda<=20)),
    Ct=-(0.003564*Lambda) + 0.07129;
elseif (Lambda>20),
```

```

Ct= 0.0;
end
% Perfil de CT algo antiguo. Fue obtenido de
% J. Craig, "Dynamics of wind generators on electric utility network", IEEE Trans. Aerosp. Syst., vol. 12, pp. 483-493,
% July 1976.

k=Kturbina*Ct*V*V;    %El retorno de la función es el torque aerodinámico
                      %referido al lado del generador
return

```

Nótese que la discretización de la curva se logra con seis instrucciones del tipo *if-else*. Por lo tanto es relativamente simple implementar esta función en un procesador digital para fines de emulación, utilizando la técnica denominada *"hardware in the loop"*.

El modelo de la turbina eólica contempla el uso de un programa inicial denominado *"calcula\_turbina.m"*. Este programa se muestra a continuación.

```

% Programa que calcula las características de la turbina a emular
%

% Roberto Cárdenas Dobson.
% Primera versión 1995 (PEMC Group Universidad de Nottingham).

global G Kturbina Rho Rblade Kopt;

Cpmax=0.3565;          % Máximo coeficiente de potencia del perfil de aspa utilizado.
Vdesign=10;            % Velocidad nominal de viento (wind speed) en mt/s. Para velocidades
                      % mayores se debe utilizar pitch control
Pdesign=7500;          % Potencia de diseño de la turbina. Se alcanza con un viento igual a Vdesign.
J=4;                  % Inercia total del sistema referida al lado de alta velocidad (lado del
                      % generador)
B=0.0001;             % Fricción viscosa referida al lado de alta velocidad.
Wmax=1500;            % Velocidad nominal del generador en rpms para obtener Pdesign con
                      % viento Vdesign.
Wmax=Wmax*2*pi/60;    % Velocidad en rads/s.
Temax=Pdesign/Wmax;    % Torque nominal del generador.
Kopt=Temax/(Wmax^2);  % Constante óptima de control. el torque del generador se controla como
                      % Te=Kopt*(Wr^2)
Rho=1.25;             % Densidad del aire.
Rblade=sqrt(Pdesign/(0.5*Rho*pi*Cpmax*(Vdesign^3))); %Calculo del radio de aspa para la turbina
                      % especificada con el perfil de la publicación.
Wblade=10*Vdesign/Rblade; % Velocidad nominal en el lado de baja velocidad (aspas). 10 es la razón de
                      % punta de aspa óptima.
G=Wmax/Wblade;        % Calculo de la razón del gear-box

```

```

Kturbina=(0.5*pi*Rho*Rblade^3)/G;    % Constante a utilizar para calcular el torque de la turbina en la
                                     % simulación.
load vientos.dat                      % Se carga el archivo de vientos a utilizar
Tv=(0:1799)*0.1;                     % Tiempo asociado al archivo de viento
WIND=[Tv vientos+2];                  % Archivo utilizado en la simulación
    
```

Este programa debe cargarse antes de ejecutar la simulación. La fig. 13.10 muestra el diagrama de bloques implementado en simulink.

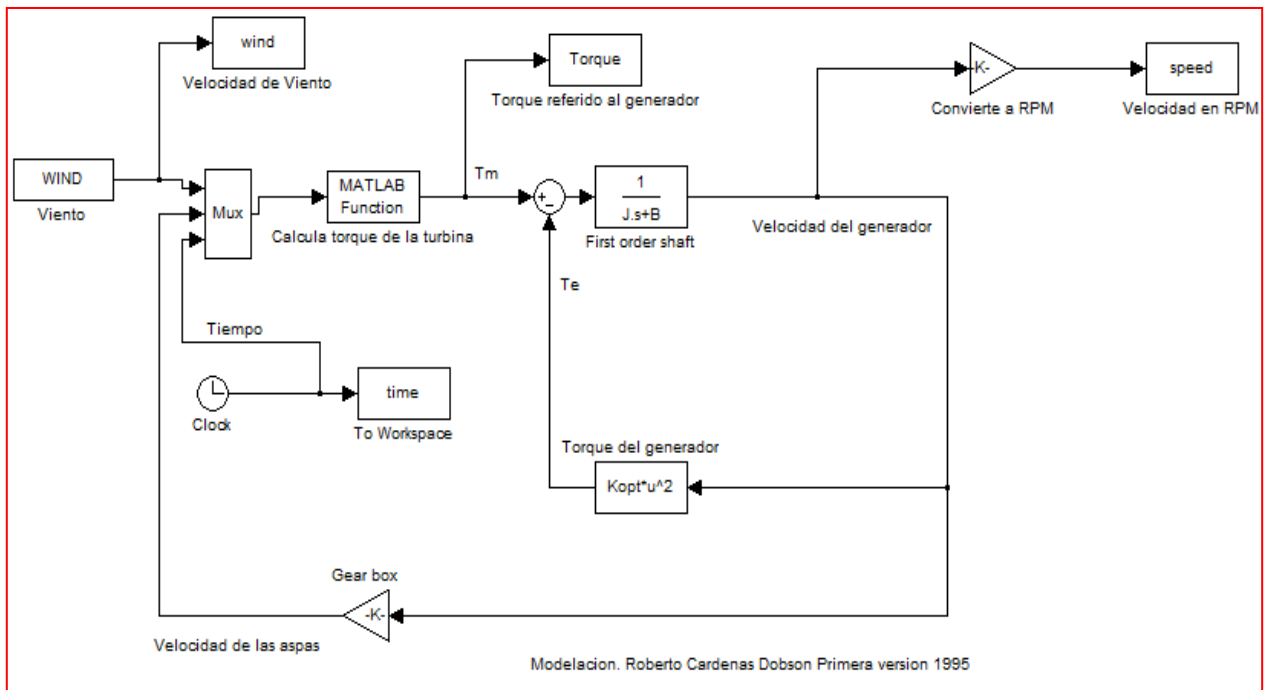


Fig. 13.10. Esquema utilizado en Simulink para fines de simulación.

### 13.5 Resultados de Simulación.

Utilizando el modelo discutido anteriormente se procedió a simular una turbina pequeña de  $P=7.5\text{kW}$ , con  $J=4\text{kgm}^2$ ,  $B=10^{-4}$ . La turbina diseñada tiene una razón de engranajes de



$n_g=5.15$ ,  $r=3.27m$ , y alcanza potencia nominal con una velocidad de viento de  $v=10ms^{-1}$ . El torque electromagnético del generador es regulado de acuerdo a la expresión:

$$T_e = k_{opt}\omega_r^2 \quad (12.15)$$

Fig. 13.11a, muestra el perfil de velocidades de viento utilizado en la simulación. Este perfil fue obtenido en los laboratorios Rutherford en Oxford Inglaterra. El perfil de viento fue muestreado cada  $2ms^{-1}$ . La Fig. 13.11b muestra la potencia mecánica  $P_m$  y la potencia generada  $P_e$ . Como se discutió anteriormente, la turbina de velocidad variable actúa como filtro pasa-bajo, eliminando parte de las fluctuaciones de alta potencia en la potencia capturada (ver (13.8)).

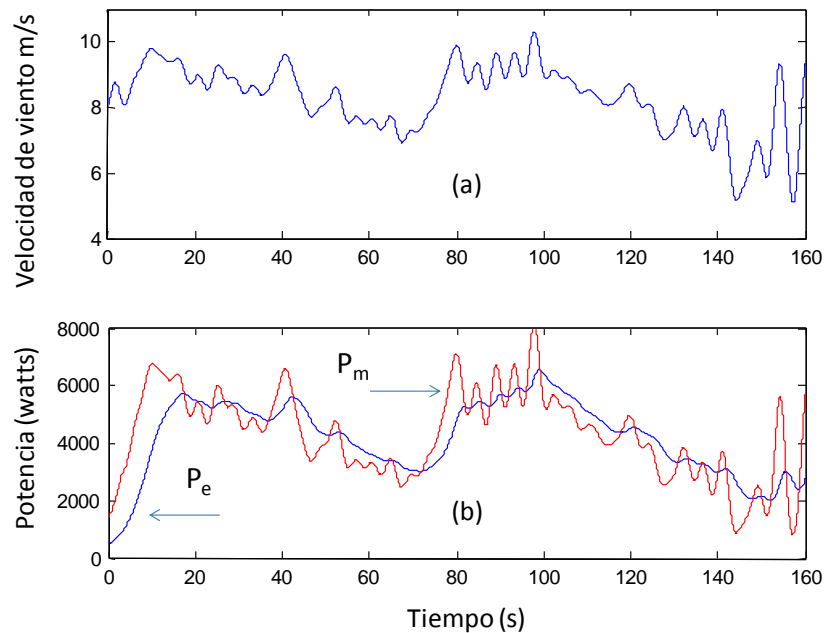


Fig. 13.11. a) Perfil de viento utilizado. b) Potencia mecánica y potencia eléctrica generada.

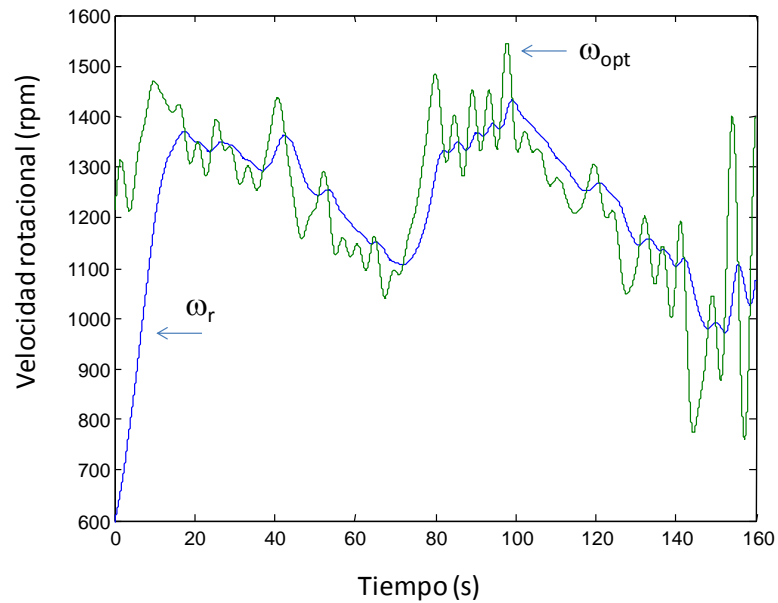


Fig. 13.12. Velocidad óptima y velocidad del generador.

Fig. 13.12 muestra la velocidad rotacional  $\omega_r$  y la velocidad rotacional óptima  $\omega_{opt}$ . La velocidad  $\omega_{opt}$  es aquella que permite operar con la razón de velocidad de punta de aspa óptima. El simple sistema de control de (13.12) permite un buen seguimiento de  $\omega_{opt}$ . Esto se debe a que la turbina eólica es pequeña y tiene baja inercia. Sin embargo para turbinas de mayor potencia es complicado obtener un buen seguimiento de la velocidad óptima.

## Referencias

- [1] G. Asher, "Electric Drives." University of Nottingham UK, Nottingham UK, 1992.
- [2] G. Asher, "Vector control of Induction Machines." University of Nottingham UK, Nottingham UK, 1992.
- [3] S. Muller, M. Deicke, and R. W. De Doncker, "Doubly fed induction generator systems for wind turbines," *Industry Applications Magazine, IEEE*, vol. 8, no. 3. pp. 26–33, 2002.
- [4] M. Liserre, R. Cardenas, M. Molinas, and J. Rodriguez, "Overview of Multi-MW Wind Turbines and Wind Parks," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, no. 4, pp. 1081–1095, Apr. 2011.
- [5] R. Pena, J. C. Clare, and G. M. Asher, "Doubly fed induction generator using back-to-back PWM converters and its application to variable-speed wind-energy generation," *Electric Power Applications, IEE Proceedings -*, vol. 143, no. 3, pp. 231–241, 1996.
- [6] R. Pena, J. C. Clare, and G. M. Asher, "A doubly fed induction generator using back-to-back PWM converters supplying an isolated load from a variable speed wind turbine," *Electric Power Applications, IEE Proceedings -*, vol. 143, no. 5, pp. 380–387, 1996.
- [7] A. Petersson, *Analysis, Modeling and Control of Doubly-Fed Induction Generators for Wind Turbines, Thesis for the degree of licenciade of engineering, Chalmers University of Technology, Sweden*. 2003, p. 134.
- [8] A. Petersson, *Analysis, Modeling and Control of Doubly-Fed Induction Generators for Wind Turbines, Thesis for the degree of Doctor of Philosophy, Chalmers University of Technology, Sweden*. 2005.
- [9] A. Petersson, T. Thiringer, L. Harnefors, and T. Petru, "Modeling and Experimental Verification of Grid Interaction of a DFIG Wind Turbine," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 20, no. 4, pp. 878–886, Dec. 2005.
- [10] A. Tapia, G. Tapia, J. X. Ostolaza, and J. R. Saenz, "Modeling and control of a wind turbine driven doubly fed induction generator," *Energy Conversion, IEEE Transactions on*, vol. 18, no. 2. pp. 194–204, 2003.
- [11] W. Leonhard, *Control of Electrical Drives*. Springer-verlag, 2001.

- [12] B. C. Rabelo, W. Hofmann, J. L. da Silva, R. G. de Oliveira, and S. R. Silva, "Reactive Power Control Design in Doubly Fed Induction Generators for Wind Turbines," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 56, no. 10. pp. 4154–4162, 2009.
- [13] L. Xu and P. Cartwright, "Direct Active and Reactive Power Control of DFIG for Wind Energy Generation," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 21, no. 3, pp. 750–758, Sep. 2006.
- [14] J. Lopez, P. Sanchis, X. Roboam, and L. Marroyo, "Dynamic Behavior of the Doubly Fed Induction Generator During Three-Phase Voltage Dips," *Energy Conversion, IEEE Transactions on*, vol. 22, no. 3, pp. 709–717, 2007.
- [15] C. Kramer, "Neue Methode zur Regelung von asynchronen Motoren," *Elektrotech.Z.*, vol. 29, p. 734, 1908.
- [16] A. Lavi and R. J. Polge, "Induction Motor Speed Control with Static Inverter in the Rotor," *Power Apparatus and Systems, IEEE Transactions on*, vol. PAS-85, no. 1. pp. 76–84, 1966.
- [17] G. A. Smith, "Static Scherbius system of induction-motor speed control," *Electrical Engineers, Proceedings of the Institution of*, vol. 124, no. 6, pp. 557–560, 1977.
- [18] G. A. Smith and K. A. Nigim, "Wind-energy recovery by a static Scherbius induction generator," *Generation, Transmission and Distribution, IEE Proceedings C*, vol. 128, no. 6, pp. 317–324, 1981.
- [19] M. Tazil, V. Kumar, R. C. Bansal, S. Kong, Z. Y. Dong, and W. Freitas, "Three-phase doubly fed induction generators: an overview," *IET Electric Power Applications*, vol. 4, no. 2, p. 75, 2010.
- [20] H. Akagi and H. Sato, "Control and performance of a doubly-fed induction machine intended for a flywheel energy storage system," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 17, no. 1. pp. 109–116, 2002.
- [21] R. Cardenas, R. Pena, J. Proboste, G. Asher, and J. Clare, "Sensorless control of a doubly-fed induction generator for stand alone operation," in *Power Electronics Specialists Conference, 2004. PESC 04. 2004 IEEE 35th Annual*, 2004, vol. 5, pp. 3378–3383 Vol.5.
- [22] R. Cardenas, R. Pena, J. Proboste, G. Asher, and J. Clare, "MRAS observer for sensorless control of standalone doubly fed induction generators," *Energy Conversion, IEEE Transactions on*, vol. 20, no. 4, pp. 710–718, 2005.

- [23] R. Peña, R. Cardenas, J. Proboste, G. Asher, and J. Clare, "Sensorless Control of Doubly-Fed Induction Generators Using a Rotor-Current-Based MRAS Observer," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 55, no. 1, pp. 330–339, 2008.
- [24] R. Cardenas, R. Pena, G. Tobar, J. Clare, P. Wheeler, and G. Asher, "Stability Analysis of a Wind Energy Conversion System Based on a Doubly Fed Induction Generator Fed by a Matrix Converter," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, no. 10, pp. 4194–4206, Oct. 2009.
- [25] R. Cardenas, R. Pena, P. Wheeler, J. Clare, and G. Asher, "Control of the Reactive Power Supplied by a WECS Based on an Induction Generator Fed by a Matrix Converter," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 56, no. 2, pp. 429–438, 2009.
- [26] R. S. Pena, R. J. Cardenas, J. C. Clare, and G. M. Asher, "Control strategies for voltage control of a boost type PWM converter," in *Power Electronics Specialists Conference, 2001. PESC. 2001 IEEE 32nd Annual*, 2001, vol. 2, pp. 730–735 vol.2.
- [27] R. Pena, R. Cardenas, R. Blasco, G. Asher, and J. Clare, "A cage induction generator using back-to-back PWM converters for variable speed grid connected wind energy system," in *in Proc. IECON'01 Conf.*, 2001, vol. vol2, pp. 1376–1381.
- [28] H. Geng, D. Xu, and B. Wu, "A Novel Hardware-Based All-Digital Phase-Locked Loop Applied to Grid-Connected Power Converters," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 58, no. 5, pp. 1737–1745, 2011.
- [29] F. D. Freijedo, J. Doval-Gandoy, O. Lopez, and E. Acha, "Tuning of Phase-Locked Loops for Power Converters Under Distorted Utility Conditions," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 45, no. 6, pp. 2039–2047, 2009.
- [30] R. Cardenas, R. Pena, G. Asher, and J. Clare, "Control strategies for enhanced power smoothing in wind energy systems using a flywheel driven by a vector-controlled induction machine," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 48, no. 3, pp. 625–635, 2001.
- [31] R. Cardenas, R. Pena, G. M. Asher, J. Clare, and R. Blasco-Gimenez, "Control Strategies for Power Smoothing Using a Flywheel Driven by a Sensorless Vector-Controlled Induction Machine Operating in a Wide Speed Range," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 51, no. 3, pp. 603–614, Jun. 2004.

- [32] R. Cardenas, R. Pena, M. Perez, J. Clare, G. Asher, and F. Vargas, "Vector Control of Front-End Converters for Variable-Speed Wind-Diesel Systems," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 53, no. 4, pp. 1127–1136, Jun. 2006.
- [33] C. Schauder, "Adaptive speed identification for vector control of induction motors without rotational transducers," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 28, no. 5, pp. 1054–1061, 1992.
- [34] R. Cardenas and R. Pena, "Sensorless vector control of induction machines for variable-speed wind energy applications," *Energy Conversion, IEEE Transactions on*, vol. 19, no. 1, pp. 196–205, 2004.
- [35] R. Cardenas and R. Pena, "Sensorless vector control of induction machines for variable-speed wind energy applications," *Energy Conversion, IEEE Transactions on*, vol. 19, no. 1, pp. 196–205, 2004.
- [36] R. Cardenas, R. Pena, J. Clare, G. Asher, and J. Proboste, "MRAS Observers for Sensorless Control of Doubly-Fed Induction Generators," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 23, no. 3, pp. 1075–1084, 2008.
- [37] M. F. Iacchetti, "Adaptive Tuning of the Stator Inductance in a Rotor-Current-Based MRAS Observer for Sensorless Doubly Fed Induction-Machine Drives," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 58, no. 10, pp. 4683–4692, 2011.