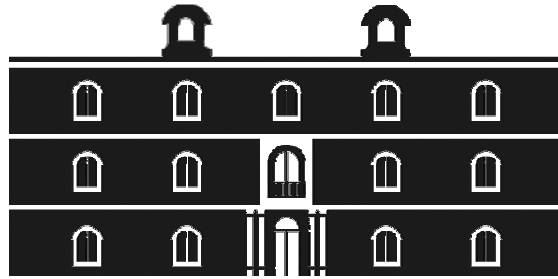


Universidad  
Politécnica  
de Cartagena



**industriales**  
etsii UPCT

**ESTUDIO DE DIFERENTES ALGORITMOS DE  
CONTROL EN MÁQUINAS ASÍNCRONAS  
DOBLEMENTE ALIMENTADAS**

**Titulación:** INGENIERÍA INDUSTRIAL

**Alumno:** JUAN ANTONIO GARCIA FRANCO

**Director/s:** ÁNGEL MOLINA GARCÍA  
JOSE MANUEL CANO IZQUIERDO

Cartagena, 19 de Julio de 2010

## INDICE

<b>1</b>	<b>INTRODUCCIÓN.</b>	<b>5</b>
<b>2</b>	<b>OBJETIVO.</b>	<b>5</b>
<b>3</b>	<b>MODELO DINÁMICO DEL MOTOR DE INDUCCIÓN DOBLEMENTE ALIMENTADO...</b>	<b>6</b>
3.1	TRANSFORMADA dq.	7
3.2	ESTATOR.	8
3.3	ROTOR.	11
3.4	HIPÓTESIS DE DESARROLLO DE ECUACIONES DE LA MÁQUINA DFIG.	14
3.4.1	Equiparación de la velocidad de giro del sistema de referencia (d, q) con la velocidad de giro del flujo del estator $\varphi_s$	14
3.4.2	Descomposición de $\mathbf{u}_s$ y $\mathbf{u}_r$ por componentes d y q. Obtención del Modelo de Quinto Orden.	15
3.4.3	Alineación del sistema (d, q) con el flujo magnético del estator $\varphi_s$ . Obtención del modelo de 3º Orden.	16
<b>4</b>	<b>COMPORTAMIENTO MECANICO DEL AEROGENERADOR.</b>	<b>17</b>
4.1	HIPOTESIS DE CONTROL. INTENSIDADES DE REFERENCIA.	18
4.2	ESQUEMA FUNCIONAMIENTO DEL CONTROL.	21
<b>5</b>	<b>ECUACION DE ESTADO MODELO TERCER ORDEN.</b>	<b>22</b>
5.1	DESARROLLO DE ECUACIONES.	23
5.1.1	Datos.	25
<b>6</b>	<b>ECUACION DE ESTADO MODELO QUINTO ORDEN.</b>	<b>26</b>

<b>7</b>	<b>EXPERIMENTOS A REALIZAR.....</b>	<b>28</b>
7.1	VARIACIÓN DE LA RESISTENCIA EN FUNCION DE LA TEMPERATURA. ....	28
7.2	PROBLEMAS EN LA SINTONIZACION DE LOS CONTROLADORES.....	29
7.3	SOLUCIONES Y ESTABLECIMIENTO DE BASES PARA LA SIMULACIÓN.....	30
<b>8</b>	<b>PARÉMETROS FIJOS Y VARIABLES DE DISEÑO.....</b>	<b>31</b>
8.1	INTENSIDADES DE REFERENCIA. ....	31
8.2	VARIACION DE RESISTENCIA. ....	33
<b>9</b>	<b>TIPOS DE CONTROLADORES. FUNCIONAMIENTO.....</b>	<b>35</b>
9.1	REGULADOR PROPORCIONAL-INTEGRAL, PI .....	35
9.1.1	Ecuaciones para reguladores PI de la máquina de inducción doblemente alimentada (DFIG).....	37
9.2	DESARROLLO DEL MODELO DE REFERENCIA.....	37
9.3	CONTROL PI MEDIANTE DESACOPLO.....	38
9.3.1	Simulación controlador PI. Modelo Planta 3º Orden. ....	40
9.3.2	Simulación controlador PI. Modelo Planta 5º Orden.....	40
9.3.3	Simulación controlador PI. Modelo Planta 5º Orden. Variación de resistencia. ....	41
9.3.4	Simulación controlador PI. Comparación parámetros.....	41
9.4	MODELO INTERNO DE CONTROL (IMC).....	42
9.4.1	Simulación controlador IMC. Modelo Planta 3º Orden. ....	43
9.4.2	Simulación controlador IMC. Modelo Planta 5º Orden. ....	44
9.4.3	Simulación controlador IMC. Modelo Planta 5º Orden. Variación de resistencia. ....	44
9.4.4	Simulación controlador IMC. Comparación parámetros.....	46
9.5	CONTROL ADAPTATIVO.....	46
9.5.1	Simulación controlador tipo MRAC. Modelo Planta 3º Orden.....	48
9.5.2	Simulación controlador MRAC. Modelo Planta 5º Orden.....	49

---

9.5.3 Simulación controlador ADAPTATIVO. Modelo Planta 5º Orden. Variación de resistencia.....	50
9.5.4 Simulación controlador ADAPTATIVO. Comparación parámetros.....	51
<b>10 CONCLUSIONES.....</b>	<b>52</b>
<b>11 BIBLIOGRAFIA.....</b>	<b>56</b>

## 1 INTRODUCCIÓN.

Los motores de inducción están sustituyendo a los de corriente continua en aquellas aplicaciones en que se necesita un control de la velocidad, gracias, entre otros factores, al desarrollo de la electrónica de potencia. Aún con estos avances el control de estos motores sigue siendo complejo debido a la dificultad para acceder directamente a las variables que controlan los parámetros que se desea regular.

En este proyecto abordamos el control de un motor de inducción doblemente alimentado mediante el modelado y la simulación del mismo, utilizando la toolbox de 'Simulink', de la herramienta software 'MATLAB', discutiendo el comportamiento de tres tipos diferentes de Controladores ante la variación de un parámetro de la planta.

## 2 OBJETIVO.

El objetivo principal del presente proyecto fin de carrera se basa en la implementación de los siguientes controladores: PI (Proporcional Integral, IMC (Internal Model Control) y ADAPTATIVO (MRAC), para controlar el comportamiento de un aerogenerador, el motor será del tipo de inducción doblemente alimentado, se estudiarán los modelos matemáticos de 3º orden y 5º orden, para la obtención del modelo de la planta.

La justificación de la utilización del modelo de 5º orden para la planta y del modelo de 3º orden para la sintonización del controlador, se realizará comparando valores sobre el error medio medido en el control de la señal.

Se simulará el comportamiento de los controladores ante la variación de un parámetro de la planta, éste parámetro será la resistencia, que variará en función de la temperatura.

La simulación se realizará mediante la toolbox de “simulink” en el entorno “MATLAB” para al final, exponer los resultados y datos y concluir con las conclusiones a las que se haya llegado.

### 3 MODELO DINÁMICO DEL MOTOR DE INDUCCIÓN DOBLEMENTE ALIMENTADO.

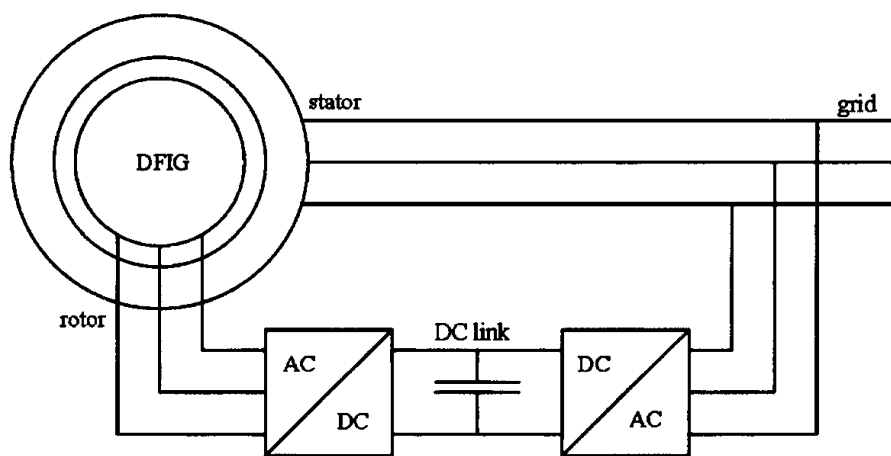


Figura 1: Esquema máquina inducción doblemente alimentada.

El generador de inducción doblemente alimentado (DFIG) es una máquina de inducción de velocidad variable, muy utilizada en generadores eólicos [1].

Se trata de una máquina de inducción de rotor bobinado cuya principal diferencia respecto a la máquina de inducción clásica consiste en que el rotor está conectado a la red a través de un convertidor electrónico back-to-back como se observa en la Figura 1.

Este convertidor AC/DC/AC consta normalmente de un convertidor lado rotor y otro lado red, ligados por un condensador que actúa como fuente de continua [2]. Gracias a este convertidor, la máquina puede operar en un rango mayor de velocidad de giro del rotor que la máquina clásica, el rango de velocidades abarca

tanto la velocidad subsíncrona, síncrona, como supersíncrona. Es por ello que el DFIG se adapta mejor a la variabilidad intrínseca del viento.

Este tipo de máquina es la empleada en la mayoría de los aerogeneradores que se han instalado a lo largo de los últimos cinco años en España.

### 3.1 TRANSFORMADA dq.

En la Figura 2 tenemos representada una máquina de inducción con varios sistemas de referencia. En el estator se ha fijado un sistema de referencia con dos ejes perpendiculares  $(\alpha_s, \beta_s)$  que permanece inmóvil si se observa desde la base de la máquina ya que el estator no se mueve. En el rotor se ha fijado otro sistema de dos ejes  $(\alpha_r, \beta_r)$  que gira solidario al mismo a una velocidad eléctrica  $\omega_r(t) = p \cdot \Omega_r$ , siendo  $p$  el número de pares de polos y  $\Omega_r$  la velocidad de giro del rotor, respecto a la base de la máquina.

Además, se ha fijado otro sistema de referencia de dos ejes  $(d, q)$  que gira a una velocidad  $\omega(t)$ . La razón de incluir estos sistemas se debe a la aplicación de la transformada de Park (en los siguientes apartados se describirá en detalle dicha transformación aplicada tanto en el estator como en el rotor).

Por motivos de simplificación matemática y diseño de control se emplea pues un sistema de referencia de dos ejes.

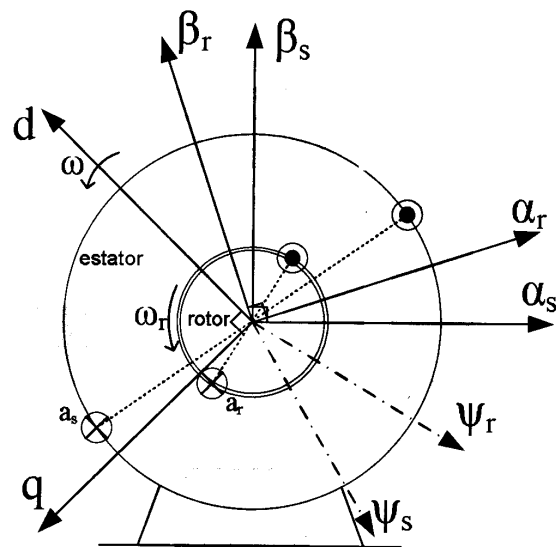


Figura 2: Sistemas de referencia aplicados en la máquina de inducción.

### 3.2 ESTATOR

A continuación se van a desarrollar las ecuaciones para el estator de la máquina [1]. Por aclaración se ha eliminado la parte correspondiente al rotor para un mejor entendimiento.

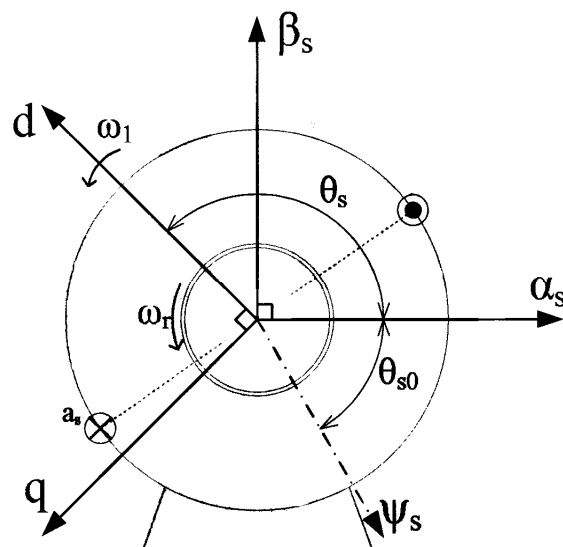


Figura 3: Sistema de referencia aplicado en el estator de la máquina de inducción.



Las ecuaciones de las tensiones instantáneas de las tres fases del estator son:

$$u_{sa} = R_s \cdot i_{sa} + \frac{d}{dt} \varphi_{sa} \quad (1)$$

$$u_{sb} = R_s \cdot i_{sb} + \frac{d}{dt} \varphi_{sb} \quad (2)$$

$$u_{sc} = R_s \cdot i_{sc} + \frac{d}{dt} \varphi_{sc} \quad (3)$$

Donde  $R_s$  es la resistencia del estator por fase,  $i_{sx}$  es la intensidad instantánea de la fase  $x$  en el estator y  $\varphi_{sx}$  es el flujo magnético instantáneo originado por la fase  $x$ ; siendo  $x$  cualquiera de las tres fases  $a$ ,  $b$  o  $c$ . Este flujo magnético se calcula para cada fase de la siguiente manera:

$$\varphi_{sa} = L_{ss} \cdot i_{sa} + L_m \cdot i_{ra} \quad (4)$$

$$\varphi_{sb} = L_{ss} \cdot i_{sb} + L_m \cdot i_{rb} \quad (5)$$

$$\varphi_{sc} = L_{ss} \cdot i_{sc} + L_m \cdot i_{rc} \quad (6)$$

Siendo  $L_{ss}$  la inductancia propia del devanado del estator y  $L_m$  la inductancia mutua entre los devanados del estator y del rotor. Por último,  $i_{rx}$  es la intensidad de la fase  $x$  del rotor.

El vector espacial de las intensidades del estator se define:

$$\bar{i}_s = \frac{2}{3} (i_{sa} + a \cdot i_{sb} + a^2 \cdot i_{sc}) \quad (7)$$

Con  $a = e^{j\frac{2\pi}{3}}$

Las intensidades instantáneas del estator expresadas en un sistema de referencia  $(a, b, c)$  como  $i_{sa}(t)$ ,  $i_{sb}(t)$  e  $i_{sc}(t)$  se pueden expresar en otro sistema de referencia  $(d, q, 0)$  mediante la transformada de Park (Ecuación 8)

$$\begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{s0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} k_d \\ k_q \\ k_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos(\theta_s(t)) & \cos(\theta_s(t) - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_s(t) + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta_s(t)) & -\sin(\theta_s(t) - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_s(t) + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} \quad (8)$$

Siendo  $\theta_s(t)$  el ángulo comprendido entre el eje del flujo magnético generado por el devanado  $a$  del estator y el eje horizontal del sistema de referencia a emplear,  $\alpha_s$  en caso del fijado al estator o  $d$  en caso del móvil.

En el caso de que se cumpla que  $i_{sa}(t) + i_{sb}(t) + i_{sc}(t) = 0$ ; entonces  $i_{s0} = 0$ , por lo que se obtiene un vector espacial bidimensional  $\bar{i}_s(t)$ . Dicho vector espacial está formado por dos componentes, que son las proyecciones del vector  $\bar{i}_s(t)$  sobre los ejes ortogonales del sistema de referencia correspondiente. La condición de que la suma instantánea de valores de intensidad sea cero se cumple en sistemas equilibrados y en sistemas desequilibrados sin neutro.

Por tanto, en el caso particular de que la suma de intensidades del estator sea cero se tiene que:

$$\bar{i}_s(t) = i_{sd}(t) + j \cdot i_{sq}(t) \quad (9)$$

Las componentes  $i_{sd}(t)$  e  $i_{sq}(t)$  se calculan de la siguiente forma:

$$i_{sd}(t) = k_d \left[ i_{sa}(t) \cdot \cos(\theta_s(t)) + i_{sb}(t) \cdot \cos\left(\theta_s(t) - \frac{2\pi}{3}\right) + i_{sc}(t) \cdot \cos\left(\theta_s(t) + \frac{2\pi}{3}\right) \right] \quad (10)$$

$$i_{sq}(t) = k_q \left[ -i_{sa}(t) \sin(\theta_s(t)) - i_{sb}(t) \sin\left(\theta_s(t) - \frac{2\pi}{3}\right) - i_{sc}(t) \cdot \sin\left(\theta_s(t) + \frac{2\pi}{3}\right) \right] \quad (11)$$

Esta transformación también se puede aplicar al caso de las tensiones de fase del estator  $u_{sa}$ ,  $u_{sb}$  y  $u_{sc}$  y de los flujos magnéticos  $\varphi_{sa}$ ,  $\varphi_{sb}$  y  $\varphi_{sc}$ . De forma análoga también se puede aplicar a las corrientes, tensiones y flujos magnéticos del rotor (Apartado 3.3).

Las ecuaciones de las tensiones del estator en el nuevo sistema de referencia, que gira con una velocidad angular  $\omega_1$  son las siguientes:

De forma vectorial:

$$\bar{u}_s = R_s \cdot \bar{i}_s + j \cdot \omega_1 \bar{\varphi}_s + \frac{d}{dt} \bar{\varphi}_s \quad (12)$$

La tensión del estator  $\bar{u}_s$  en el sistema  $(d, q)$ :

$$\bar{u}_s = u_{sd} + j \cdot u_{sq} \quad (13)$$

Reescribiendo la ecuación (12) en componentes  $(d, q)$  tenemos:

$$\begin{pmatrix} u_{sd} \\ u_{sq} \end{pmatrix} = R_s \begin{pmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{pmatrix} + j \cdot \omega_1 \begin{pmatrix} \varphi_{sd} \\ \varphi_{sq} \end{pmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} \varphi_{sd} \\ \varphi_{sq} \end{pmatrix} \quad (14)$$

Si se tiene en cuenta que  $j \cdot (\varphi_{sd} + j\varphi_{sq}) = -\varphi_{sq} + j\varphi_{sd}$  entonces la ecuación queda:

$$\begin{pmatrix} u_{sd} \\ u_{sq} \end{pmatrix} = R_s \begin{pmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{pmatrix} + \omega_1 \begin{pmatrix} -\varphi_{sq} \\ \varphi_{sd} \end{pmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} \varphi_{sd} \\ \varphi_{sq} \end{pmatrix} \quad (15)$$

El flujo del estator  $\bar{\varphi}_s$  en el nuevo sistema de referencia  $(d, q)$  se define como:

$$\bar{\varphi}_s = \varphi_{sd} + j \cdot \varphi_{sq} \quad (16)$$

$$\bar{\varphi}_s = L_s \bar{i}_s + L_m \bar{i}_r \quad (17)$$

### 3.3 ROTOR

Aplicando la misma metodología en el caso del estator y teniendo en cuenta que la suma de variables eléctricas consideradas es cero, puede definirse también un fasor espacial bidimensional de intensidades, tensiones y flujos. En la Figura 4 se observa la relación entre el sistema  $(\alpha_r, \beta_r)$  fijado al rotor y el sistema  $(d, q)$  que gira a una velocidad eléctrica  $\omega_2(t)$  respecto al rotor.

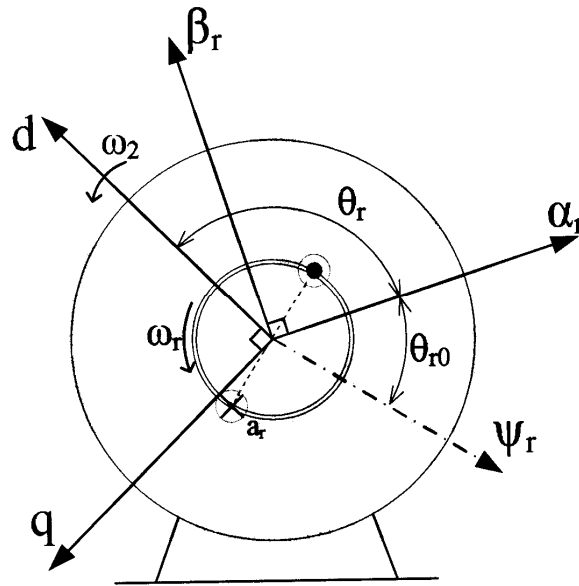


Figura 4: Sistema de referencia aplicado en el rotor de la máquina de inducción.

De forma similar se plantean las ecuaciones para el caso del rotor:

$$u_{ra} = R_r \cdot i_{ra} + \frac{d}{dt} \varphi_{ra} \quad (18)$$

$$u_{rb} = R_r \cdot i_{rb} + \frac{d}{dt} \varphi_{rb} \quad (19)$$

$$u_{rc} = R_r \cdot i_{rc} + \frac{d}{dt} \varphi_{rc} \quad (20)$$

Con  $R_r$  la resistencia del rotor por fase,  $i_{rx}$  la intensidad instantánea de la fase  $x$  en el rotor y  $\varphi_{rx}$  el flujo magnético instantáneo originado por la fase  $x$  del rotor. Los flujos magnéticos instantáneos del rotor se definen como:

$$\varphi_{ra} = L_{rr} \cdot i_{ra} + L_m \cdot i_{sa} \quad (21)$$

$$\varphi_{rb} = L_{rr} \cdot i_{rb} + L_m \cdot i_{sb} \quad (22)$$

$$\varphi_{rc} = L_{rr} \cdot i_{rc} + L_m \cdot i_{sc} \quad (23)$$

Siendo  $L_{rr}$  la inductancia propia del devanado del rotor y  $L_m$  la inductancia mutua entre los devanados del estator y del rotor.

Estas ecuaciones se pueden reescribir respecto a un sistema de referencia de dos ejes que gira a una velocidad  $\omega_2$  respecto al rotor. En este caso las expresiones para calcular las componentes del fasor de corrientes  $\bar{i}_r(t)$  en dicho sistema son:

$$i_{rd}(t) = k_d \left[ i_{ra}(t) \cdot \cos(\theta_r(t)) + i_{rb}(t) \cdot \cos\left(\theta_r(t) - \frac{2\pi}{3}\right) + i_{rc}(t) \cdot \cos\left(\theta_r(t) + \frac{2\pi}{3}\right) \right] \quad (24)$$

$$i_{rq}(t) = k_q \left[ -i_{ra}(t) \sin(\theta_r(t)) - i_{rb}(t) \sin\left(\theta_r(t) - \frac{2\pi}{3}\right) - i_{rc}(t) \cdot \sin\left(\theta_r(t) + \frac{2\pi}{3}\right) \right] \quad (25)$$

Donde  $i_{rd}(t)$  es la componente directa e  $i_{rq}(t)$  la componente inversa del fasor espacial de corrientes del rotor  $\bar{i}_r(t)$ :

$$\bar{i}_r(t) = i_{rd}(t) + j \cdot i_{rq}(t) \quad (26)$$

De la misma manera que en el caso del estator, se define el ángulo  $\theta_r$  como el ángulo comprendido entre el eje del flujo magnético generado por el devanado  $a$  del rotor y el eje horizontal del sistema de referencia a emplear. En el caso de la Figura 4, si se toma como referencia el sistema  $(\alpha_r, \beta_r)$  entonces  $\theta_r = \theta_{r0} = \theta_r(t = 0)$ , si se toma el sistema  $(d, q)$  como referencia entonces  $\theta_r$  se define como:

$$\theta_r(t) = \omega_2(t) \cdot t + \theta_r(t = 0) \quad (27)$$

Escribimos ahora de forma vectorial las ecuaciones de las tensiones del rotor respecto a un sistema de referencia que gira con una velocidad  $\omega_2$ :

$$\bar{u}_r = R_r \cdot \bar{i}_r + j \cdot \omega_2 \bar{\varphi}_r + \frac{d}{dt} \bar{\varphi}_r \quad (28)$$

La tensión del rotor  $\bar{u}_r$  en el sistema  $(d, q)$ :

$$\bar{u}_r = u_{rd} + j \cdot u_{rq} \quad (29)$$

Reescribiendo la ecuación (29) en componentes  $(d, q)$  tenemos:

$$\begin{pmatrix} u_{rd} \\ u_{rq} \end{pmatrix} = R_r \begin{pmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \end{pmatrix} + \omega_2 \begin{pmatrix} -\varphi_{rq} \\ \varphi_{rd} \end{pmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} \varphi_{rd} \\ \varphi_{rq} \end{pmatrix} \quad (30)$$

El flujo del rotor  $\bar{\varphi}_r$  en el nuevo sistema de referencia  $(d, q)$  se define como:

$$\overline{\varphi}_r = \varphi_{rd} + j \cdot \varphi_{rq} \quad (31)$$

$$\overline{\varphi}_r = L_r \overline{i}_r + L_m \overline{i}_s \quad (32)$$

### 3.4 HIPÓTESIS DE DESARROLLO DE ECUACIONES DE LA MÁQUINA DFIG.

Para el desarrollo de las ecuaciones de la máquina DFIG [2], [3], en primer lugar se iguala, la velocidad de giro del sistema de referencia con la velocidad del flujo del estator, como el flujo del estator girará a la velocidad de sincronismo  $\omega_s = 2\pi f_s$  fijada por la frecuencia de la red  $f_s$ , entonces la velocidad  $\omega_1$  a la que gira el sistema  $(d, q)$  es la de sincronismo.

Posteriormente se realizará la alineación del sistema  $(d, q)$  con el flujo magnético del estator, de forma que el eje  $d$  esté alineado con el flujo del estator.

#### 3.4.1 Equiparación de la velocidad de giro del sistema de referencia $(d, q)$ con la velocidad de giro del flujo del estator $\overline{\varphi}_s$

Fijamos el sistema de referencia  $(d, q)$  de forma que gire a la misma velocidad que el flujo del estator  $\overline{\varphi}_s$ . Como el flujo del estator gira a la velocidad de sincronismo

$$\omega_1 = \omega_s = 2\pi f_s \quad (33)$$

Se sustituye en la ecuación que define la tensión del estator:

$$\overline{u}_s = R_s \cdot \overline{i}_s + j \cdot \omega_s \overline{\varphi}_s + \frac{d}{dt} \overline{\varphi}_s \quad (34)$$

De modo que, introduciendo la ecuación (32) tenemos:

$$\overline{u}_s = R_s \cdot \overline{i}_s + j \cdot \omega_s (L_s \overline{i}_s + L_m \overline{i}_r) + \frac{d}{dt} (L_s \overline{i}_s + L_m \overline{i}_r) \quad (35)$$

Por último, quedan las ecuaciones que definen la tensión en el rotor:

$$\omega_2 = 2\pi f_s - p \cdot \Omega \quad (36)$$

$$\bar{u}_r = R_r \cdot \bar{i}_r + j \cdot (2\pi f_s - p \cdot \Omega) \bar{\varphi}_r + \frac{d}{dt} \bar{\varphi}_r$$

$$\bar{u}_r = R_r \cdot \bar{i}_r + j \cdot (2\pi f_s - p \cdot \Omega)(L_r \bar{i}_r + L_m \bar{i}_s) + \frac{d}{dt}(L_r \bar{i}_r + L_m \bar{i}_s) \quad (37)$$

### 3.4.2 Descomposición de $\bar{u}_s$ y $\bar{u}_r$ por componentes d y q. Obtención del Modelo de Quinto Orden.

Partiendo de las ecuaciones (35) y (37) y descomponiéndolas en componentes d y q obtenemos:

- Para la obtención de  $u_{sd}$  y  $u_{sq}$ .

$$\bar{u}_s = R_s \cdot \bar{i}_s + j \cdot \omega_s (L_s \bar{i}_s + L_m \bar{i}_r) + \frac{d}{dt} (L_s \bar{i}_s + L_m \bar{i}_r)$$

$$= R_s \cdot (i_{sd} + j \cdot i_{sq}) + j \cdot \omega_s [L_s (i_{sd} + j \cdot i_{sq}) + L_m (i_{rd} + j \cdot i_{rq})] + \frac{d}{dt} [L_s (i_{sd} + j \cdot i_{sq}) + L_m (i_{rd} + j \cdot i_{rq})]$$

$$u_{sd} = R_s i_{sd} - (2\pi f_s) (L_s i_{sq} + L_m i_{rq}) + \frac{d}{dt} (L_s i_{sd} + L_m i_{rd})$$

$$u_{sq} = R_s i_{sq} + (2\pi f_s) (L_s i_{sd} + L_m i_{rd}) + \frac{d}{dt} (L_s i_{sq} + L_m i_{rq})$$

- Para la obtención de  $u_{rd}$  y  $u_{rq}$ .

$$\bar{u}_r = R_r \cdot \bar{i}_r + j \cdot \omega_2 (L_r \bar{i}_r + L_m \bar{i}_s) + \frac{d}{dt} (L_r \bar{i}_r + L_m \bar{i}_s)$$

$$= R_r \cdot (i_{rd} + j \cdot i_{rq}) + j \cdot \omega_2 [L_r (i_{rd} + j \cdot i_{rq}) + L_m (i_{sd} + j \cdot i_{sq})] + \frac{d}{dt} [L_r (i_{rd} + j \cdot i_{rq}) + L_m (i_{sd} + j \cdot i_{sq})]$$

$$u_{rd} = R_r i_{rd} - (2\pi f_s - p\Omega) (L_r i_{rq} + L_m i_{sq}) + \frac{d}{dt} (L_r i_{rd} + L_m i_{sd})$$

$$u_{rq} = R_r i_{rq} + (2\pi f_s - p\Omega) (L_r i_{rd} + L_m i_{sd}) + \frac{d}{dt} (L_r i_{rq} + L_m i_{sq})$$

Las ecuaciones:

$$u_{sd} = R_s i_{sd} - (2\pi f_s)(L_s i_{sq} + L_m i_{rq}) + \frac{d}{dt}(L_s i_{sd} + L_m i_{rd}) \quad (38)$$

$$u_{sq} = R_s i_{sq} + (2\pi f_s)(L_s i_{sd} + L_m i_{rd}) + \frac{d}{dt}(L_s i_{sq} + L_m i_{rq}) \quad (39)$$

$$u_{rd} = R_r i_{rd} - (2\pi f_s - p\Omega)(L_r i_{rq} + L_m i_{sq}) + \frac{d}{dt}(L_r i_{rd} + L_m i_{sd}) \quad (40)$$

$$u_{rq} = R_r i_{rq} + (2\pi f_s - p\Omega)(L_r i_{rd} + L_m i_{sd}) + \frac{d}{dt}(L_r i_{rq} + L_m i_{sq}) \quad (41)$$

Conforman el sistema de ecuaciones del **modelo de quinto orden**.

### 3.4.3 Alineación del sistema $(d, q)$ con el flujo magnético del estator $\overline{\varphi}_s$ . Obtención del modelo de 3º Orden.

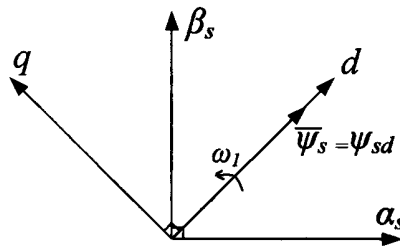


Figura 5: Sistema de referencia  $(d, q)$  alineado con el flujo del estator.

Si además se fija el sistema de referencia  $(d, q)$  de forma que el eje  $d$  esté alineado con el flujo del estator, Figura 5, entonces la componente  $\varphi_{sq}$  es igual a cero, por lo que queda:

$$\overline{\varphi}_s = \varphi_{sd} + j \cdot \varphi_{sq} = \varphi_{sd} \quad (42)$$

De este modo, las expresiones para  $u_{sd}, u_{sq}, u_{rd}$  y  $u_{rq}$  se obtendrían simplificando de la siguiente manera:

$$\varphi_{sd} = L_s i_{sd} + L_m i_{rd} \rightarrow i_{sd} = \frac{\varphi_{sd} - L_m i_{rd}}{L_s} \quad (43)$$



$$\varphi_{sq} = L_s i_{sq} + L_m i_{rq} = 0 \rightarrow i_{sq} = \frac{-L_m i_{rq}}{L_s}$$

$$\varphi_{rd} = L_r i_{rd} + L_m i_{sd} = L_r i_{rd} + L_m \left( \frac{\varphi_{sd} - L_m i_{rd}}{L_s} \right) = \left( L_r - \frac{L_m^2}{L_s} \right) i_{rd} + \frac{L_m}{L_s} \varphi_{sd}$$

$$\varphi_{rq} = L_r i_{rq} + L_m i_{sq} = L_r i_{rq} + L_m \left( \frac{-L_m i_{rq}}{L_s} \right) = \left( L_r - \frac{L_m^2}{L_s} \right) i_{rq}$$

$$u_{rd} = R_r i_{rd} - \omega_2 \cdot \varphi_{rq} + \frac{d}{dt} \varphi_{rd}$$

$$u_{rd} = R_r i_{rd} - (2\pi f_s - p\Omega) \cdot \left( L_r - \frac{L_m^2}{L_s} \right) i_{rq} + \frac{d}{dt} \left[ \left( L_r - \frac{L_m^2}{L_s} \right) i_{rd} + \frac{L_m}{L_s} \varphi_{sd} \right]$$

$$u_{rq} = R_r i_{rq} + \omega_2 \cdot \varphi_{rd} + \frac{d}{dt} \varphi_{rq} u_{rq} = R_r i_{rq} + (2\pi f_s - p\Omega) \cdot \left[ \left( L_r - \frac{L_m^2}{L_s} \right) i_{rd} + \frac{L_m}{L_s} \varphi_{sd} \right] + \frac{d}{dt} \left[ \left( L_r - \frac{L_m^2}{L_s} \right) i_{rq} \right]$$

Reordenando, obtenemos las ecuaciones de 3º orden.

$$u_{rd} = R_r i_{rd} - (2\pi f_s - p\Omega) \cdot \left( L_r - \frac{L_m^2}{L_s} \right) i_{rq} + \frac{d}{dt} \left[ \left( L_r - \frac{L_m^2}{L_s} \right) i_{rd} + \frac{L_m}{L_s} \varphi_{sd} \right] \quad (44)$$

$$u_{rq} = R_r i_{rq} + (2\pi f_s - p\Omega) \cdot \left[ \left( L_r - \frac{L_m^2}{L_s} \right) i_{rd} + \frac{L_m}{L_s} \varphi_{sd} \right] + \frac{d}{dt} \left[ \left( L_r - \frac{L_m^2}{L_s} \right) i_{rq} \right] \quad (45)$$

Conforman el sistema de ecuaciones del **modelo de tercer orden**.

#### 4 COMPORTAMIENTO MECANICO DEL AEROGENERADOR.

La siguiente ecuación determina el par eléctrico de la máquina  $T_{el}$ :

$$T_{el} = \frac{3}{2} \cdot \text{Im}[\varphi_s^* \cdot \bar{i}_s] \quad (46)$$

Para el estudio de estabilidad transitoria eléctrica basta con modelar el comportamiento mecánico del aerogenerador mediante un modelo de dos masas,

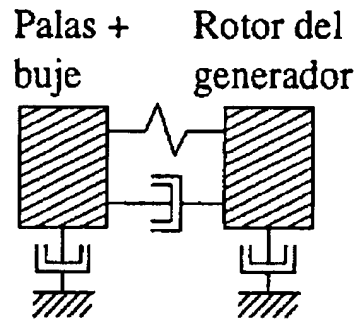


Figura 6: Modelo mecánico de dos masas para aerogeneradores.

La ecuación dinámica de este modelo se puede escribir de la siguiente manera:

$$T_{viento} - T_{el} = J \frac{d}{dt} \Omega \quad (47)$$

Donde  $T_{viento}$  es el par mecánico transmitido por la caja multiplicadora al rotor,  $T_{el}$  es el par eléctrico de la máquina,  $J$  es la inercia de la máquina asíncrona y  $\Omega$  es la velocidad mecánica del rotor.

El par eléctrico se puede considerar como el par en el rotor una vez eliminadas las pérdidas eléctricas en él. A partir de la ecuación (45) y sustituyendo tenemos que:

$$T_{el} = \frac{3}{2} \cdot \text{Im}[\varphi_{sd} \cdot (i_{sd} + j i_{sq})] = \frac{3}{2} \varphi_{sd} i_{sq} = -\frac{3}{2} \frac{L_m}{L_s} \varphi_s i_{rq} \quad (48)$$

Sabiendo que:

$$\overline{\varphi_s^*} = \overline{\varphi_s} = \varphi_{sd} \quad (49)$$

$$i_{sq} = -\frac{L_m}{L_s} i_{rq} \quad (50)$$

#### 4.1 HIPOTESIS DE CONTROL. INTENSIDADES DE REFERENCIA.

Como se dijo en el apartado 3.4, fijamos el sistema de referencia  $(d, q)$  de forma que gire a la misma velocidad que el flujo del estator  $\overline{\varphi_s}$  y de forma que el eje  $d$  esté alineado con el citado flujo. Con la ecuación que define la tensión del estator,

despreciando la resistencia del estator y considerando el flujo del estator constante, nos queda, en resumen, que:

$$\mathbf{u}_s \cong \omega_s \boldsymbol{\varphi}_{sd} \quad (51)$$

Por otra parte, de la ecuación (51) (se puede obtener  $\bar{\mathbf{i}}_s^*$ ):

$$\bar{\mathbf{i}}_s = \frac{1}{L_s} (\bar{\boldsymbol{\varphi}}_s - L_m \bar{\mathbf{i}}_r) \quad (52)$$

$$\bar{\mathbf{i}}_s^* = \frac{1}{L_s} (\bar{\boldsymbol{\varphi}}_s - L_m \bar{\mathbf{i}}_r)^* = \frac{1}{L_s} (\bar{\boldsymbol{\varphi}}_s^* - L_m \bar{\mathbf{i}}_r^*) \quad (53)$$

La potencia aparente en el estator es:

$$\bar{\mathbf{S}}_s = P_s + jQ_s \quad (54)$$

Siendo  $P_s$  la potencia activa en el estator y  $Q_s$  la potencia reactiva:

$$P_s = \text{Re}[\bar{\mathbf{u}}_s \cdot \bar{\mathbf{i}}_s^*] \quad (55)$$

$$Q_s = \text{Im}[\bar{\mathbf{u}}_s \cdot \bar{\mathbf{i}}_s^*] \quad (56)$$

De modo que:

$$\bar{\mathbf{S}}_s = \frac{3}{2} (\bar{\mathbf{u}}_s \cdot \bar{\mathbf{i}}_s^*) \quad (57)$$

Sustituyendo, obtenemos:

$$\begin{aligned} \bar{\mathbf{S}}_s &= \frac{3}{2} j \omega_s \boldsymbol{\varphi}_{sd} \frac{1}{L_s} (\boldsymbol{\varphi}_{sd} - L_m (\mathbf{i}_{rd} + j \mathbf{i}_{rq})^*) \\ \bar{\mathbf{S}}_s &= -\frac{3}{2} \frac{\omega_s}{L_s} [\boldsymbol{\varphi}_{sd} L_m \mathbf{i}_{rq} - j \boldsymbol{\varphi}_{sd} (\boldsymbol{\varphi}_{sd} - L_m \mathbf{i}_{rd})] \end{aligned} \quad (58)$$

Por lo que la potencia activa y reactiva del estator quedan:

$$P_s = -\frac{3}{2} \frac{\omega_s}{L_s} \boldsymbol{\varphi}_{sd} L_m \mathbf{i}_{rq} \quad (59)$$

$$Q_s = \frac{3}{2} \frac{\omega_s}{L_s} \boldsymbol{\varphi}_{sd} (\boldsymbol{\varphi}_{sd} - L_m \mathbf{i}_{rd}) \quad (60)$$

Por último se sustituye  $\boldsymbol{\varphi}_{sd}$  de la ecuación

$$P_s = -\frac{3}{2} \frac{\omega_s}{L_s} \frac{u_{sq}}{\omega_s} L_m \mathbf{i}_{rq} \quad (61)$$

$$Q_s = \frac{3}{2} \frac{u_{sq}}{L_s} (\frac{u_{sq}}{\omega_s} - L_m i_{rd}) \quad (62)$$

Cabe resaltar de las ecuaciones que las potencias activa y reactiva del estator tan solo dependen de los valores de  $i_{rq}$  e  $i_{rd}$  respectivamente. Esto se debe a que tanto la tensión del estator,  $u_s$ , como la frecuencia,  $f_s$ , vienen fijadas por la red y a que  $L_m$  y  $L_s$  tienen valores constantes.

Ahora se tratan las potencias de la máquina, que serán igual a la suma de las potencias del estator y del rotor.

$$P_{maq} = P_s + P_r \quad (63)$$

$$Q_{maq} = Q_s + Q_r \quad (64)$$

El convertidor del lado de red tan solo inyectará o absorberá potencia activa de la red, por lo que la máquina intercambiará reactiva con la red tan solo por el estator.

$$Q_{maq} = Q_s = \frac{3}{2} \frac{u_{sq}}{L_s} (\frac{u_{sq}}{\omega_s} - L_m i_{rd}) \quad (65)$$

Volviendo a la ecuación que define el flujo del estator y teniendo en cuenta se tiene que:

$$\varphi_{sd} = L_s i_{sd} + L_m i_{rd} \quad (66)$$

$$\varphi_{sq} = L_s i_{sq} + L_m i_{rq} \quad (67)$$

Como  $\varphi_{sq} = 0$ , entonces:

$$i_{sd} = \frac{\varphi_s - L_m i_{rd}}{L_s} \quad (68)$$

$$i_{sq} = -\frac{L_m}{L_s} i_{rq} \quad (69)$$

Como ya se mencionó en el apartado anterior el par eléctrico se puede considerar como el par en el rotor, una vez eliminadas las pérdidas eléctricas de éste. Sustituyendo tenemos que:

$$T_{el} = -\frac{3}{2} \frac{L_m}{L_s} \frac{u_{sq}}{\omega_s} i_{rq} \quad (70)$$

De forma análoga que en el caso de las potencias activas y reactivas, el par se controla a través de una de las componentes de la corriente del rotor. En este caso, el par eléctrico  $T_{el}$  se puede controlar mediante  $i_{rq}$ , ya que la tensión del estator  $u_s$  y la frecuencia  $f_s$  vienen fijadas por la red.

De este modo, para obtener los valores de  $i_{rd}^*$  e  $i_{rq}^*$  bastará con despejar de las ecuaciones y  $i_{rd}$  e  $i_{rq}$  respectivamente.

$$i_{rd}^* = \frac{1}{L_m} \left( \frac{u_{sq}}{\omega_s} - \frac{2}{3} \frac{L_s}{u_{sq}} Q_{m,ref} \right) \quad (71)$$

$$i_{rq}^* = -\frac{2}{3} \frac{L_s}{L_m} \frac{\omega_s}{u_{sq}} T_{el,ref} \quad (72)$$

Este ha sido el desarrollo matemático para el modelado de las intensidades de referencia en nuestro aerogenerador, para las simulaciones utilizaremos un generador de señal que en el apartado x se describirá con más detalle.

#### 4.2 ESQUEMA FUNCIONAMIENTO DEL CONTROL.

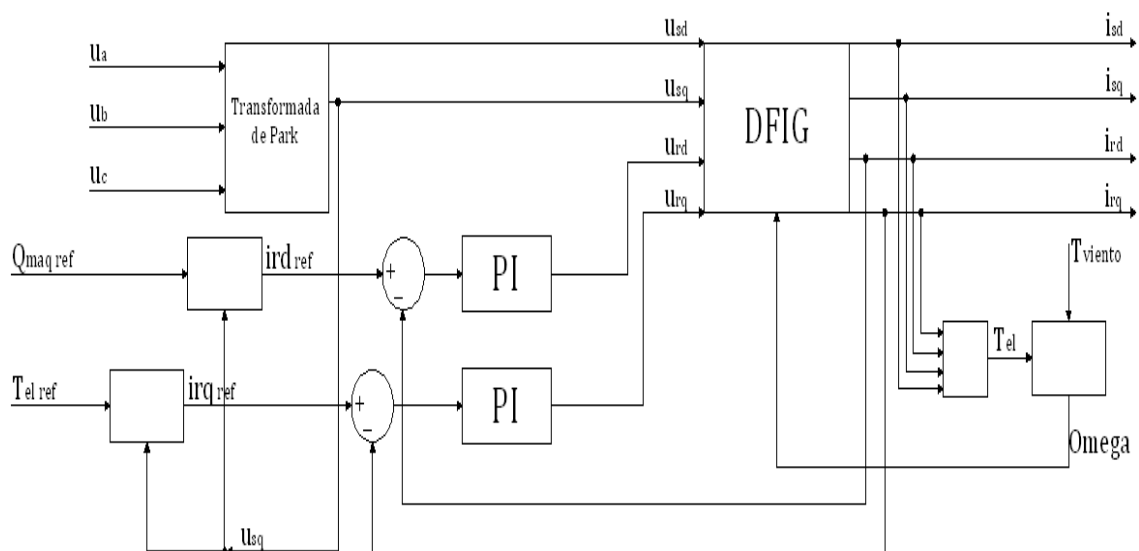


Figura 7. Esquema de control de un aerogenerador doblemente alimentado.

El control de este generador se realiza mediante dos controladores (rápido y lento) en nuestro proyecto nos centraremos en los controladores tipo PI que aparecen en el Figura 7 que son de tipo lento, a los cuales, ya les llega las intensidades de referencia que son proporcionadas por otros controladores aguas arriba (rápidos).

La potencia de referencia vendrá determinada previamente mediante las curvas del aerogenerador Figura 8, la cual nos da una potencia máxima en función de la velocidad del viento.

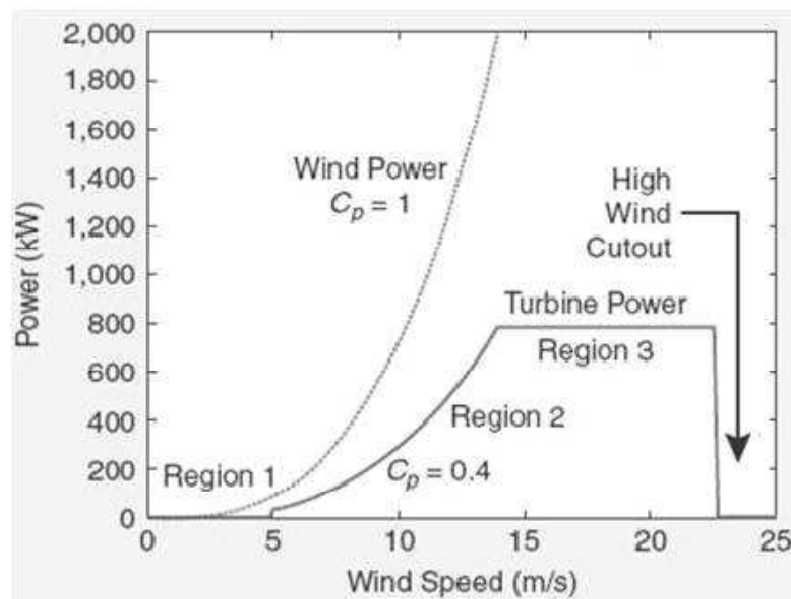


Figura 8. Curva de potencia de un aerogenerador de 800kW de potencia nominal. Tomada de Johnson et al. (2006).

## 5 ECUACION DE ESTADO MODELO TERCER ORDEN.

Para la obtención del modelo a experimentar se realizarán la consideración de que la resistencia del estator es despreciable y de que su flujo es constante [3], para que, una vez desarrolladas las ecuaciones, obtener el modelo con el que trabajaremos para la simulación.

## 5.1 DESARROLLO DE ECUACIONES.

Con la ecuación que define la tensión del estator, (12), si se desprecia la resistencia del estator y se considera el flujo del estator constante, tenemos que:

$$\bar{u}_s = R_s \cdot \bar{i}_s + j\omega_1 \bar{\varphi}_s + \frac{d}{dt} \bar{\varphi}_s \approx j\omega_1 \bar{\varphi}_s \quad (73)$$

Como ya dijimos, la velocidad de giro del sistema ( $d, q$ ),  $\omega_1$ , es igual a la velocidad de sincronismo, y la componente  $\varphi_{sq}$  del flujo del estator es igual a cero. De este modo, nos queda que:

$$\bar{u}_s \approx j\omega_s \varphi_{sd} \quad (74)$$

Se descompone  $\bar{u}_s$  por componentes  $d$  y  $q$ :

$$u_{sd} = R_s i_{sd} - \omega_s \varphi_{sq} + \frac{d}{dt} \varphi_{sd} \approx 0 \quad (75)$$

$$u_{sq} = R_s i_{sq} + \omega_s \varphi_{sd} + \frac{d}{dt} \varphi_{sq} \approx \omega_s \varphi_{sd} \quad (76)$$

En resumen, las componentes  $d$  y  $q$  del vector espacial de la tensión del estator son:

$$u_{sd} \cong 0 \quad (77)$$

$$u_{sq} \cong \omega_s \varphi_{sd} \quad (78)$$

$$\bar{u}_s = u_{sd} + j u_{sq} \cong j \omega_s \varphi_{sd} \quad (79)$$

$$|\bar{u}_s| = u_s \cong \omega_s \varphi_{sd} \quad (80)$$

Por último, quedan las ecuaciones que definen la tensión en el rotor. A partir de las ecuaciones (43) y (44) sustituyendo  $\varphi_{sd}$  por  $u_s / 2\pi f_s$ , tenemos que:

$$u_{rd} = R_r i_{rd} - (2\pi f_s - p\Omega) \cdot \left( L_r - \frac{L_m^2}{L_s} \right) i_{rq} + \frac{L_m}{L_s} \frac{1}{2\pi f_s} \frac{d}{dt} u_s + \left( L_r - \frac{L_m^2}{L_s} \right) \frac{d}{dt} i_{rd} \quad (81)$$

$$u_{rq} = R_r i_{rq} + (2\pi f_s - p\Omega) \cdot \left[ \frac{L_m}{L_s} \frac{1}{2\pi f_s} u_s + \left( L_r - \frac{L_m^2}{L_s} \right) i_{rd} \right] + \left( L_r - \frac{L_m^2}{L_s} \right) \frac{d}{dt} i_{rq} \quad (82)$$

A continuación, partiendo de las ecuaciones que conforman el sistema de ecuaciones del modelo a experimentar, parametrizamos:

$$\mathbf{u}_{rd} = R_r \mathbf{i}_{rd} + k \cdot \frac{d}{dt} \mathbf{u}_s + k_2 \cdot \mathbf{i}_{rq} + L_d \cdot \frac{d}{dt} \mathbf{i}_{rd} \quad (83)$$

$$\mathbf{u}_{rq} = R_r \mathbf{i}_{rq} + d \cdot \mathbf{u}_s + d_2 \cdot \mathbf{i}_{rd} + L_q \frac{d}{dt} \mathbf{i}_{rq} \quad (84)$$

con:

$$k = \frac{L_m}{L_s} \frac{1}{2\pi f_s}$$

$$k_2 = -(2\pi f_s - p\Omega) \cdot \left( L_r - \frac{L_m^2}{L_s} \right)$$

$$d = (2\pi f_s - p\Omega) \cdot \left( \frac{L_m}{L_s} \frac{1}{2\pi f_s} \right)$$

$$d_2 = (2\pi f_s - p\Omega) \cdot \left( L_r - \frac{L_m^2}{L_s} \right)$$

$$L_d = L_q = \left( L_r - \frac{L_m^2}{L_s} \right)$$

Y por último, reordenando términos y representando las ecuaciones por variables de estado, tenemos que:

$$\Rightarrow \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} \mathbf{i}_{rd} \\ \mathbf{i}_{rq} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -R_r/L_d & -k_2/L_d \\ -d_2/L_q & -R_r/L_q \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \mathbf{i}_{rd} \\ \mathbf{i}_{rq} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 1/L_d & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & 1/L_q \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \mathbf{u}_{rd} - k \cdot \frac{d}{dt} \mathbf{u}_s \\ \mathbf{u}_{rq} - d \cdot \mathbf{u}_s \end{pmatrix} \quad (85)$$

La última expresión es la ecuación de estado que representa en el espacio, el estado de un sistema dado, de donde extraeremos la información necesaria para la implantación en “Simulink”.

La identificación de las matrices A, B, C y D se realiza según [3], podemos observar que nuestro sistema se puede modelizar del tipo:

$$\dot{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{f}(\mathbf{x}, \mathbf{u},) \quad (86)$$

$$\mathbf{y}(t) = \mathbf{g}(\mathbf{x}, \mathbf{u},) \quad (87)$$



Si linealizamos alrededor de un punto de operación obtendríamos las siguientes ecuaciones de estado y de salidas.

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) \quad (88)$$

$$y(t) = Cx(t) + Du(t) \quad (89)$$

Donde A es la matriz de estado, B matriz de entrada, C matriz de salida y D matriz de transmisión directa.

Operando obtenemos para nuestro caso:

$$A = \begin{pmatrix} -R_r/L_d & -k_2/L_d \\ -d_2/L_q & -R_r/L_q \end{pmatrix}, B = \begin{pmatrix} 1/L_d & 0 \\ 0 & 1/L_q \end{pmatrix}, C = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix}, D = \begin{pmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{pmatrix} \quad (90)$$

### 5.1.1 Datos.

Para la realización de las diferentes pruebas es necesario tomar valores numéricos.

- Valores eléctricos de la máquina en pu:
  - $relacion\ espiras = 0.33 \equiv$  Relación del número de espiras entre el estator y el rotor del generador
  - $R_s = 0.36 \equiv$  Resistencia del estator
  - $R_r = 0.008 \cdot 0.33^2 = 0.0087 \equiv$  Resistencia del rotor
  - $L_{\sigma s} = 0.115$
  - $L_m = 3.5 \equiv$  Inductancia mutua entre los devanados del estator y del rotor
  - $L_s = L_m + L_{\sigma s} \equiv$  Inductancia propia del devanado del estator
  - $L_{\sigma r} = 0.100 \cdot 0.33^2 = 0.011$
  - $L_r = L_m + L_{\sigma r} = 3.511 \equiv$  Inductancia propia del devanado del rotor
- Frecuencia de red:  $f_s = 50\ Hz$

- $P=2$
- $R_{pm}=1.04$  pu. La velocidad es superior a la de sincronismo al funcionar como generador.
- Frecuencia nominal del aerogenerador:  $frecuencia\ gen\ aero = f_s$
- Velocidad de sincronismo:  $\omega_s = 2 \cdot \pi \cdot f_s$

$$k = \frac{L_m}{L_s} \frac{1}{2\pi f_s} = 0.003$$

$$k_2 = -(2\pi f_s - p\Omega) \cdot \left( L_r - \frac{L_m^2}{L_s} \right) = -0.051$$

$$d = (2\pi f_s - p\Omega) \cdot \left( \frac{L_m}{L_s} \frac{1}{2\pi f_s} \right) = 0.001$$

$$d_2 = (2\pi f_s - p\Omega) \cdot \left( L_r - \frac{L_m^2}{L_s} \right) = 0.051$$

$$L_d = L_q = \left( L_r - \frac{L_m^2}{L_s} \right) = 0.122$$

Operando obtenemos la ecuación que define el modelo de la planta:

$$\frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -0.07 & -0.04 \\ 0.04 & -0.07 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 8.196 & 0 \\ 0 & 8.196 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} u_{rd} - 0.003 \cdot \frac{d}{dt} u_s \\ u_{rq} - 0.0001 \cdot u_s \end{pmatrix} \quad (91)$$

## 6 ECUACION DE ESTADO MODELO QUINTO ORDEN.

$$u_{sd} = R_s i_{sd} - (2\pi f_s)(L_s i_{sq} + L_m i_{rq}) + \frac{d}{dt} (L_s i_{sd} + L_m i_{rd}) \quad (38)$$

$$u_{sq} = R_s i_{sq} + (2\pi f_s)(L_s i_{sd} + L_m i_{rd}) + \frac{d}{dt} (L_s i_{sq} + L_m i_{rq}) \quad (39)$$

$$u_{rd} = R_r i_{rd} - (2\pi f_s - p\Omega)(L_r i_{rq} + L_m i_{sq}) + \frac{d}{dt} (L_r i_{rd} + L_m i_{sd}) \quad (40)$$

$$u_{rq} = R_r i_{rq} + (2\pi f_s - p\Omega)(L_r i_{rd} + L_m i_{sd}) + \frac{d}{dt} (L_r i_{rq} + L_m i_{sq}) \quad (41)$$

con:  $k = -(2\pi f_s - p\Omega) \cdot L_r$ ,  $k_2 = -(2\pi f_s - p\Omega) \cdot L_m$ ,  $t = -(2\pi f_s) \cdot L_s$ ,  $t_2 = -(2\pi f_s) \cdot L_m$

Reordenando términos y representando las ecuaciones por variables de estado, tenemos que:

$$\left[ I - \begin{pmatrix} 0 & 0 & -\frac{L_m}{L_s} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{L_m}{L_s} \\ -\frac{L_m}{L_r} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{L_m}{L_r} & 0 & 0 \end{pmatrix} \right] \cdot \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\frac{R_s}{L_s} & -\frac{t}{L_s} & 0 & -\frac{t_2}{L_s} \\ \frac{t}{L_s} & -\frac{R_s}{L_s} & \frac{t_2}{L_s} & 0 \\ 0 & -\frac{k_2}{L_r} & -\frac{R_r}{L_r} & -\frac{k}{L_r} \\ \frac{k_2}{L_r} & 0 & \frac{k}{L_r} & -\frac{R_r}{L_r} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \frac{1}{L_s} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_s} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L_r} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{L_r} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} u_{sd} \\ u_{sq} \\ u_{rd} \\ u_{rq} \end{pmatrix} \quad (92)$$

Logramos de este modo una ecuación de la forma  $K \cdot \dot{x}(t) = A' \cdot x(t) + B' \cdot u(t)$ , que debemos modificar para que alcance la estructura deseada para la representación por variables de estado  $\dot{x}(t) = A \cdot x(t) + B \cdot u(t)$ :

$$\rightarrow \dot{x}(t) = \text{inv}(K) \cdot A' \cdot x(t) + \text{inv}(K) \cdot B' \cdot u(t) \quad (93)$$

Así tenemos que:

$$A = \text{inv}(K) \cdot A', \quad B = \text{inv}(K) \cdot B', \quad C = (I)_{4 \times 4}, \quad D = (0)_{4 \times 4}$$

Las tensiones  $u_{rd}$  y  $u_{rq}$  vienen determinadas por imposición, resultan del conjunto de bloques utilizados para definir los reguladores en  $d$  y  $q$ . :

$$u_{sd}(1) = 0; \quad u_{sq}(1) = 1$$

## 7 EXPERIMENTOS A REALIZAR.

### 7.1 VARIACIÓN DE LA RESISTENCIA EN FUNCION DE LA TEMPERATURA.

La resistividad de un material metálico aumenta, según la teoría [5], al aumentar la temperatura, esto se debe a que los iones del conductor vibran con mayor amplitud, lo cual hace más probable que un electrón en movimiento choque con un ión, esto impide el arrastre de los electrones por el conductor y, por tanto, también la corriente. La resistividad de las aleaciones es prácticamente independiente de la temperatura. La resistividad de los no metales disminuye al aumentar la temperatura, puesto que a temperaturas mayores, más electrones son "arrancados" de los átomos y adquieren movilidad. Este mismo comportamiento se presenta en los semiconductores.

El incremento de la temperatura del motor afecta a la resistencia del bobinado y a las características magnéticas.

Para obtener un modelo de variación de resistencia respecto al tiempo, se han consultado diversas publicaciones, en algunas de ellas como en [8] defiende la teoría de que la resistencia del bobinado aumenta linealmente siguiendo el coeficiente térmico de resistencia del cobre  $\alpha_{Cu} = 0.00392 \text{ C}^{-1}$

$$R_T = R_{25} \times (1 + \alpha_{Cu} (T - 25^\circ\text{C}))$$

Otras como [9] defienden otro tipo de algoritmo de variación, aunque también resulta ser un modelo lineal como aproximación final. La diversa bibliografía consultada mayormente utiliza métodos de identificación para la obtención de la variación de la resistencia como en [10] obteniendo gráficas como la Figura 9

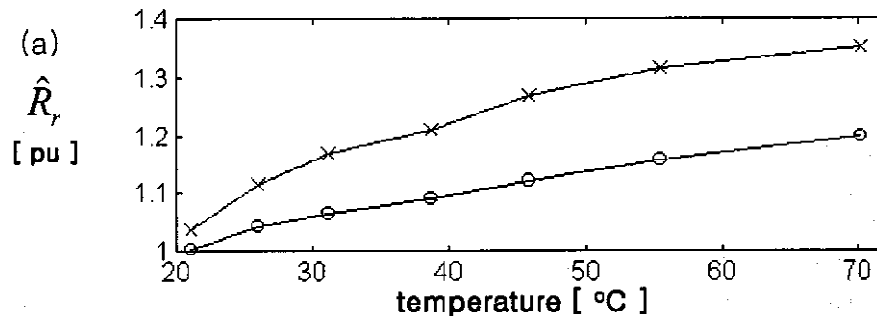


Figura 9: Gráfica de variación de resistencia del rotor en función de la temperatura.

En esta figura se puede observar que no es lineal la variación de la resistencia respecto a la temperatura, incluso tampoco en los artículos consultados, simplemente se considera como válido una linealización de la curva.

Como criterio para nuestro experimento utilizaremos el criterio de linealidad de la variación de la resistencia, para ello crearemos una curva de variación en "simulink" mediante un constructor de señal, la señal variará desde una resistencia inicial hasta un 20%, este bloque se desarrollará en el punto 8 de este proyecto.

## 7.2 PROBLEMAS EN LA SINTONIZACION DE LOS CONTROLADORES.

Como casi todos los controladores PI se ajustan en el lugar de emplazamiento, en diversas literaturas se proponen tipos diferentes de sintonización, que permiten obtener una sintonización delicada y fina de los controladores, o se han desarrollado métodos automáticos de sintonización y algunos controladores poseen capacidad de sintonización automática en línea. [4]

En nuestro caso es posible la obtener un modelo matemático de la planta así que es posible aplicar diversas técnicas de diseño con el fin de determinar los parámetros de los controladores.

En un principio se plantea estudiar la sintonización de los controladores utilizando los modelos de tercer orden en planta y en el controlador, pero esta hipótesis de estudio para la sintonización nos plantea establecer una base de sintonización, en cuanto, a modelo a tener en cuenta para la misma.

### 7.2.1 Desarrollo del modelo a utilizar en la sintonización.

Para la obtención del modelo de tercer orden es necesario imponer algunos criterios de simplificación del modelo matemático, como el de despreciar la resistencia del estator, de modo que, solamente influiría la resistencia del rotor, sería ilógico comprobar y comparar el funcionamiento de diversos controladores, ante la variación de la resistencia frente a la temperatura, cuando ha sido necesario la simplificación de un parámetro  $R_s$  que es del orden de 10 veces superior al parámetro resistivo que queda en el modelo matemático, la resistencia del rotor.

Debido a este problema la decisión a adoptar para nuestras simulaciones será la de utilizar un modelo matemático de 5º orden para la planta y para la sintonización de los diferentes controladores utilizaremos el modelo de 3º orden, lo cual simplifica la tarea de la sintonización, ya que, ésta para el modelo de 5º orden supondría un desarrollo matemático importante y complejo.

### 7.3 SOLUCIONES Y ESTABLECIMIENTO DE BASES PARA LA SIMULACIÓN.

Tras haber discutido el problema de la sintonización respecto al modelo a utilizar y haber decidido, cuál será el modelo matemático para la planta y el controlador se utilizarán herramientas matemáticas para la comparación de los diferentes circuitos utilizando el modelo de 3º orden para la planta y para la sintonización, así como la utilización del modelo de 3º orden para la sintonización y el de 5º orden para la planta, comparando para este último caso el comportamiento de los controladores ante la variación del parámetro de la resistencia, ya que, como hemos comentado anteriormente es necesario que la planta sea de orden 5º para la simulación de la variación de la resistencia.

Los parámetros a comparar entre los diferentes controladores serán el error medio, la varianza del error, el valor eficaz del error y por último el gasto de control de cada controlador, también se utilizarán las gráficas para la comparación de los resultados.

- Error medio =  $\bar{e} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N e_i$  (94)

- Varianza =  $Var e = \frac{1}{N-1} \sum_{i=1}^N (e_i - \bar{e})^2$  (95)

- Valor eficaz del error =  $RMS = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^N e_i^2}{N}}$  (96)

- Gasto o energía del controlador =  $gasto = \sum_{i=1}^N u_i^2$  (97)

## 8 PARÁMETROS FIJOS Y VARIABLES DE DISEÑO.

### 8.1 INTENSIDADES DE REFERENCIA.

Para la realización de cada una de las pruebas que se pretenden hacer es necesario fijar las constantes con las que trabajaremos a lo largo de la simulación con los distintos controladores para ello es necesario fijar el tipo de señal que tendrán las señales de referencia de las diferentes intensidades,  $I_{refd}$   $I_{refr}$ , así como el periodo de muestreo de la señal para la obtención de datos.

Para la  $I_{rd}$ , la intensidad que proviene de la energía reactiva, se realizará una señal como la de la Figura 10, esta señal mantiene una señal que varía desde un valor inicial de  $-0.516$  hasta que se cumplen  $120s$  que simboliza el arranque de un aerogenerador, el resto del tiempo se considera constante pues la energía reactiva no variará, desde  $120s$  hasta  $330s$  con valor de  $-0.6192$ .

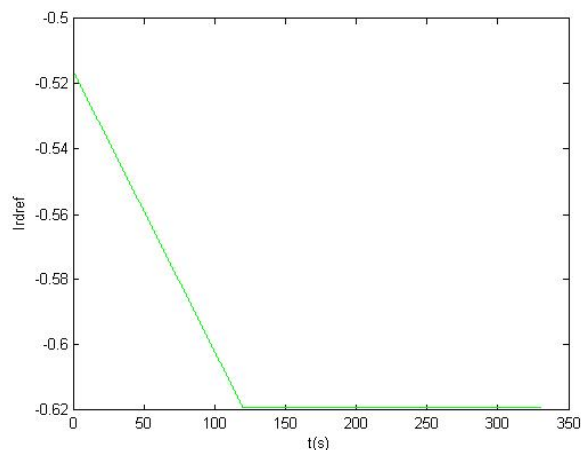


Figura 10: Gráfica de Irdref

Para la  $I_{rq}$  que es la intensidad que proviene de la energía o potencia activa se realizara una señal como la de la Figura 11. Esta señal mantiene una variación de una señal inicial que varía desde un valor inicial de 0 hasta en  $t=0$ , hasta el valor de 0.2445 para  $t=120s$ , esto simboliza el arranque del aerogenerador, este valor se mantendrá durante  $t=120s$  hasta  $t=240$  que simboliza el funcionamiento nominal sin cambios de viento, desde el  $t=240s$  hasta el  $t=270s$  se simboliza mediante una rampa de pendiente 0.0489 un cambio del viento, para terminar con el valor obtenido de intensidad de 0.2934 desde  $t=270s$  hasta  $t=330s$

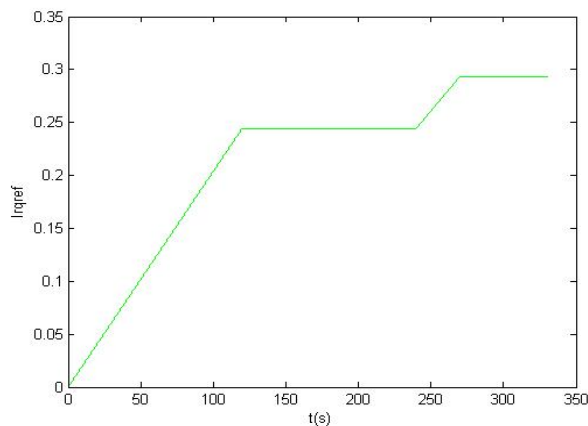


Figura 11: Gráfica de  $I_{rqref}$

De aquí en adelante se representarán juntas en una sola gráfica, según Figura 12

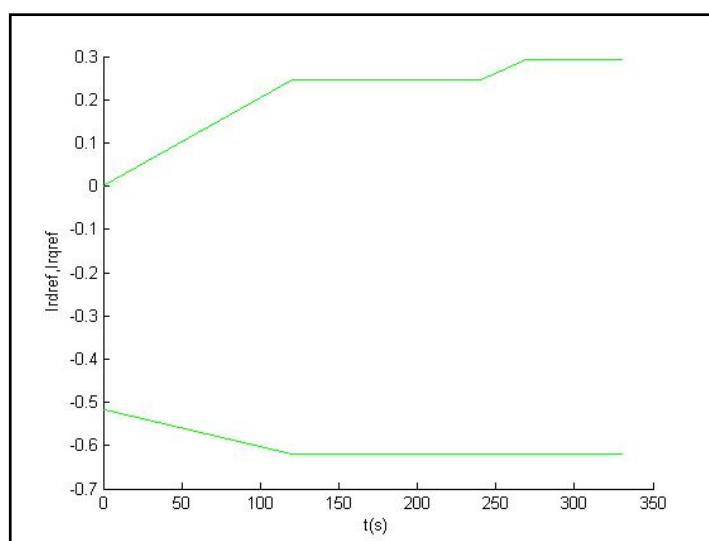


Figura 12: Gráfica de  $I_{rqref}$  y  $I_{rdref}$



## 8.2 VARIACION DE RESISTENCIA.

Para la variación de la resistencia se ha realizado un subsistema en Matlab como se muestra en la Figura 13 para el modelo 3<sup>o</sup> orden, el cual muestra como se desarrolla la ecuación de estado, en ecuación diferenciales expresadas matemáticamente para Matlab, para el modelo en 5<sup>o</sup> orden, que será el modelo en el que efectuemos la simulación, de la variación de la resistencia en función de la temperatura, viene representado en la Figura 14.

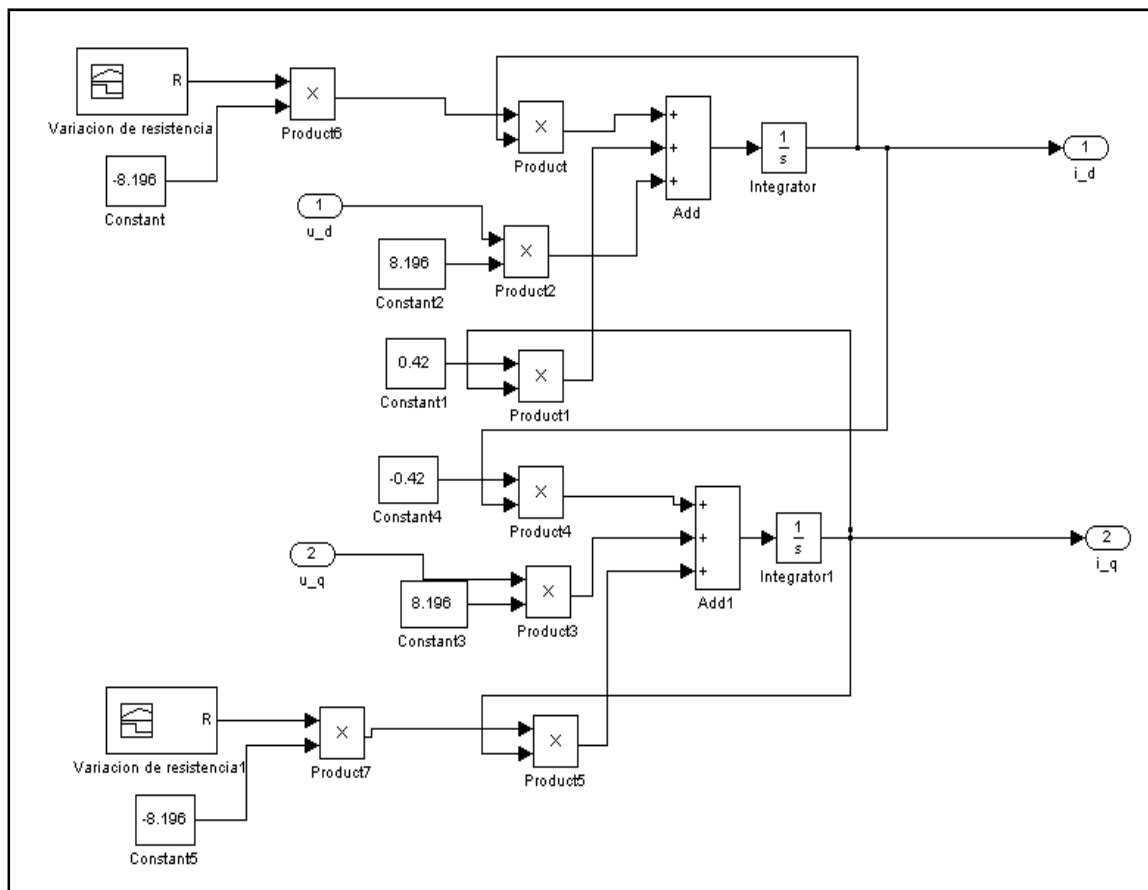


Figura 13: Modelo planta 3 orden desarrollado en ecuaciones.

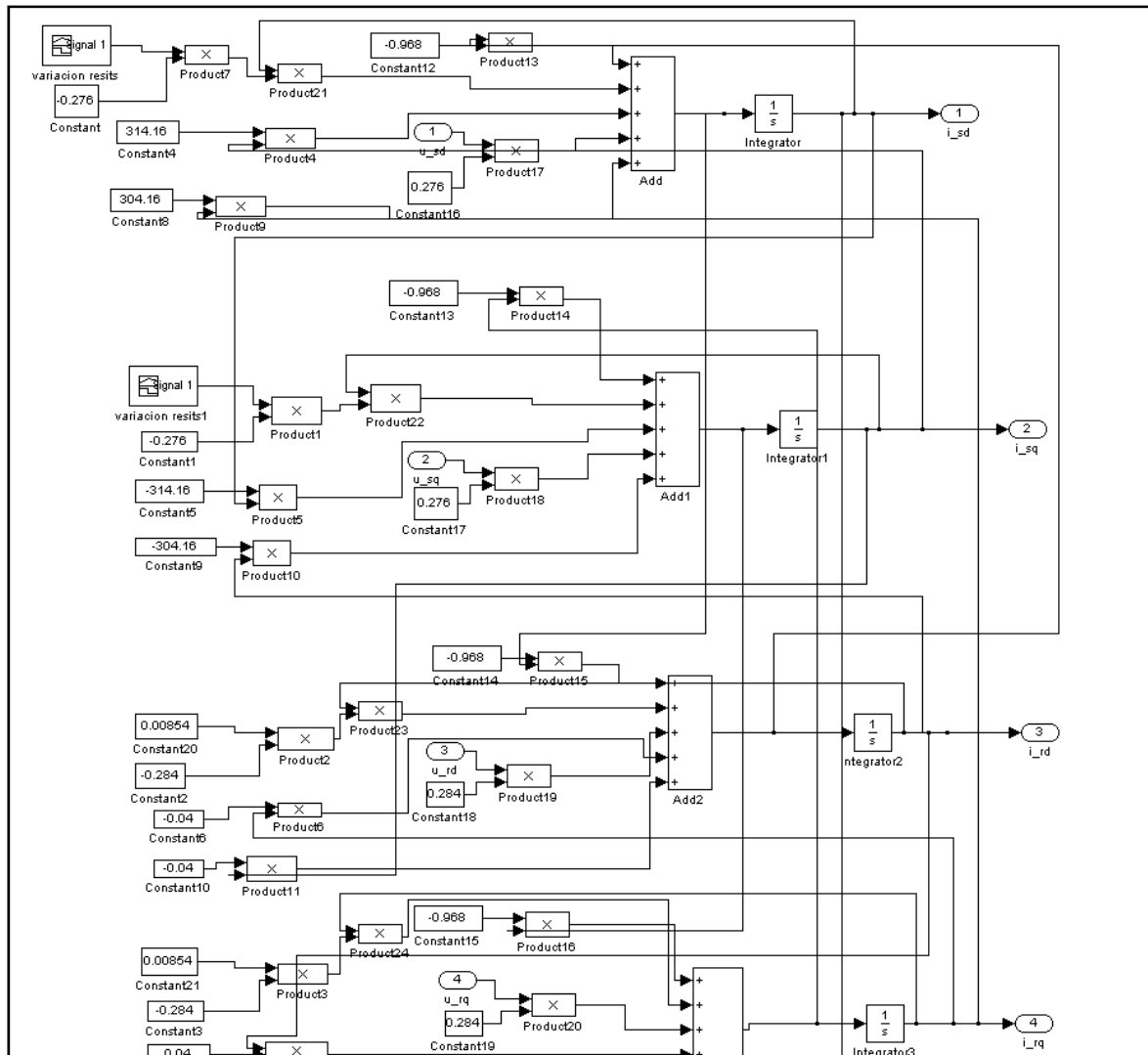


Figura 14: Modelo planta 5 orden desarrollado en ecuaciones.

Como se puede observar en el modelo, va incluido unos bloques que son constructores de señales, estos simularán la variación de la resistencia durante el funcionamiento, en un rango máximo de un  $20\%$ . Esta tiene un valor inicial de  $0.36$  que se mantendrá hasta  $t=135s$  para desde ahí variar su valor, incrementándolo en función de la temperatura de forma lineal hasta el valor de  $0.45$  desde  $t=135s$  a  $t=270s$ , manteniéndose éste último hasta  $t=330s$ , según Figura 15.

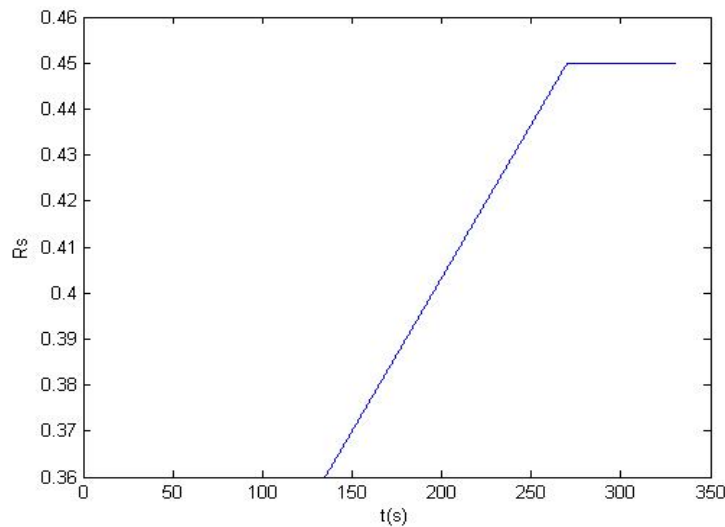


Figura 15: Modelo variación de la resistencia del estator.

## 9 TIPOS DE CONTROLADORES. FUNCIONAMIENTO.

### 9.1 REGULADOR PROPORCIONAL-INTEGRAL, PI

El elemento más importante de los sistemas de control realimentados es el regulador, que tiene tres funciones principales:

1. Hacer que la señal de salida varíe como lo ordene el valor prescrito  $e(t)$ .
2. Compensar lo más rápidamente posible las perturbaciones que puedan existir.
3. Compensar los retardos, tiempos muertos, errores de posición, de velocidad y de aceleración, además de mejorar la estabilidad.

El control consiste pues en un detector de error y un amplificador, que aumenta la potencia de la señal de error y opera sobre un accionador o actuador, que modifica la entrada a la planta de acuerdo con la señal de control.

La denominada versión de “libro de texto” [4] para la definición del controlador PI viene dada por la ecuación:

$$u(t) = K_p \left[ e(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^t e(t) dt \right]$$

siendo  $u$  la variable de control y  $e$  el error de control, dado por  $e = y_{ref} - y$  (diferencia entre la referencia especificada por la entrada y la salida medida del proceso). De este modo, la variable de control es una suma de dos términos: el término  $P$ , que es proporcional al error; y el término  $I$ , que es proporcional a la integral del error. Los parámetros del controlador son: la ganancia proporcional  $K_p$  y el tiempo integral  $T_i$ .

En el dominio de la frecuencia:

$$G(s) = \frac{U(s)}{E(s)} = K_p \left( 1 + \frac{1}{T_i s} \right)$$

Se le añade así al sistema en cadena abierta un cero real negativo en  $1/T_i$  y un polo (raíz del denominador de la función de transferencia) en el origen. Si ambos están muy próximos, el lugar de las raíces prácticamente no se ve afectado y, por tanto, tampoco el régimen transitorio. Además, el polo en el origen hace que el tipo de sistema aumente y, con ello, mejora el régimen permanente al disminuir o eliminar el error y aumentar la precisión.

Su acción de control se dice que es de “pasado”: aumenta teniendo en cuenta los valores anteriores de la señal de error, permaneciendo constante aún cuando ésta se anula.

Este tipo de regulador se utiliza pues para corregir el error en régimen permanente. Será suficiente cuando las dinámicas sean esencialmente de primer orden (control de nivel) o también cuando el sistema presente dinámicas de orden superior pero el control requerido no sea muy ajustado.

Las acciones proporcional e integral sólo actúan si el error es significativo o dura mucho. No reaccionan con rapidez ante cambios en la consigna.

### 9.1.1 Ecuaciones para reguladores PI de la máquina de inducción doblemente alimentada (DFIG)

Se definen ahora los controladores PI aplicados a las corrientes del rotor:

$$\frac{d}{dt} i_{rd} \cong K_{pd} (i_{rd_{ref}}^* - i_{rd}) + K_{id} \int (i_{rd_{ref}}^* - i_{rd}) dt \quad (98)$$

$$\frac{d}{dt} i_{rq} \cong K_{pq} (i_{rq_{ref}}^* - i_{rq}) + K_{iq} \int (i_{rq_{ref}}^* - i_{rq}) dt \quad (99)$$

## 9.2 DESARROLLO DEL MODELO DE REFERENCIA.

Resulta necesario crear un modelo de referencia, el cual lo utilizaremos para los controladores PI, IMC y MRAC. Para el modelo de referencia se escogerá un sistema de primer orden, que con el parámetro  $\tau=(0.3s)$  y aplicándolo con referencia a nuestras variables queda del siguiente modo:

$$I_{dm} = \frac{1}{\tau s + 1} \cdot I_{d_{ref}}$$

$$I_{rm} = \frac{1}{\tau s + 1} \cdot I_{r_{ref}}$$

Como en el objetivo de diseño plantemos que el sistema en lazo cerrado tenga una constante de tiempo  $\tau$  de 0.3, esta especificación de diseño se recoge en un modelo de referencia que responde a la ecuación:

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{rmd}}{dt} \\ \frac{di_{rmq}}{dt} \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} 1/0.3 & 0 \\ 0 & 1/0.3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{rmd} \\ i_{rmq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1/0.3 & 0 \\ 0 & 1/0.3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{d_{ref}} \\ i_{r_{ref}} \end{bmatrix} \quad (100)$$

### 9.3 CONTROL PI MEDIANTE DESACOPLO.

Utilizaremos un modelo de referencia, que se equiparara al sistema formado por el modelo de la planta junto con el controlador PI, de modo que el comportamiento en lazo cerrado de la planta se ajuste al modelo de referencia. El ajuste de este controlador se realizara mediante desacoplo [7], para la identificación de los parámetros que definen al controlador. El desacoplo consiste en desacoplar los efectos de variables para permitir el diseño del controlador de forma autónoma para cada una de las salidas [7]. Esto se realiza creando un modelo reducido en el que definamos unas nuevas entradas como se desarrolla a continuación.

Utilizando la expresión para la ecuación de la máquina (83) en la que se han definido nuevas variables de entrada ( $\dot{v}_d, \dot{v}_q$ ) y se ha considerado que cada salida ( $i_d, i_q$ ) es independiente:

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{rd}}{dt} \\ \frac{di_{rq}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -0.07 & 0 \\ 0 & -0.07 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{v}_{rd} \\ \dot{v}_{rq} \end{bmatrix} \quad (101)$$

Para que la expresión (91) se corresponda con la expresión original (83) los valores de las nuevas variables de control ( $\dot{v}_d, \dot{v}_q$ ) deberán ser:

$$\begin{bmatrix} \dot{v}_{rd} \\ \dot{v}_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -0.04 \\ 0.04 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 8.196 & 0 \\ 0 & 8.196 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{rd} - 0.003 \frac{du_s}{dt} \\ v_{rq} - 0.0001us \end{bmatrix} \quad (102)$$

Para la máquina desacoplada (91) se plantea la utilización de una ley de control PI.

$$\begin{bmatrix} \dot{v}_{rd} \\ \dot{v}_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} P_d \left(1 + \frac{1}{T_{ds}}\right) & 0 \\ 0 & P_q \left(1 + \frac{1}{T_{qs}}\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{refd} - i_{rd} \\ i_{refq} - i_r \end{bmatrix} \quad (103)$$

Los valores de los parámetros ( $P_d, P_q, T_d, T_q$ ) se ajustan de forma que se garanticen las especificaciones de diseño establecidas para lazo cerrado ( $T_s=0.3$ ). Una vez calculados los valores de ( $\dot{v}_{rd}, \dot{v}_{rq}$ ) se puede utilizarla expresión (92) para calcular los valores  $v_{rd}, v_{rq}$

La ecuación (91) se puede expresar del siguiente modo:

$$\frac{di_{rd}}{dt} = -0.07i_{rd} + \dot{v}_{rd} \quad (104)$$

Despejando y aplicando Laplace obtenemos la siguiente expresión:

$$i_{rd}(s) = \frac{\dot{v}_{rd}(s)}{s+0.07} \quad (105)$$

Por otro lado la ecuación (90) del modelo de referencia se puede expresar del siguiente modo:

$$\frac{di_{rmd}}{dt} = -1/0.3i_{rmd} + 1/0.3i_{d\_ref} \quad (106)$$

Despejando y aplicando Laplace obtenemos la siguiente expresión:

$$i_{rmd}(s) = \frac{(i_{d\_ref} - i_{rd})}{0.3s} \quad (107)$$

Igualando las ecuaciones del modelo de la planta y del modelo de referencia y despejando de ellas  $\dot{v}_{rd}$  obtenemos la siguiente expresión:

$$\dot{v}_{rd}(s) = \frac{(i_{d\_ref} - i_{rd})(s+0.07)}{0.3s} \quad (108)$$

Por otro lado y desde (103) obtenemos:

$$\dot{v}_{rd}(s) = (i_{d\_ref} - i_{rd})P_d \left(1 + \frac{1}{T_d s}\right) \quad (109)$$

Igualando términos y despejando obtenemos los valores de  $P_d T_d$ , de igual modo se procederá para la componente q.

$$P_d = 1/0.3 \quad T_d = 1/0.07$$

$$P_q = 1/0.3 \quad T_q = 1/0.07$$

### 9.3.1 Simulación controlador PI. Modelo Planta 3º Orden.

Se utiliza el controlador PI sintonizado utilizando un modelo de 3º orden, así como para la planta a controlar, también se ha utilizado el modelo de 3º orden, en la Figura 16 se observa que la señal de salida sigue perfectamente a la señal de referencia, este es el caso ideal pues se trata de planta y controlador sintonizados bajo el mismo modelo matemático.

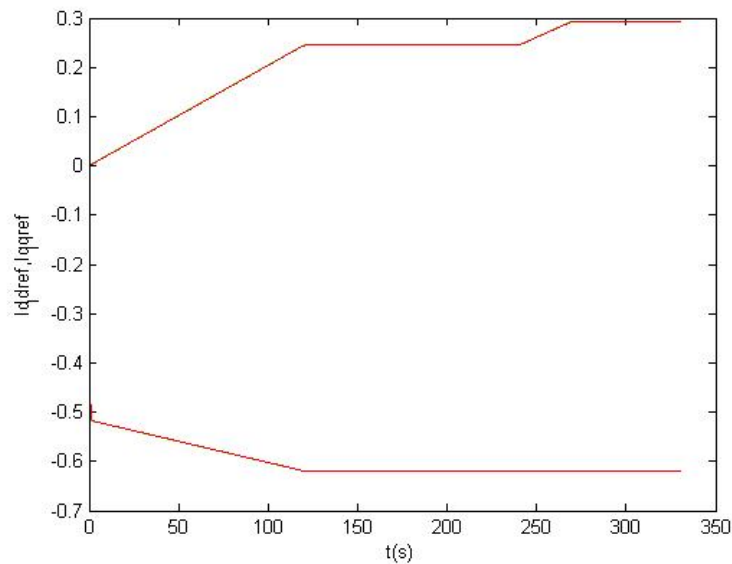


Figura 16: Comportamiento controlador PI, (verde) señal de referencia, (rojo ) señal de salida

### 9.3.2 Simulación controlador PI. Modelo Planta 5º Orden.

Se utiliza el controlador PI sintonizado utilizando el modelo de 3º orden y para la planta utilizamos el modelo de 5º orden, en la Figura 17 se observa que la señal de salida produce una variación sobre la de entrada producido por el efecto de utilizar el modelo matemático sobre los mismos parámetros de funcionamiento.



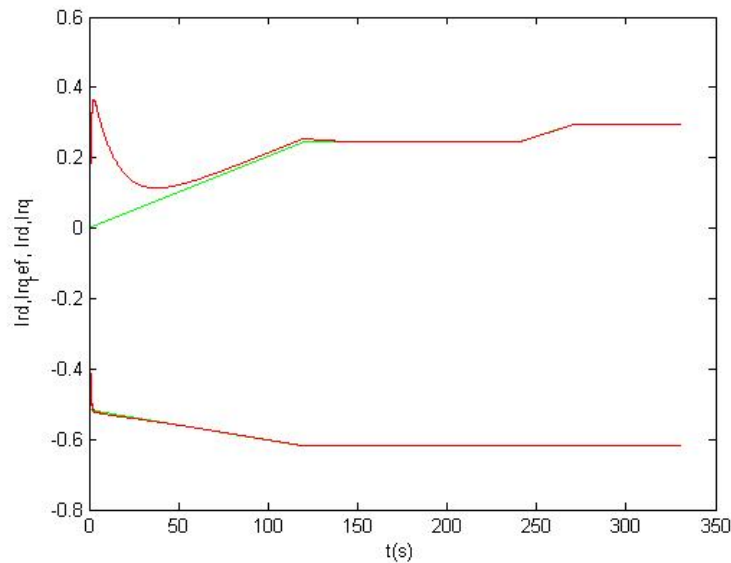


Figura 17: Comportamiento controlador PI, (verde) señal de referencia, (rojo) señal de salida.

### 9.3.3 Simulación controlador PI. Modelo Planta 5<sup>o</sup> Orden. Variación de resistencia.

Este punto no procede a su desarrollo pues, como se observa en la Figura 17, el pico existente en el control de la señal  $I_{rq}$ , hace que no sea necesario ver el comportamiento de este ante una variación de un parámetro de la planta, la razón es que ante los parámetros fijos ya existe una variación considerable.

### 9.3.4 Simulación controlador PI. Comparación parámetros.

En la Tabla 1 de datos, se muestran los datos obtenidos mediante cálculo matemático de Matlab, se compara los modelos de la planta para 3<sup>o</sup> y 5<sup>o</sup> orden, nos muestran los diferentes índices referidos al error en cuanto al cambio de modelo matemático.

Como se puede observar el cambio del modelo de la planta para los mismos parámetros de sintonización, producen cambios significativos, aumentando el error medio el valor eficaz y enormemente el gasto de control.

Modelo	$\bar{e}$	Var e	RMS	Gasto control
Modelo 3 orden	4.95e-8	0	1.42e-7	1.145
Modelo 5 orden	0.0212	0.0033	0.0611	811.2
Modelo 5 Rvaria	-	-	-	-

Tabla 1: Tabla de datos para simulación del controlador PI.

## 9.4 MODELO INTERNO DE CONTROL (IMC)

El IMC (Internal Model Control) fue originalmente desarrollado para aplicaciones en ingeniería química y se considera un método de *control robusto*.

La estructura IMC está representada en la Figura 18. Utiliza un modelo interno  $\hat{G}(s)$  en paralelo con el sistema controlado (o planta)  $G(s)$ . [7]

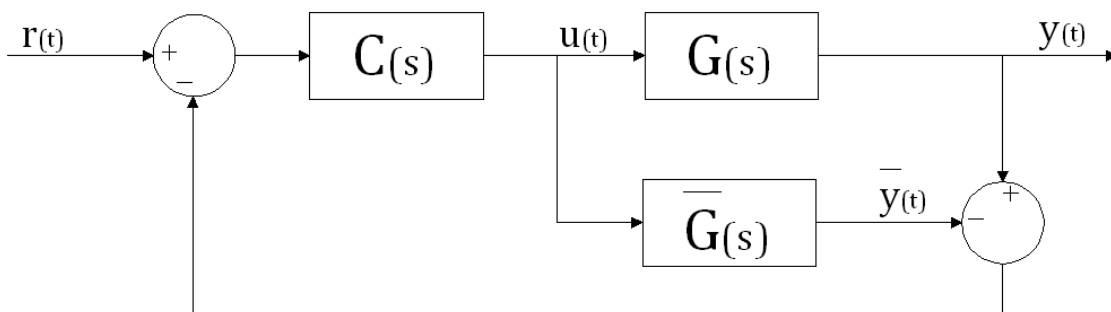


Figura 18: Estructura del modelo interno de control (IMC).

Para una máquina de corriente alterna,  $u$  e  $y$  son, en consecuencia, los vectores de tensión rotórica e intensidad, respectivamente, mientras que  $r = [i_{rd}^{ref}, i_{rq}^{ref}]^T$  es el vector de intensidades de referencia (o punto de consigna). El lazo de control se aumenta mediante un bloque  $C(s)$ , el así llamado *controlador IMC*.  $G(s)$ ,  $\hat{G}(s)$  y  $C(s)$  son todo funciones de transferencia matriciales.

Siguiendo la formulación matricial recogida en [7] se llega a una expresión para la función de transferencia de la planta del tipo.

$$y = (sI + A)^{-1} Bu = W_p u \quad (110)$$

Se considera la planta reducida, con un modelo de la planta exacto. ( $G(s) = \hat{G}(s)$ ) y un controlador tipo  $G_c = FW_p^{-1}$  donde  $F(s)$  es un filtro de que recoge las especificaciones de diseño que se establecen ( $t_s = 0.3$ )

#### 9.4.1 Simulación controlador IMC. Modelo Planta 3º Orden.

El modelo utilizado para la sintonización del controlador ha sido un modelo de 3º orden, así como para la planta a controlar también se utiliza el modelo de 3º orden, en la Figura 19 se observa que la señal de salida sigue perfectamente a la señal de referencia, este es el caso ideal pues se trata de planta y controlador sintonizados bajo el mismo modelo matemático.

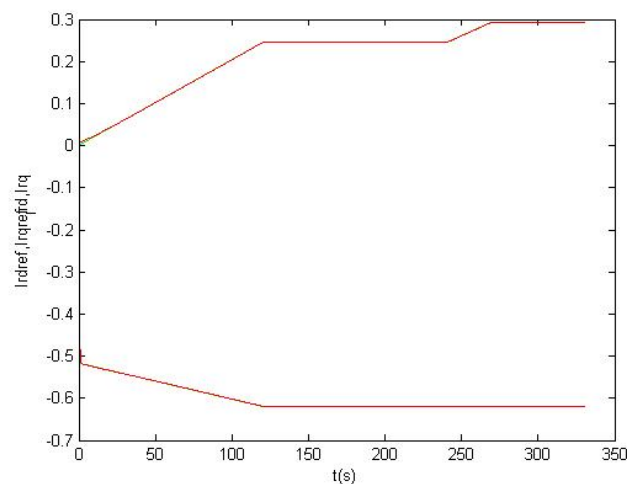


Figura 19: Comportamiento controlador IMC, (verde) señal de referencia, (rojo) señal de salida.

#### 9.4.2 Simulación controlador IMC. Modelo Planta 5º Orden.

Para la simulación se utiliza el controlador IMC, sintonizado utilizando el modelo de 3º orden y para la planta utilizamos el modelo de 5º orden, en la Figura 20 se observa que la señal de salida sigue sin problemas a la señal de referencia, solamente al comienzo se produce un pequeño salto, cosa que no aparecía en la simulación anterior, donde ambos modelos (planta-controlador).

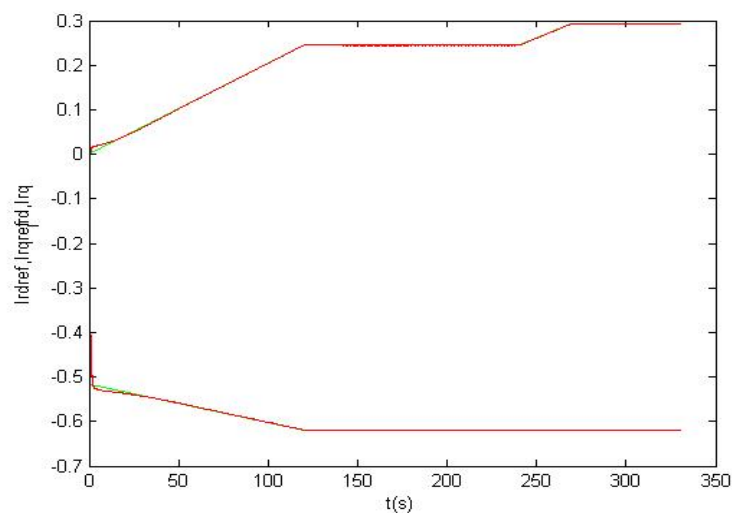


Figura 20: Comportamiento controlador IMC, (verde) señal de referencia, (rojo) señal de salida.

#### 9.4.3 Simulación controlador IMC. Modelo Planta 5º Orden. Variación de resistencia.

En la Figura 21 se observa la  $I_{rq}$  frente a  $I_{rqref}$  y se puede observar que, la variación de la resistencia en un 20% no influye aparentemente para el seguimiento de la señal.

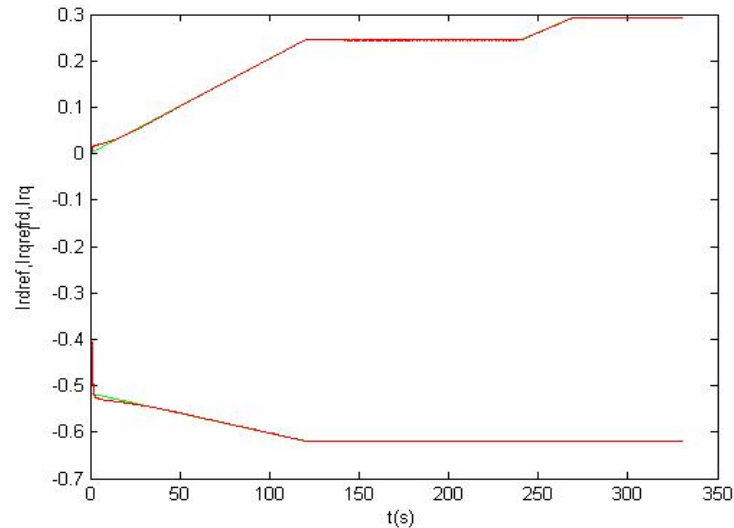


Figura 21: Comportamiento controlador IMC, (verde) señal de referencia, (rojo) señal de salida.

No obstante se ha probado con una variación de la resistencia del estator del orden de 10 veces superior su valor y como se observa en la Figura 22, se aprecia un pequeño desajuste al comienzo de la variación de la resistencia, pero que es corregido en 10 segundos.

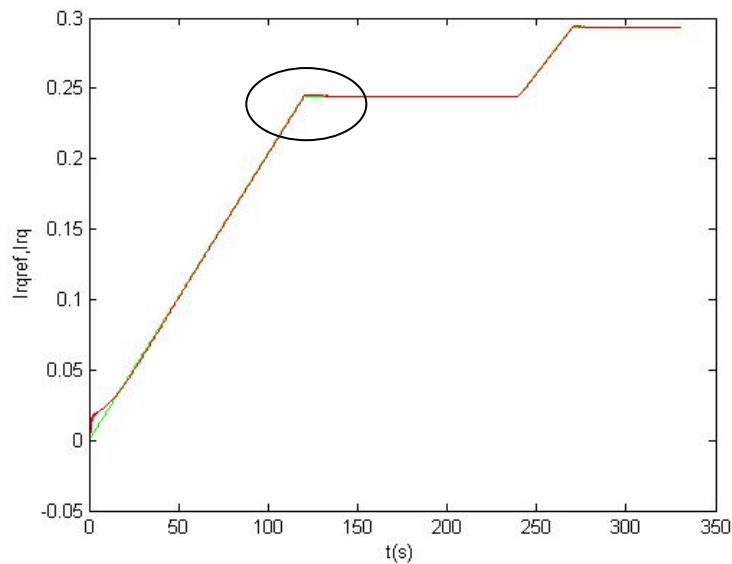


Figura 22: Comportamiento controlador IMC, (verde) señal de referencia, (rojo) señal de salida.

#### 9.4.4 Simulación controlador IMC. Comparación parámetros

En la Tabla 2 datos, se muestran los datos obtenidos mediante cálculo matemático de Matlab, se compara los modelos de la planta para 3º y 5º orden, nos muestran los diferentes índices referidos al error en cuanto al cambio de modelo matemático.

<i>Modelo</i>	$\bar{e}$	<i>Var e</i>	<i>RMS</i>	Gasto control
Modelo 3 orden	3.08e-4	6.71e-7	8.75e-4	0.01956
Modelo 5 orden	3.39e-4	2.98e-6	0.0018	0.002534
Modelo 5 Rvaria	3.38e-4	2.98e-6	0.0018	0.002534

Tabla 2: Tabla de datos para simulación del controlador IMC .

### 9.5 CONTROL ADAPTATIVO.

El término adaptativo significa cambiar el comportamiento conforme a nuevas circunstancias. Un regulador adaptativo es un regulador que puede modificar su comportamiento en respuesta a cambios en la dinámica del sistema y a las perturbaciones [6].

Control adaptativo es un tipo especial de control no lineal en el que el estado del proceso puede ser separado en dos escalas de tiempo, que evolucionan a diferente velocidad. La escala lenta corresponde a los cambios de los parámetros y por consiguiente a la velocidad con la cual los parámetros del regulador son modificados, y a la escala rápida que corresponde a la dinámica del bucle ordinario de realimentación. El esquema básico del control adaptativo, [7] según puede verse en la Figura 23, está compuesto de un bucle principal de realimentación negativo en el que actúa al igual que en los sistemas convencionales un regulador de otro bucle en el que se mide un cierto índice de funcionamiento, el cual es comparado con el índice deseado y se procesa el error en

un mecanismo de adaptación que ajusta los parámetros del regulador en algunos casos actúa directamente sobre la señal de control. También puede existir un tercer bucle dedicado a supervisar la marcha de dos bucles anteriores en orden a asegurar la estabilidad del sistema y a mejorar la actuación del conjunto.

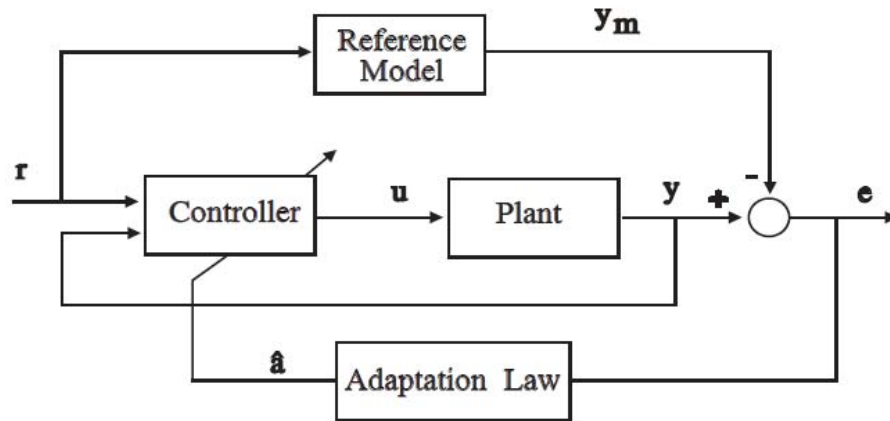


Figura 23: Estructura del sistema de control básico control adaptativo.

El mecanismo de adaptación presenta una solución en tiempo real al problema de diseño para sistemas con parámetros conocidos, aunque, puede ir a un tiempo de muestreo superior al correspondiente al regulador e identificador.

La característica fundamental que distingue a los sistemas adaptativos es la presencia de un bucle de control en que se compara un índice de funcionamiento.

Existen muchos tipos de controladores que proporciona buenas características de regulación en presencia de cambio de los parámetros del sistema y que según a la definición anterior no son realmente adaptativos, puesto que la adaptación se realiza en bucle abierto.

Según sean diseñados los bloques descritos anteriormente, podemos tener uno u otro tipo de control adaptativo, pudiendo ser principalmente dividido en dos grupos controladores con modelo de referencia (MRAC) y reguladores auto ajustables (STR).

En nuestro proyecto nos centraremos en el sistema adaptativo con modelo de referencia (MRAC) el modelo de referencia se desarrolla en el punto 9.2 de este proyecto, estos sistemas fueron diseñados primeramente para sistemas continuos por minimización de un índice de actuación, siendo dicho índice la integral del error al cuadrado. En cuanto a las configuraciones posibles con modelo de referencia la más usual es utilizar un modelo paralelo Figura 23 aunque son posibles otras configuraciones.

La ecuación genérica del modelo de referencia corresponde a una formulación genérica [7]:

$$y_m = -A_m y_m + B_m r \quad (111)$$

Se plantea una ley de control del tipo:

$$u = -\hat{A}_y y + \hat{B}_r r \quad (112)$$

En esta ley de control las matrices  $A_y$  y  $A_r$  recogen parámetros variables que será necesario determinar.

Sustituyendo la expresión de la ley de control en la ecuación de la dinámica de la planta (Ecuación 91) se obtiene la siguiente expresión que describirá la dinámica en lazo cerrado de la planta controlada:

$$y \dot{=} -(A_p - B_p \hat{A}_y) y + B_p \hat{A}_r r \quad (113)$$

Identificando términos entre las expresiones 113 y 111 se llega a una expresión para las matrices de la ley de control  $A_y^*$  y  $A_r^*$ , que implementarían un controlador Ideal que conseguirá un comportamiento en lazo cerrado idéntico al del modelo de referencia.

$$A_y^* = B_p^{-1} (A_p - A_m) \quad (114)$$

$$A_r^* = B_p^{-1} B_m \quad (115)$$

### 9.5.1 Simulación controlador tipo MRAC. Modelo Planta 3º Orden.

Para la primera simulación se utiliza el controlador sintonizado utilizando un modelo de 3º orden, así como para la planta a controlar también se utiliza el modelo



de 3º orden, en la Figura 24 se observa que la señal de salida sigue perfectamente a la señal de referencia, este es el caso ideal pues se trata de planta y controlador sintonizados bajo el mismo modelo matemático.

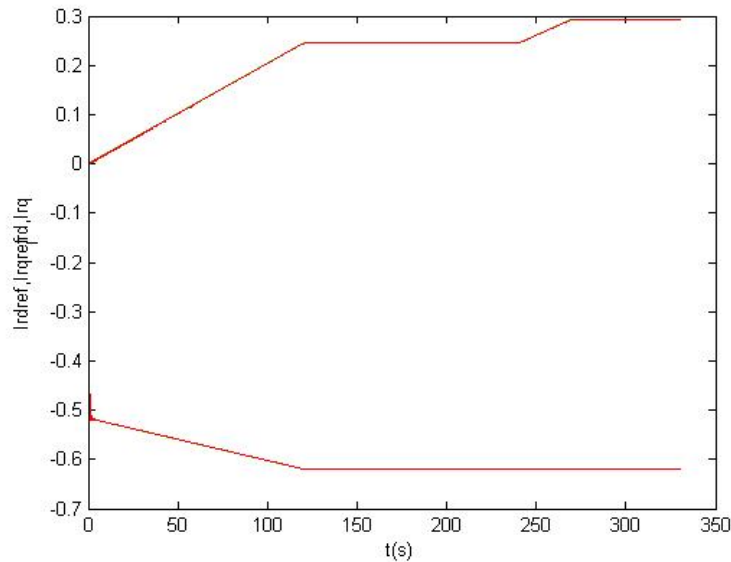


Figura 24: Comportamiento controlador MRAC, (verde) señal de referencia, (rojo) señal de salida.

### 9.5.2 Simulación controlador MRAC. Modelo Planta 5º Orden.

Para la simulación se utiliza el controlador MRAC utilizando el modelo de 3º orden para su sintonización y para la planta utilizamos el modelo de 5º orden, en la Figura 25 se observa que la señal de salida sigue sin problemas a la señal de referencia, solamente al comienzo se produce un pequeño salto oscilatorio, cosa que no aprecia en la simulación anterior.

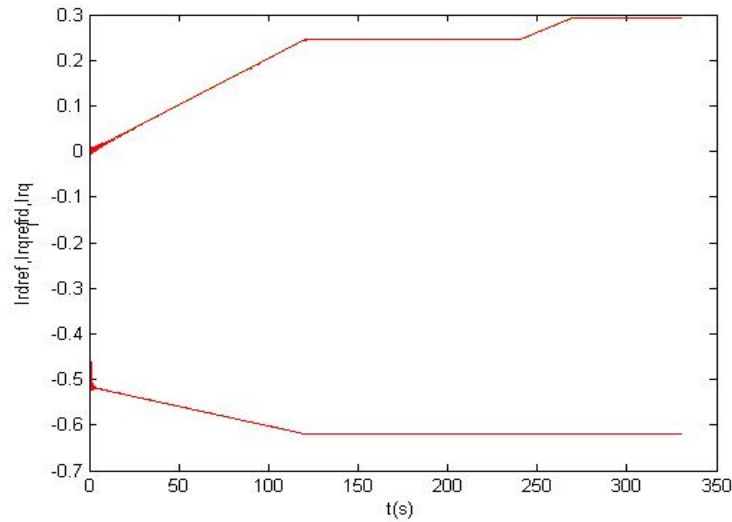


Figura 25: Comportamiento controlador MRAC, (verde) señal de referencia, (rojo) señal de salida.

### 9.5.3 Simulación controlador ADAPTATIVO. Modelo Planta 5º Orden. Variación de resistencia.

En la Figura 26 se observa la  $I_{rq}$  frente a la  $I_{rqref}$ , en el caso que se produce la variación de resistencia y se puede observar que, la variación de la resistencia en un 20% no influye aparentemente para el seguimiento de la señal.

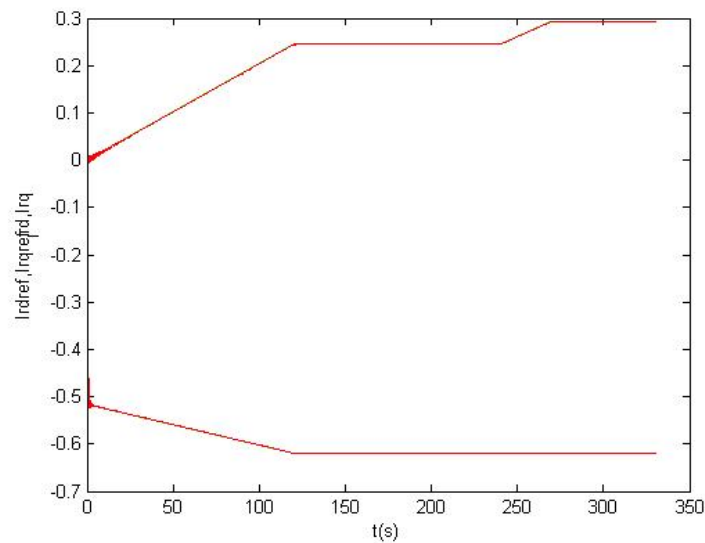


Figura 26: Comportamiento controlador MRAC, (verde) señal de referencia, (rojo) señal de salida.

No obstante se ha probado con una variación de la resistencia del estator del orden de 10 veces superior su valor y como se observa en la Figura 27, se aprecia una pequeño desajuste al tiempo de 225s aprox y otro a los 300s.

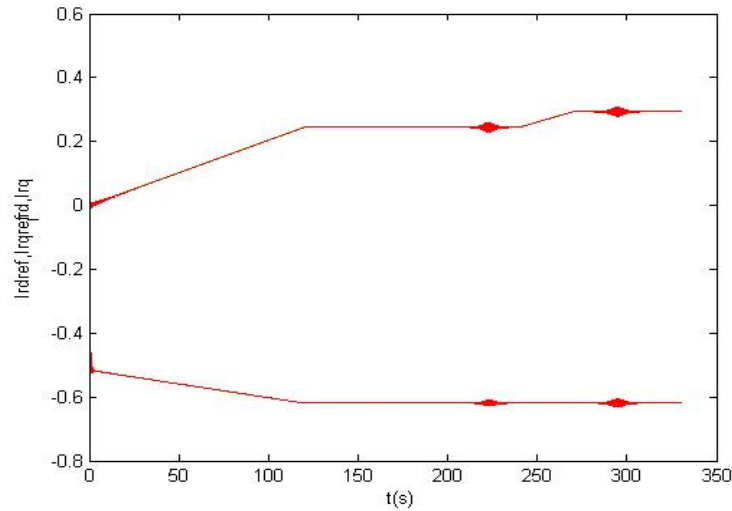


Figura 27: Comportamiento controlador MRAC, (verde) señal de referencia, (rojo) señal de salida.

#### 9.5.4 Simulación controlador ADAPTATIVO. Comparación parámetros

En la Tabla 3 de datos, se muestran los datos obtenidos mediante cálculo matemático de Matlab, se compara los modelo de la planta para 3º y 5º orden, nos muestran los diferentes índices referidos al error en cuanto al cambio de modelo matemático.

Modelo	$\bar{e}$	Var e	RMS	Gasto control
Modelo 3 orden	1.85e-8	3.38e-9	5.81e-5	0.03916
Modelo 5 orden	5.73e-8	2.33e-6	5.11e-4	0.10573
Modelo 5 Rvaria	5.73e-8	2.33e-6	5.11e-4	0.10573

Tabla 3: Tabla de datos para simulación del controlador MRAC.

## 10 CONCLUSIONES.

El modelo matemático para utilizar en la simulación del control del generador doblemente alimentado, en el modelo de planta debe de ser de 5º orden, ya que de otro modo no se contemplarían parámetros importantes y que, son susceptibles de sufrir variaciones durante el funcionamiento ya que dependen de factores externos como la temperatura.

La sintonización del controlador a escoger, para la planta de 5º orden, se puede realizar con un modelo de 3º orden, siempre y cuando estemos hablando para controladores tipo IMC, y MRAC, para el PI no es posible ya que se observa que el control es complicado de seguir Figura 14. El poder utilizar el modelo de 5º orden para la planta y el modelo de 3º orden para el controlador simplifica las operaciones matemáticas y maximiza el control de parámetros del sistema.

El efecto de la temperatura en la resistencia del estator del aerogenerador influye mínimamente ya que se ha comprobado que esta variación no es percibida a simple

vista en las graficas (Figura 21 y 26). Incluso se han simulado variaciones del orden de 10 veces el valor nominal de la resistencia no apareciendo distorsiones graves Figuras (22 y 27).

EL controlador MRAC tiene la ventaja de que no es necesario el conocimiento de los parámetros del a planta, para el tipo PI y IMC si es necesario.

El conocimiento del modelo matemático de funcionamiento de un aerogenerador no es una razón para escoger un controlador sobre los demás, mas aun habiendo demostrado que la sintonización se puede hacer mediante un modelo de 3 orden.

Para el MRAC se presenta que sufre una serie de variaciones al tiempo de estar controlando, el PI se ha comprobado que sería necesario sintonizarlo utilizando el

modelo de 5 orden para que la simulación fuera buena, ya que los calculados para el de 3 orden no son válidos y por otro lado, el comportamiento del IMC es fiable y lo suficientemente robusto para el control de la señal de entrada.

En la Figura 28 del error medio se observa lo que ocurre cuando utilizamos el modelo para la planta de 5 orden y para la sintonización el de 3º orden, observamos que para el controlador PI se dispara y que para los demás controladores es prácticamente 0 siendo el tipo MRAC el que menos error produce, observamos que es un cambio de del orden de 100 veces entre el error del IMC y el MRAC, que aunque muy próximo a 0 indica que el controlador MRAC sigue mejor la señal.

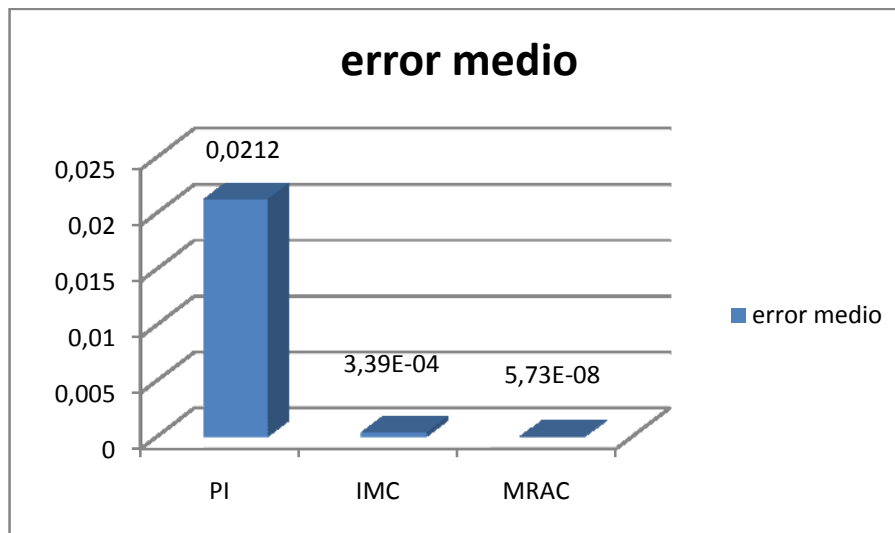


Figura 28: Gráfica comparativa del error medio cuando se cambia de modelo en la planta.

En la Figura 29 se muestran los resultados de la varianza del error y al igual que y proporcional al error medio tenemos las mismas consecuencias y del mismo orden de magnitud.

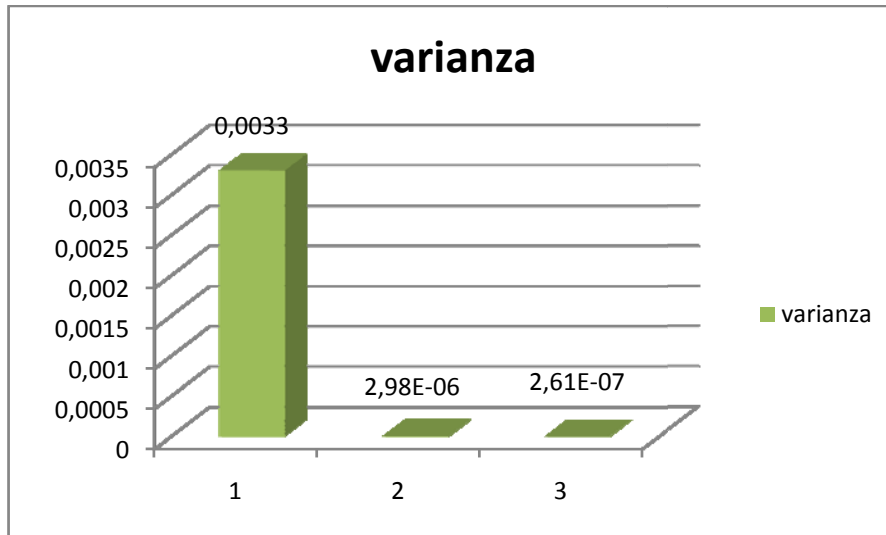


Figura 29: Gráfica comparativa de la varianza del error cuando se cambia de modelo en la planta.

Para la Figura 30 se muestran los diferentes valores eficaces de la señal de error de la intensidad de salida respecto a la de entrada  $I_{rq}$ , en esta gráfica observamos que al igual que las anteriores sigue habiendo una disparidad considerable entre el controlador PI y los demás, también resalta que en esta gráfica tenemos que destacar que el valor más pequeño del error se produce para el MRAC aproximándose a 0 lo cual demuestra otra vez la capacidad de seguimiento de la señal, así mismo para el IMC sigue siendo un valor cercano a 0, pero considerablemente superior al alcanzado al MRAC, a efectos prácticos estos valores no son significativos.

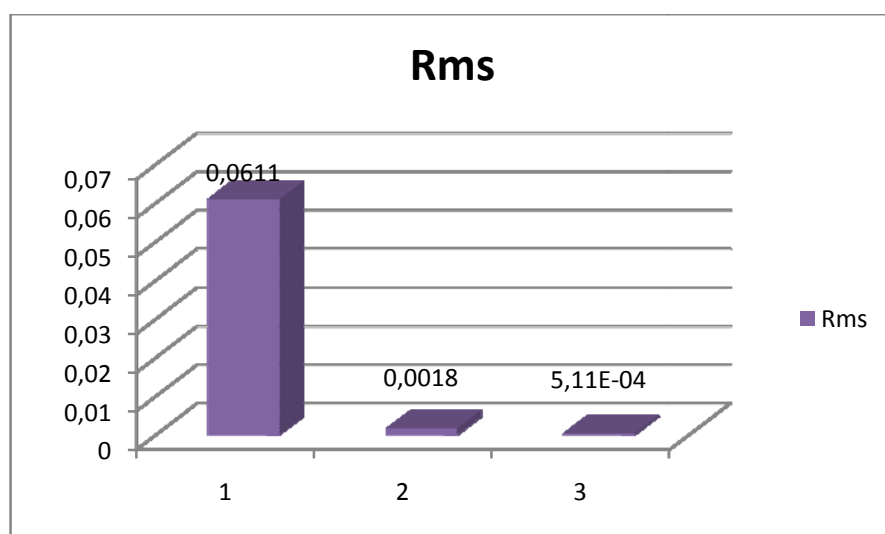


Figura 30: Gráfica comparativa del valor eficaz del error cuando se cambia de modelo en la planta

En la siguiente Figura 31, se muestra el gasto de control necesario para controlar la señal y observamos que el controlador PI se dispara por tener el caso de no funcionar con la sintonización utilizando parámetros obtenidos desde un modelo de 3<sup>o</sup> orden para controlar una planta con un modelo de 5<sup>o</sup> orden, sin embargo entre los controladores IMC y MRAC tenemos que la facilidad de no ser necesario el conocimiento de los datos de la planta y la fiabilidad del control de la señal de un MRAC es a costa de un aumento en el gasto de control frente al IMC.

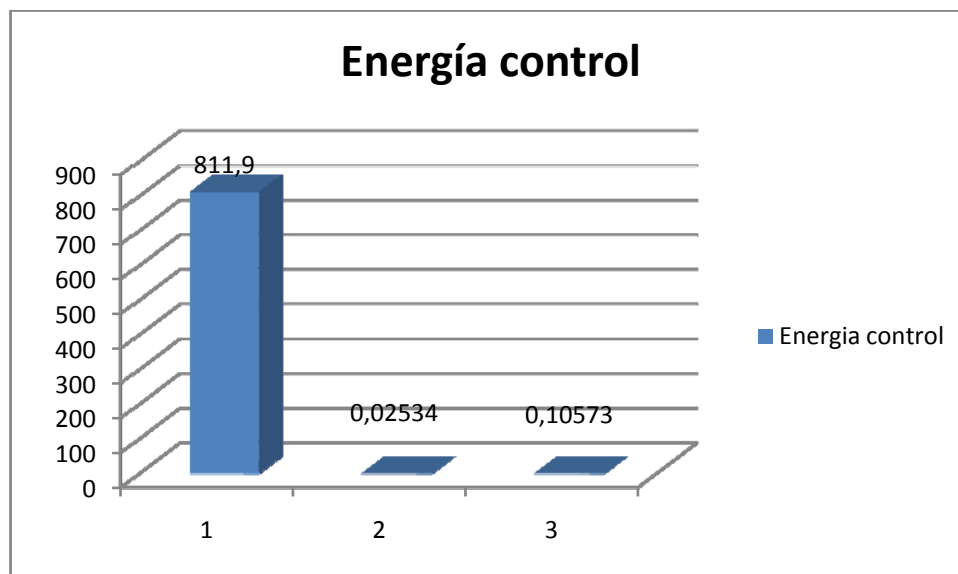


Figura 31: Gráfica comparativa del valor eficaz del error cuando se cambia de modelo en la planta

En la práctica se utilizan controladores PI y IMC, se hace notar que, para controladores PI autosintonizables no sería necesario la sintonización por el usuario, por lo que esto no sería un problema, por esta razón no podemos extrapolar las conclusiones de este proyecto a la práctica en su totalidad.

El comportamiento del control ante una variación por causa de la temperatura si se puede extrapolar a la realidad, pero cabe señalar que, en la práctica se realiza un by-pass durante el arranque de un aerogenerador para eliminar la zona que no es necesaria de controlar ya que el control en aerogeneradores es importante en régimen estacionario ante cambios del error de la señal (velocidad viento), no durante el arranque, si se observa en los resultados obtenidos la mayoría de desviaciones en la señal se han producido en los segundos que resulta que sería la zona donde no estaría funcionando el controlador, para la zona de estacionario se observa que todos funcionan bien.

## 11 BIBLIOGRAFIA.

- [1]. J. Vidal, "Estudio del Modelo Matemático del Motor de Inducción Trifásico. Simulación en Régimen Dinámico", Escola técnica superior enginyeria Universitat Rovira I Virgili, Junio 2002.
- [2]. "Design of Optimal PI Controllers for Doubly Fed Induction Generators Driven by Wind Turbines Using Particle Swarm Optimization "  
Wei Qiao, Student Member, IEEE, Ganesh K. Venayagamoorthy, Senior Member, IEEE, and Ronald G. Harley, Fellow, IEEE
- [3]. Máquinas eléctricas Sexta edición. Jesus Fraile Mora. Editorial Mc.Graw Hill. 2008
- [4]. Ingeniería de Control Moderna. Segunda Edición. Katsuhito Ogata. Prentice Hall 1993.
- [5]. Artículo de la Universidad de Favorolo 2001. Laboratorio de Fisica Variación de la resistencia con la temperatura- I.Arata,F. Arrufat, P. Palacios y S. Folie- UF
- [6]. Control Adaptativo y Robusto. Francisco Rodríguez Rubio-Manuel Jesús López Sánchez. Universidad de Sevilla 1996
- [7]. Control Adaptativo en AC Machines. Technical Report: UPCT-DISA-09-01 José Manuel Cano Izquierdo.
- [8]. Quasi-Fuzzy Estimation of stator Resistance of Induction Motor. IEEE Transactions on Power Eletronics, Vol 13, N:3 May 1998.
- [9]. A Stator Resistance Estimation scheme for Speed Sensorlees Rotor Flux Oriented Induction Motor. IEEE Transactions of Energy Conversion, Vol. 18, N: 2 June 2003.
- [10]. An Online Identification Method for both Stator and Rotor Resistances of Induction Motors Without Rotational Transducers. IEEE Transactions on Industrial Electronics Vol. 47 N:4 Agust 2000.bb