

### 3. CONTROL DEL AEROGENERADOR

Tal y como se indicó en el capítulo anterior, en una instalación eólica de velocidad variable el generador está unido a la red a través de un convertidor de frecuencia. En el sistema en estudio, el convertidor de frecuencia está formado por dos convertidores CC/CA. En el presente capítulo se aborda el control del convertidor electrónico conectado en bornas de la máquina eléctrica. Dado que la máquina eléctrica funciona como generador, este convertidor trabajará como rectificador.

El sistema de control del aerogenerador tiene como objetivos trabajar a aquella velocidad de giro que haga que la turbina eólica extraiga la máxima potencia del viento, que el generador funcione con la máxima eficiencia posible y que no se superen los límites de funcionamiento del mismo. Para alcanzar todos estos objetivos, el sistema de control se estructura en forma de bucles anidados. La misión del bucle externo de control, que se expondrá en el capítulo 5, es conseguir que la turbina trabaje en el punto de máxima potencia. La variable de salida de este bucle externo es la consigna del par que debe desarrollar el generador. En el presente capítulo se analizará el bucle interno, o bucle de control del rectificador, que, partiendo del par de referencia, determina el vector espacial de tensión de referencia que debe proporcionar el convertidor electrónico.

En el apartado 3.1 se analiza cuál es el valor de las componentes directa y en cuadratura de la corriente de inducido con el que se obtiene el par electromagnético deseado con la máxima eficiencia posible.

En el apartado 3.2 se muestra la estructura de este bucle interno y se expone el procedimiento de cálculo de los reguladores del sistema.

En el apartado 3.3 se analizan los límites de funcionamiento del generador.

En el apartado 3.4 se muestran algunas de las simulaciones realizadas para comprobar el buen funcionamiento del sistema.

En el apartado 3.5 se indica la forma en la que se ha llevado a la práctica el esquema expuesto en apartados anteriores, así como la forma de asegurar a través del esquema de control expuesto en el apartado anterior que no se superan los límites de funcionamiento calculados.

En el apartado 3.6 los resultados experimentales, que se compararán con los obtenidos en las simulaciones.

### 3.1 Determinación de las componentes de la corriente de inducido para obtener un par dado

#### 3.1.1 Componente activa de la corriente ( $i_{sq}$ )

El bucle externo de control del aerogenerador proporciona el valor de referencia del par electromagnético que debe desarrollar el generador para obtener la máxima potencia del viento incidente. Este valor de referencia es la entrada al bucle interno de control

Como es sabido, en una máquina síncrona de imanes permanentes y rotor liso el par vale:

$$T_e = \frac{3}{2} \Psi \cdot I_{sq} \quad (3.1.1.1)$$

y dado que los enlaces de flujo creados por los imanes permanentes en el devanado de inducido son constantes, es posible controlar el par electromagnético del generador a través del control de la componente de la corriente según el eje en cuadratura,  $I_{sq}$ . Por lo tanto, para el generador empleado, resultará equivalente hablar de referencia de par o de referencia de corriente activa,  $I_{sq}^*$ .

$$I_{sq}^* = \frac{T_{P \max}}{\frac{3}{2} \Psi} \quad (3.1.1.2)$$

Aunque la forma de establecer la referencia de par será analizada en el capítulo 5, para lo que sigue es preciso reflexionar acerca de la dependencia entre esta referencia de par y la velocidad de giro del generador.

Según se vio en el apartado 2.3, para cada viento existe un valor del par que hace máxima la potencia desarrollada por la turbina:

$$T_{P_{\max}} = \frac{1}{2} \frac{\rho \pi R_t^5 c_{p_{\max}}}{\lambda_{opt}^3} \Omega_{opt}^2 \quad (3.1.1.3)$$

A lo largo del presente capítulo, se supondrá que, en tanto el bucle externo de control alcance su objetivo, el par desarrollado por el generador está relacionado con la velocidad de giro por la expresión (3.1.1.3).

### 3.1.2 Componente directa de la corriente

En la elección del valor de la componente directa de la corriente cabe distinguir dos zonas:

- Para velocidades de giro reducidas, no se superan los valores asignados de tensión e intensidad en la máquina. En esta zona, la elección de la componente directa de la corriente se realiza de modo que el rendimiento del generador sea óptimo.
- Para velocidades de giro elevadas el valor de la f.e.m. interna en la máquina es elevada, con lo que, de no tomar las medidas adecuadas, el valor de la tensión en bornas sería superior a la tensión signada. La componente directa de la corriente permite realizar un debilitamiento de campo que permite disponer de un margen de operación mayor sin sobrepasar las magnitudes asignadas del generador.

En los siguientes apartados se analizan ambas zonas.

Finalmente, en el apartado 3.1.4 se estudia cuál es el máximo valor de la componente directa de la corriente admisible para no desmagnetizar los imanes de la máquina.

### 3.1.2.1 Velocidades de giro reducidas

A la hora de elegir la componente directa de la corriente de inducido, en la literatura consultada se plantean diferentes alternativas

- a) Como se deduce de lo expuesto en el apartado anterior, la componente directa de la corriente del generador no contribuye al desarrollo del par. Por tanto, una estrategia que parece interesante es trabajar con un valor cero de la componente directa de la intensidad ( $I_d^*=0$ ).
- b) La componente directa de la corriente influye en el valor del factor de potencia que presenta el generador al convertidor al que se conecta. Por tanto, para minimizar el dimensionado del mismo, una segunda estrategia que se muestra interesante es trabajar con aquel valor de la componente directa de la corriente que conduzca a un factor de potencia unidad.

Se estudiará el comportamiento del sistema en ambos casos. Frente a estas alternativas clásicas, en esta Tesis se propone aplicar una estrategia para el establecimiento de la componente directa de la intensidad tal que maximice el rendimiento del aerogenerador; la estrategia propuesta se comparará con las dos estrategias mencionadas anteriormente.

En el estudio se admite que el valor de la componente transversal de la corriente,  $I_{sq}$ , es la expuesta en el apartado 3.1.1, de modo que se cumple que:

$$P = K_{P_{max}} \Omega^3 \quad (3.1.2.1.1)$$

$$\text{con } K_{P_{max}} = 0,5 \rho \pi R^5 c_{p_{max}} / \lambda_{opt}^3 \quad (3.1.2.1.2)$$

En valores por unidad (referido a los valores Base indicados en el apartado 2.5), la relación entre la potencia y la velocidad de giro es:

$$p = \Omega^3 \quad (3.1.2.1.3)$$

En primer lugar se analizará hasta qué velocidad de giro es posible utilizar las estrategias indicadas sin que se superen los valores asignados de la tensión y de la intensidad en la máquina. Se admitirá que la turbina eólica es la misma para cada uno de los casos en estudio.

**a) Estrategia de corriente directa nula**

Trabajando en p.u., en la máquina síncrona se cumple (despreciando la caída de tensión en la resistencia estática):

$$e = \Omega_{pu} \tag{3.1.2.1.4}$$

$$x = L_{S_{pu}} \cdot \Omega_{pu} \tag{3.1.2.1.5}$$

y dado que el seguimiento del punto de máxima potencia establece una relación entre la velocidad y la potencia (y por tanto entre la velocidad y la corriente)

$$p = \Omega_{pu}^3 \tag{3.1.2.1.6}$$

$$t = i = iq = \Omega_{pu}^2 \tag{3.1.2.1.7}$$

se llega a que la variación de la tensión en bornas con la velocidad de giro viene dada por (figura 3.1.2.1.1)

$$u = \Omega_{pu} \cdot \sqrt{1 + \Omega_{pu}^4 \cdot L_{S_{pu}}^2} \tag{3.1.2.1.8}$$

En la Tabla 3.1.2.1.1 se muestra la evolución de la fuerza electromotriz, de la potencia, de la corriente y de la tensión en valores unitarios, al variar la velocidad de giro del generador desde 0.2 a 1 pu.

$\Omega$	e	p	i	u	cos $\phi$
0,2000	0,2000	0,0080	0,0400	0,2001	0,9997
0,4000	0,4000	0,0640	0,1600	0,4021	0,9948
0,6000	0,6000	0,2160	0,3600	0,6157	0,9744
0,8000	0,8000	0,5120	0,6400	0,8646	0,9253
1,0000	1,0000	1,0000	1,0000	1.1875	0,8421

Tabla 3.1.2.1.1: Fuerza electromotriz, potencia, corriente, tensión (en p.u.), y factor de potencia al variar la velocidad de giro del generador desde 0,2 a 1 pu, con la estrategia de  $i_d=0$ .

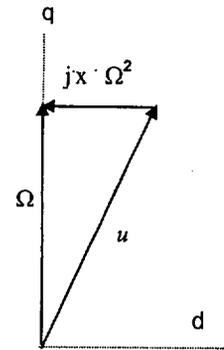


Figura 3.1.2.1.1. Diagrama vectorial en p.u. ( $I_d=0$ )

Dado que el generador está siendo utilizado con una estrategia distinta a aquella para la que fue diseñado, la intensidad asignada (1,1386 p.u. con la base de intensidad elegida -apartado 2.5-) no se alcanza a la misma velocidad que la tensión asignada. Las velocidades a las que se alcanzan los valores asignados de tensión e intensidad son:

- La tensión asignada (0,878 p.u., correspondiente a  $U_{nf}=133V$ ) se alcanza a una velocidad 0,808 p.u. (303.2 r.p.m.) (figura 3.1.2.1.2 b) . En estas condiciones, la f.e.m. vale 0,808 p.u. (122,25 V), la corriente vale 0,655 p.u (4,334 A) y la potencia 0,5328 p.u. (1598,5 W). Para velocidades superiores a 0.808 pu se supera la tensión asignada del generador. (Figura 3.1.2.1.2 b))
- La corriente asignada ( 1,1386 p.u.) se alcanza a una velocidad 1,07 p.u. (esto es, 400,13 r.p.m.). La potencia generada es 1,215 p.u. (3644 W), con una tensión 1,32 p.u. (lo que supone una tensión de fase de 199.67 V). Evidentemente, este incremento de tensión (y el consiguiente aumento de pérdidas en el hierro) no es admisible. (Figura 3.1.2.1.2 a))

Como observación más importante del estudio realizado, se deduce que no es posible mantener la referencia de  $i_d$  nula en todo el rango de operación de la aeroturbina. Con esta estrategia, a la velocidad asignada, se generaría la potencia asignada, 3000 W, pero el generador habría de soportar una sobretensión del 35 % ( $U= 179,7 V$ ).

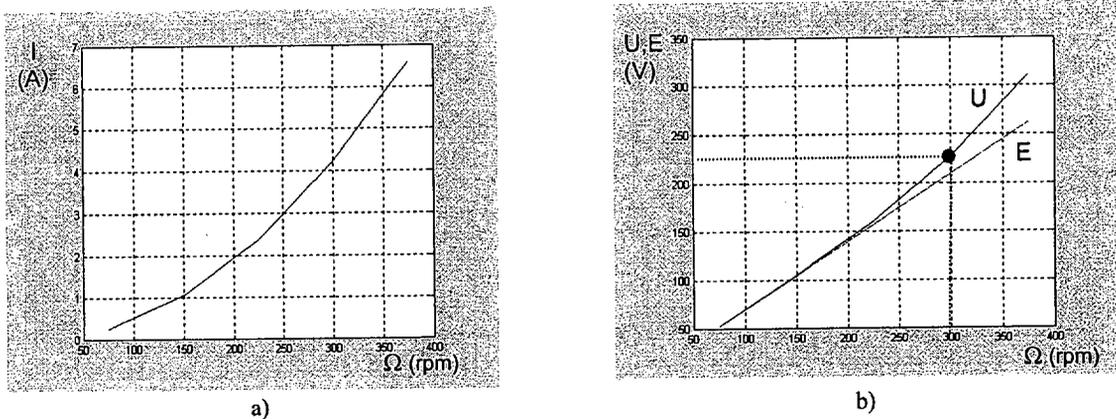


Figura 3.1.2.1.2 a) Evolución de la corriente del generador con la velocidad ( $i_d^*=0$ ), b) Evolución de fem y la tensión con la velocidad ( $i_d^*=0$ )

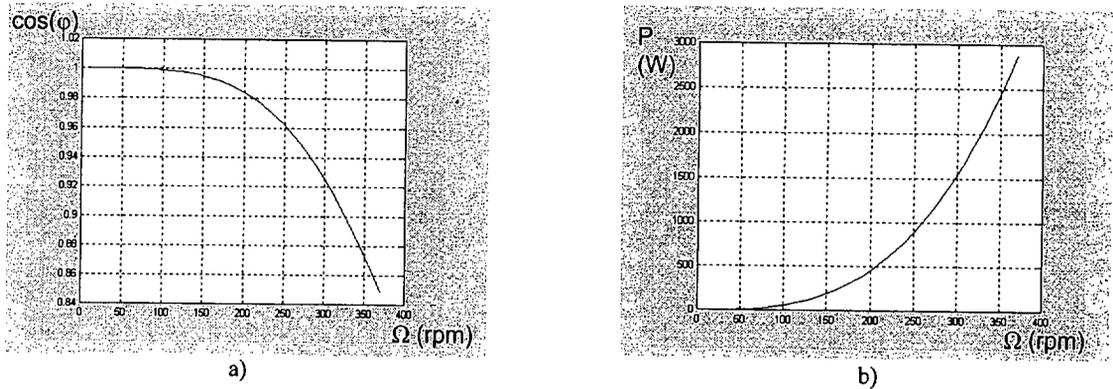
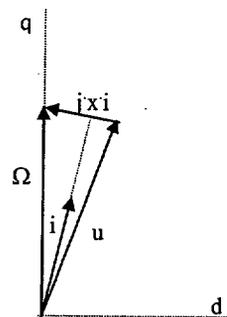


Figura 3.1.2.1.3 a) Evolución del factor de potencia con la velocidad ( $i_d^*=0$ ), b) Evolución de la potencia con la velocidad ( $i_d^*=0$ )

**b) Estrategia de factor de potencia unidad**

La estrategia de factor de potencia unidad conduce a una tensión en bornas inferior a la que se tiene con la estrategia de corriente directa nula, por lo que esta estrategia es aplicable hasta una velocidad de giro superior a la de la estrategia de corriente directa nula. Como es sabido, para velocidades elevadas se ha de emplear una estrategia de debilitamiento de flujo, que conduce a un rendimiento peor que cualquiera de las estrategias analizadas en este apartado; por ello, el emplear una estrategia de factor de potencia unidad tiene la ventaja de que reduce el margen de velocidades en el que se ha de trabajar con debilitamiento de campo.



Según la figura 3.1.2.1.4, en este caso se cumple :

Figura 3.1.2.1.4 Diagrama vectorial (p.u.) en zona de debilitamiento de flujo

$$u = \sqrt{\Omega p u^2 - (x \cdot i)^2} \tag{3.1.2.1.9}$$

Para hallar el valor de la corriente de inducido preciso para trabajar en el punto de máxima potencia de la turbina y con f.d.p. unidad, se han de resolver simultáneamente la ecuación 3.1.2.1.9 y la ecuación:

$$p = u \cdot i \tag{3.1.2.1.10}$$

Igualando las potencias dadas por las ecuaciones mencionadas se obtiene la ecuación

$$i\sqrt{\Omega_{pu}^2 - L_{spu}^2 \Omega_{pu}^2 i^2} = \Omega_{pu}^3 \tag{3.1.2.1.11}$$

que permite obtener el valor de la corriente correspondiente a la estrategia en estudio para cualquier velocidad de giro

La Tabla 3.1.2.1.2 muestra la evolución de la fuerza electromotriz, de la potencia, de la corriente y de la tensión en valores unitarios, cuando la velocidad de giro del generador evoluciona desde 0.2 a 1 pu

$\Omega$	e	p	i	id	iq	u	cos( $\varphi$ )
0,2000	0,2000	0,0080	0,04001	0,0010	0,0400	0,1999	1
0,4000	0,4000	0,0640	0,1609	0,0166	0,1600	0,3979	1
0,6000	0,6000	0,2160	0,3706	0,0879	0,3600	0,5829	1
0,8000	0,8000	0,5120	0,7217	0,3335	0,6400	0,7094	1
1,0000	1,0000	No existe	No existe	No existe	1,0000	No existe	No existe

Tabla 3.1.2.1.2: Fuerza electromotriz, potencia, corriente y tensión en p.u., al variar la velocidad de giro del generador desde 0.2 a 1 pu con la estrategia de factor de potencia unidad.

Como se observa en la Tabla 3.1.2.1.2, en este caso no es posible obtener la potencia asignada. La máxima tensión alcanzada en bornas del generador manteniendo factor de potencia unidad es de 99.9 V (0,66 pu) y se alcanza a  $\Omega = 330$  r.p.m. (0,88 pu). En estas condiciones, la f.e.m. vale 133,05 V (0,88 pu), la corriente es de  $I=6,82$  A, y la potencia generada es 2045 W (0,68 pu). En la figura 3.1.2.1.5 b) se muestra la f.e.m. y la tensión en bornas en función de la velocidad, desde 75 r.p.m. hasta la máxima velocidad alcanzable con la estrategia de  $\cos(\varphi)=1$ .

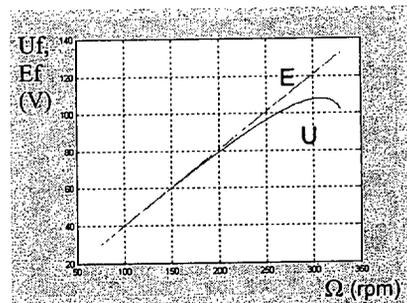
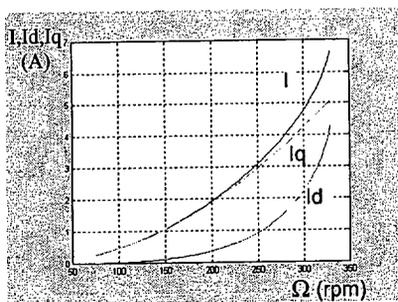


Figura 3.1.2.1. 5 a) Componentes de la corriente para la estrategia de  $\cos(\varphi)=1$ ,  
b) F.e.m y tensión para la estrategia de  $\cos(\varphi)=1$

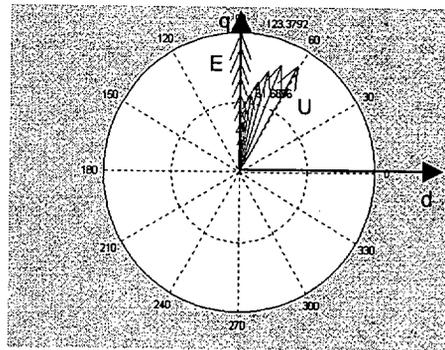


Figura 3.1.2.1.6 Evolución de los fasores de f.e.m y tensión para la estrategia de  $\cos(\varphi)=1$  desde 75 a 330 rpm

**c) Consigna de corriente directa de máximo rendimiento**

Las pérdidas de potencia en los elementos del conjunto aeroturbina-generador a baja velocidad son un factor determinante en el cálculo de la mínima velocidad del viento a la que puede conectarse el aerogenerador a la red (ver apartado 5.1.4). Resulta por tanto de interés el estudiar cuál es el valor de la consigna de corriente directa que hace mínimas las pérdidas en el conjunto generador-convertidor a velocidades bajas. Las pérdidas de potencia activa son debidas fundamentalmente a los siguientes conceptos:

- pérdidas por efecto Joule en los devanados del estator ( $P_{cu}$ )
- pérdidas en el hierro, tanto debidas a la histéresis del material como las debidas a las corrientes de Foucault ( $P_{Fe}$ ).
- pérdidas por fricción, o pérdidas mecánicas ( $P_{mec}$ )
- pérdidas por conducción en los semiconductores de los convertidores electrónicos ( $P_{cond}$ )
- pérdidas por conmutación en los semiconductores de los convertidores electrónicos ( $P_{conm}$ ).

La estrategia de rendimiento máximo introduce en la corriente del inducido una componente directa de la corriente tal que provoque un debilitamiento de campo (figura 3.1.2.1.7). Con ello las pérdidas en el cobre aumentan respecto a las del caso de componente directa nula, analizado anteriormente, pero las pérdidas en el hierro disminuyen.

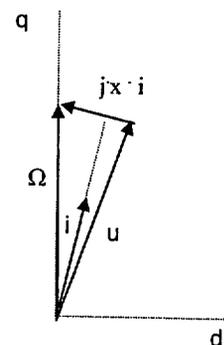


Figura 3.1.2.1.7 Diagrama vectorial (p.u.) cuando el GSIP trabaja con rendimiento máximo

Las pérdidas en el convertidor electrónico conectado en bornas de la máquina dependen de la estrategia seguida para fijar la referencia de corriente directa en el generador; sin embargo, las pérdidas del convertidor conectado a la red no dependen de tal estrategia. El rendimiento del conjunto generador-convertidor del lado del generador se puede expresar como:

$$\eta = \frac{Peje - \Sigma Perdidias}{Peje} = \frac{Peje - (PCu + PFe + Pmec + P_{cond} + P_{conm})}{Peje} \quad (3.1.2.1.12)$$

Teniendo en cuenta las ecuaciones (3.1.1.2) y (3.1.2.1.1), la dependencia de la componente activa o de par de la corriente con la velocidad de giro es :

$$I_q = \frac{K_{TPmax} \cdot \Omega^2}{\frac{3}{\sqrt{2}} \cdot \Psi} \quad (3.1.2.1.13)$$

con lo que

$$PCu = 3 \cdot R_s \cdot I^2 = 3 \cdot R_s \cdot \left( Id^2 + \left( \frac{K_{TPmax} \cdot \Omega^2}{\frac{3}{\sqrt{2}} \cdot \Psi} \right)^2 \right) = 3 \cdot R_s \cdot Id^2 + K1 \cdot \Omega^4 \quad (3.1.2.1.14)$$

Las expresiones del resto de componentes de pérdidas son :

$$PFe \approx K_{FE} \cdot f^{1.6} \cdot \hat{B}^2 = K2 \cdot \Omega^{1.6} \cdot \frac{U^2}{\Omega^2} = K2 \cdot \frac{U^2}{\Omega^{0.4}} \quad (3.1.2.1.15)$$

$$Pmec = K3 \cdot \Omega^2 \quad (3.1.2.1.16)$$

$$Pcond = 3 \cdot V_{ON} \cdot I = 3 \cdot V_{ON} \cdot \sqrt{Id^2 + \left( \frac{K_{TPmax} \cdot \Omega^2}{\frac{3}{\sqrt{2}} \cdot \Psi} \right)^2} = 3 \cdot V_{ON} \cdot \sqrt{Id^2 + k4} \quad (3.1.2.1.17)$$

donde I es el valor eficaz de la corriente de inducido y  $V_{ON}$  es la caída de tensión en cada IGBT en saturación.

$$Pconm = 6 \cdot f_{conm} \cdot J_{conm} \quad (3.1.2.1.18)$$

donde  $f_{\text{conm}}$  es la frecuencia de conmutación de cada IGBT (en Hz) y  $J_{\text{conm}}$  es la energía disipada en una conmutación expresada (en J). En la ecuación (3.1.2.1.18) se considera que existen tres maniobras de cierre y otras tres de apagado en cada ciclo y se admite que la energía disipada en el encendido de un semiconductor es la misma que la disipada en el apagado. En todo caso se considerará que las pérdidas por conmutación de los semiconductores del rectificador son independientes de la corriente de inducido. Un valor habitual para el rendimiento de un puente de IGBT's es  $\eta_{\text{con}}=0,96$  [CARL99].

Para determinar la corriente  $id$  que hace máximo el rendimiento del conjunto generador+convertidor, se impondrá que la suma de las pérdidas que dependen de la citada corriente, es decir  $P_{\text{cu}}(Id)+P_{\text{Fe}}(Id)+P_{\text{cond}}(Id)$ , ha de ser mínima. Para ello, es preciso establecer la relación entre la tensión de salida del generador y la componente de corriente  $Id$ ; esta es:

$$U = |j \cdot E - j \cdot X_s \cdot (Id + j \cdot I_q)| = \sqrt{\left( L_s \cdot pp \cdot \Omega \cdot \frac{K_{TPmax} \cdot \Omega^2}{\frac{3}{\sqrt{2}} \cdot \Psi} \right)^2 + \left( \frac{\Psi}{\sqrt{2}} \cdot \Omega - L_s \cdot pp \cdot \Omega \cdot Id \right)^2} \quad (3.1.2.1.19)$$

Por tanto, la suma de pérdidas que se ha de minimizar es

$$P_{\text{Cu}}(Id) + P_{\text{Fe}}(Id) + P_{\text{cond}}(Id) = 3 \cdot R_s \cdot Id^2 + \frac{K2}{\Omega^{0.4}} \cdot \left( (L_s \cdot pp \cdot \Omega \cdot Id)^2 - 2 \cdot \frac{\Psi}{\sqrt{2}} \cdot L_s \cdot pp \cdot \Omega^2 \cdot Id \right) +$$

$$3 \cdot V_{\text{ON}} \cdot \sqrt{Id^2 + k4} = Id^2 \cdot (3 \cdot R_s + K2 \cdot (L_s \cdot pp)^2 \cdot \Omega^{1.6}) - 2 \cdot Id \cdot K2 \cdot \frac{\Psi}{\sqrt{2}} \cdot L_s \cdot pp \cdot \Omega^{1.6} + 3 \cdot V_{\text{ON}} \cdot \sqrt{Id^2 + k4} \quad (3.1.2.1.20)$$

El valor de  $Id$  que hace mínima esta suma, y que por consiguiente, maximiza el rendimiento es:

$$Id_{\eta_{\text{max}}} = \frac{2 \cdot K2 \cdot \frac{\Psi}{\sqrt{2}} \cdot L_s \cdot pp \cdot \Omega^{1.6}}{6 \cdot R_s + K2 \cdot (L_s \cdot pp)^2 \cdot \Omega^{1.6} + 3 \cdot V_{\text{ON}}} \quad (3.1.2.1.21)$$

para  $\Omega$  en [rad/s],  $\psi$  en [V.s],  $L_s$  en [H],  $R_s$  en [ $\Omega$ ] y  $U_{\text{fn}}$  en [V].

Por falta de datos del fabricante del generador, la constante  $K2$  se ha estimado a partir de datos obtenidos de generadores similares, y en concreto del estudio de pérdidas en generadores síncronos multipolares de imanes permanentes realizado por Anders Grauers para su Tesis doctoral [GRAU96].

El valor de la componente directa de la corriente que hace máximo el rendimiento no solamente depende de la velocidad de giro, sino también de la temperatura (puesto que la resistencia estática aumenta con la temperatura). Para no complicar en exceso el cálculo, en la ecuación (3.1.2.1.21) se empleará el valor de la resistencia a la temperatura que corresponde a condiciones asignadas.

En la Tabla 3.1.2.1.3 se muestra la evolución de la fuerza electromotriz, de la potencia, de las componentes de la corriente y de la tensión en valores unitarios, en función de la velocidad de giro del generador (entre 0,2 y 1 pu) cuando se trabaja con la corriente directa que hace máximo el rendimiento.

$\Omega$	e	p	$i_q$	$i_d$	i	u	$\cos(\varphi)$
0,2000	0,2000	0,0080	0,0400	0,0063	0,0405	0,1993	0,9915
0,4000	0,4000	0,0640	0,1600	0,0189	0,1611	0,3973	0,9999
0,6000	0,6000	0,2160	0,3600	0,0358	0,3618	0,6024	0,9912
0,8000	0,8000	0,5120	0,6400	0,0559	0,6424	0,8381	0,9509
1,0000	1,0000	1,0000	1,0000	0,0787	1,0031	1,1453	0,8704

Tabla 3.1.2.1.3: Fuerza electromotriz, potencia, corriente, tensión (en p.u.) y factor de potencia al variar la velocidad de giro del generador desde 0.2 a 1 pu con la estrategia de máximo rendimiento.

Las velocidades a las que se alcanzan los valores asignados de tensión e intensidad son:

- La tensión asignada (0,878 p.u.) se alcanza a una velocidad 0,827 p.u. (310,2 r.p.m.) (figura 3.1.2.1.8 b). En estas condiciones, la f.e.m. vale 0,827 p.u. (125,07 V), la corriente vale 0,69 p.u (4,57 A) y la potencia 0,566 p.u. (1698 W). La estrategia de control no debe ser usada para velocidades superiores a 0.827 p.u. pues se supera la tensión asignada del generador.
- La corriente asignada (1,1386 p.u.) se alcanzaría a una velocidad de 1,065 p.u. (esto es, 399,5 r.p.m.). La potencia generada es 1,21 p.u. (3628 W), con una tensión 1,272 p.u. (tensión de fase de 192,4 V).

Si se utiliza la estrategia de máximo rendimiento hasta la velocidad asignada, a esta velocidad se genera la potencia asignada, 3000 W, si bien la tensión en bornas del generador sería un 14,5 % superior a la asignada. Por tanto no es posible mantener la referencia de  $I_d$  que maximiza el rendimiento del generador en todo el rango de operación de la aeroturbina.

En la figura 3.1.2.1.8 se muestra la evolución de la corriente y de sus componentes directa y en cuadratura con la velocidad, así como la evolución de f.e.m. y la tensión del generador en función de la velocidad (supuesto que se mantiene la estrategia de máximo rendimiento hasta la velocidad asignada). El factor de potencia a velocidad nominal es ligeramente superior al alcanzado con la estrategia de  $I_d=0$  (figura 3.1.2.9). En el siguiente apartado se presenta una comparación del rendimiento del conjunto generador+convertidor en función de la estrategia de  $I_d$  que se aplique.

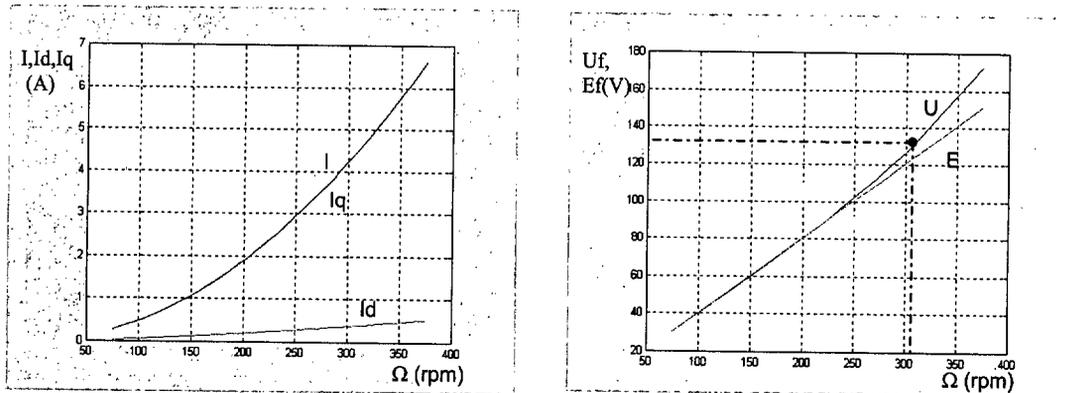


Figura 3.1.2.1.8 a) Evolución de la corriente y de sus componentes con la velocidad  
 b) Evolución de fem y la tensión con la velocidad (id de máximo rendimiento)

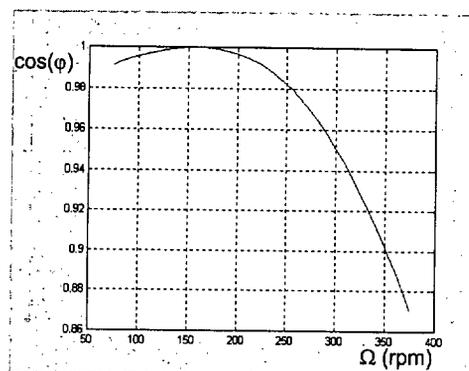


Figura 3.1.2.1.9 Evolución del factor de potencia con la velocidad para la estrategia de máximo rendimiento

### Comparación de estrategias que establecen $I_d$ en el rango de velocidad [0 ; 0,88] p.u.

Como se ha analizado en este apartado, la tensión asignada en bornas del generador se alcanza a distintas velocidades dependiendo de la estrategia aplicada:

- Para la referencia  $I_d=0$  la tensión asignada se alcanza a 303 r.p.m. ( 0,808 pu)
- Para la referencia de  $I_d$  que hace  $\cos \varphi=1$  la tensión asignada se alcanza a 330 r.p.m. (0,88 pu)
- Para la referencia de  $I_d$  que maximiza el rendimiento se alcanza a 310,2 r.p.m. (0,827 pu)

Con objeto de comparar las tres estrategias se analizará la evolución de las pérdidas y el rendimiento en el intervalo de velocidades [0,330] r.p.m. En la figura 3.1.2.1.10 se muestra la evolución de las pérdidas en el hierro (a), pérdidas en el cobre (b) y pérdidas mecánicas (c) en el intervalo de velocidad indicado. Los resultados son los esperados:

- Con la aplicación de la referencia  $i_d=0$  se minimizan las pérdidas en el cobre (figura 3.1.2.1.10 b)
- Con la aplicación de la referencia de  $i_d$  que hace  $\cos(\varphi)=1$  se minimizan las pérdidas en el hierro (figura 3.1.2.1.10 a)).
- Con la aplicación de la referencia de  $i_d$  que maximiza el rendimiento se minimiza la suma de pérdidas en el cobre, pérdidas en el hierro y pérdidas de conducción de los semiconductores; en la figura 3.1.2.1.11 se muestra la evolución del rendimiento (ecuación (3.1.2.1.12)).

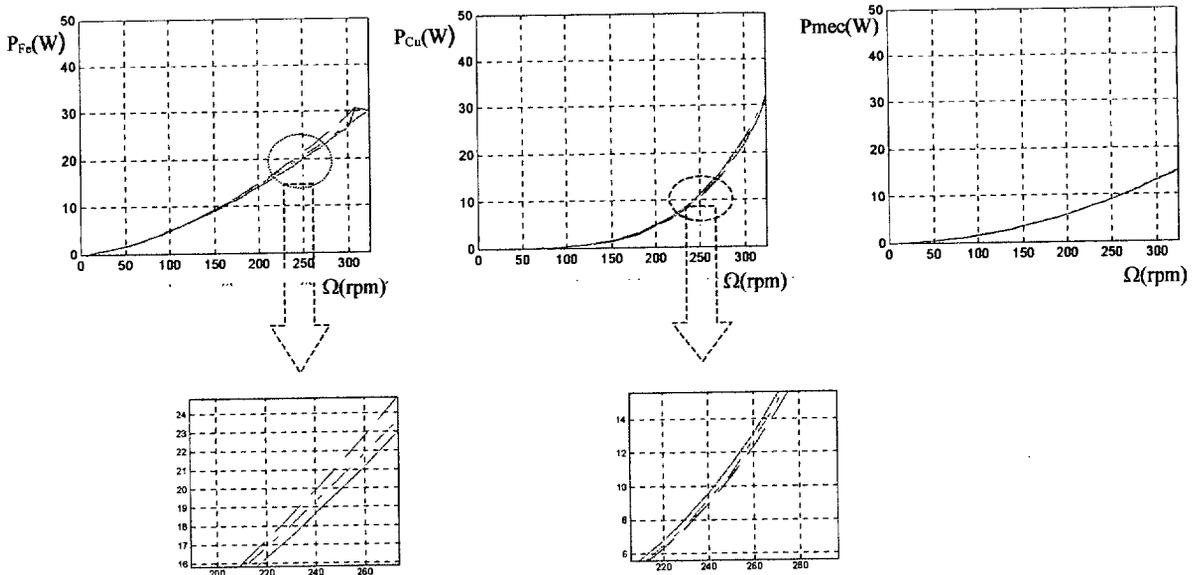


Figura 3.1.2.1.10 a) Pérdidas en el hierro, b) pérdidas en el cobre) c) pérdidas mecánicas, en el intervalo de velocidad [0,330] rpm, para las estrategias de:  $i_d=0$  (- -),  $\cos(\varphi)=1$  (- · -), y máximo rendimiento (---).

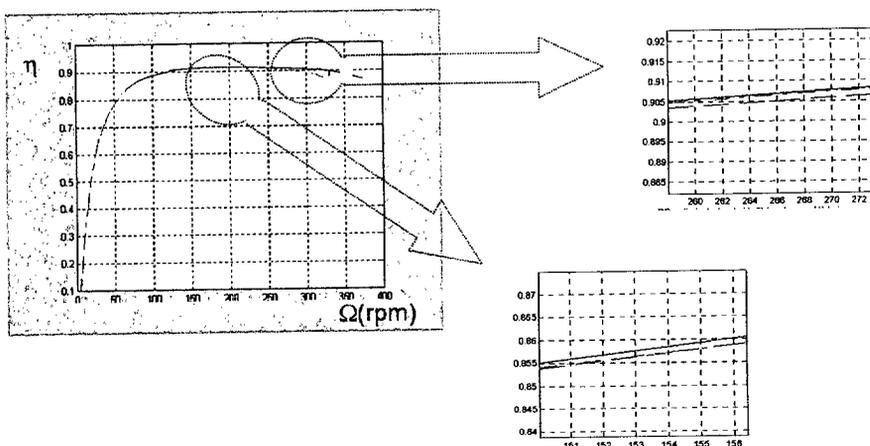


Figura 3.1.2.1.11: Rendimiento en el intervalo de velocidad [0,330] rpm , para las estrategias de:  $i_d=0$  (- -),  $\cos(\varphi)=1$  (- · -), y máximo rendimiento (---).

### 3.1.2.2 Zona de debilitamiento de campo

Como se vio en el apartado anterior, con cualquiera de las tres estrategias propuestas, la tensión en bornas del generador es superior a la asignada a velocidades elevadas. Para evitar esta sobretensión, cuando se alcance la tensión asignada, se disminuirá el flujo en el inducido de la máquina (figura 3.1.2.2.1).

Las componentes del fasor espacial de enlaces de flujo total estático son

$$\psi_{sd} = \psi_0 - L_s i_d \quad (3.1.2.2.1)$$

$$\psi_{sq} = -L_s i_q$$

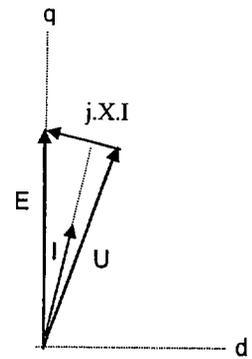


Figura 3.1.2.2.1 Diagrama vectorial del GSIP en zona de debilitamiento de flujo

Y ya que la componente en cuadratura de la intensidad estática viene fijada por el par que debe desarrollar la máquina, para conseguir el objetivo perseguido se ha de introducir una componente de corriente según el eje directo. El valor de la componente  $I_d$  se obtendrá de la ecuación :

$$X \cdot I_d = E - U \cdot \cos(\delta) \quad (3.1.2.2.2)$$

donde el ángulo  $\delta$  se obtiene de la expresión

$$X \cdot I_q = U \cdot \sen \delta \quad (3.1.2.2.3)$$

y el valor de  $I_q$  viene dado por (3.1.1.2)

Con todo ello, se obtiene el valor de la componente  $I_d$  en función de la velocidad de giro

$$\text{modulo}(I_d) = \frac{\psi}{L_s \cdot pp} - U_{fn} \cdot \sqrt{\frac{1 - k_{aux} \cdot w^6}{L_s \cdot pp \cdot w}} \quad , \quad \text{donde} \quad (3.1.2.2.4)$$

$$k_{aux} = \left( \frac{L_s \cdot pp \cdot K_{pmax}}{3 \cdot U_{fn} \cdot \frac{\Psi}{\sqrt{2}}} \right)^2$$

con  $\Omega$  en [rad/s],  $\psi$  en [V.s],  $L_s$  en [H] y  $U_{fn}$  en [V].

En la Tabla 3.1.2.2.1 se muestra la evolución de la fuerza electromotriz, de la potencia, de la corriente, de la tensión (en p.u.) y del factor de potencia, en función de la velocidad de giro del

generador desde la mínima de las velocidades a la que se alcanza tensión nominal para las estrategias estudiadas 0,808, hasta la velocidad nominal.

$\Omega$	$e=\Omega$	$p=\Omega^3$	I	$i_q=\Omega^2$	$i_d$	$\cos \varphi$
0,8080	0,8080	0,527	0,6530	0,6400	0	0,9200
0,8500	0,8500	0,6141	0,7322	0,7225	0,1189	0,9550
0,9000	0,9000	0,7290	0,8541	0,8100	0,2709	0,9719
0,9500	0,9500	0,8574	1,0020	0,9025	0,4348	0,9745
1,0000	1,0000	1,0000	1,1782	1,0000	0,6230	0,9664

Tabla 3.1.2.2.1: Fuerza electromotriz, potencia, corriente, tensión (en p.u) y factor de potencia, al variar la velocidad de giro del generador desde 0,808 a 1 pu en zona de debilitamiento de flujo

De este modo, a la velocidad nominal, se alcanza la potencia nominal con un factor de potencia de 0,9664 y una corriente de 7,79 A, (3,5% inferior a la asignada del generador). La corriente asignada del generador (7,87 A) se alcanzaría a la velocidad de 380 r.p.m. (1,013 p.u.); la potencia generada a esa velocidad es 3118 W (1,039 p.u.).

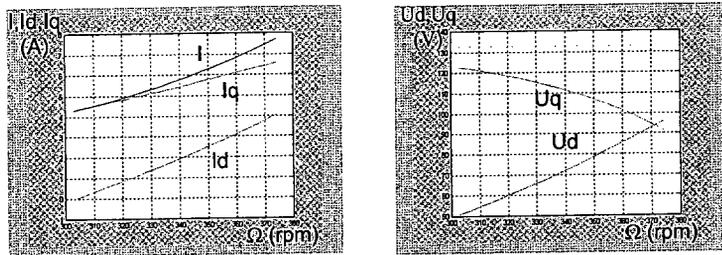


Figura 3.1.2.2.2 Evolución de a) la corriente y de sus componentes b) componentes de la tensión de fase, en zona de debilitamiento de flujo

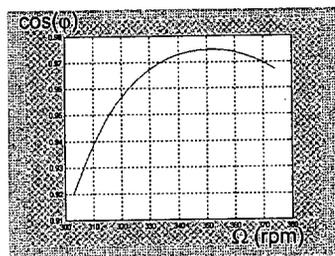


Figura 3.1.2.2.3 Evolución del factor de potencia con la velocidad, en zona de debilitamiento de flujo

Como se indicará en el capítulo 5, a partir de la velocidad asignada la regulación de la aeroturbina se lleva a cabo fundamentalmente actuando sobre el ángulo de paso de calado de las palas.

### 3.1.3 Comportamiento del generador en el intervalo de velocidad [0,1] pu

En la figura 3.1.3.1 se muestran las componentes de la corriente que se impondrán al generador en el intervalo de velocidad [0,1] p.u. Como estaba establecido desde un principio, la componente  $I_q$  se ajustará de forma que a cada una de las velocidades se extraiga la máxima potencia de la turbina. La potencia generada (figura 3.1.3.1f) será, por lo tanto, proporcional al cubo de la velocidad en el rango de velocidades del viento comprendidas entre la de conexión y la asignada ( $n_{cut-in}-n_N$ ). La evolución del factor de potencia en todo el intervalo de velocidad es la mostrada en la figura 3.1.3.1b); la de la tensión se presenta en la figura 3.1.3.1a).

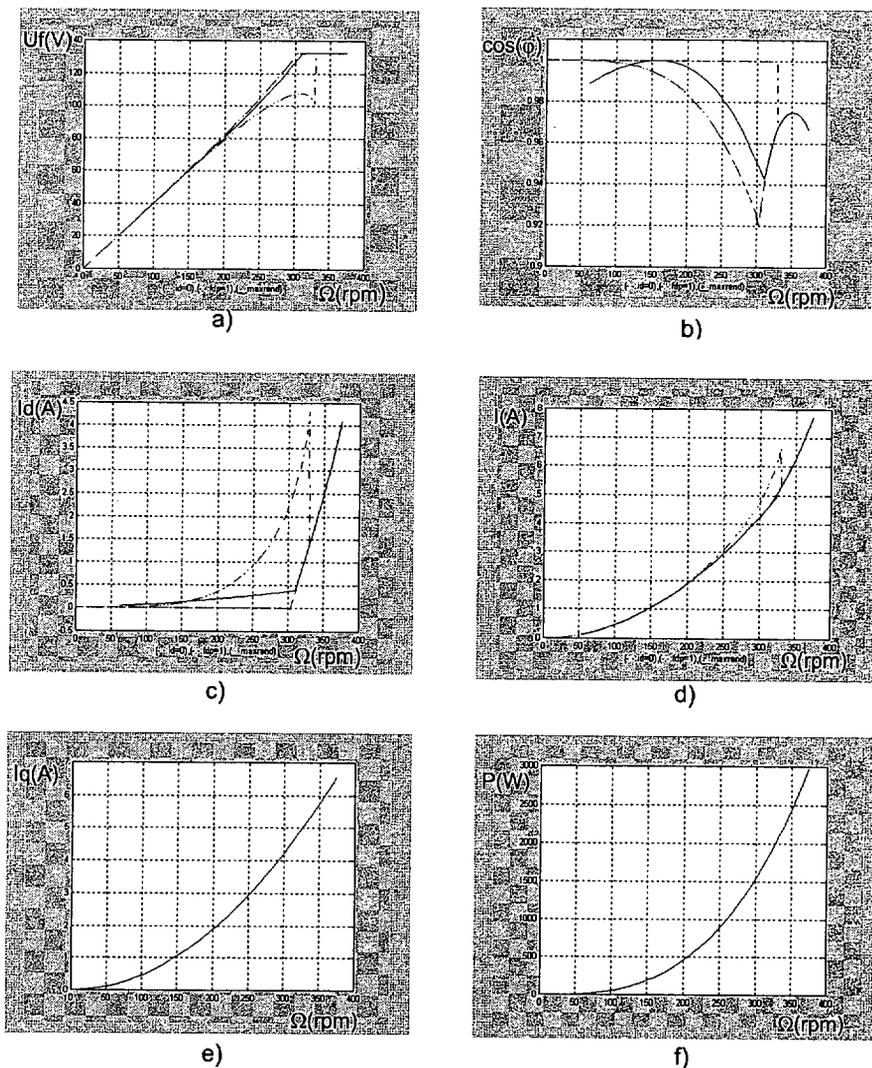


Figura 3.1.3.1 a) Tensión, b)  $\cos(\varphi)$ , c)  $I_d$ , d) corriente, e)  $i_q$ , f) potencia en todo el rango de velocidades. Antes de debilitar flujo : estrategia  $i_d=0$  (- -), estrategia  $\cos(\varphi)=1$  (- · -) y estrategia de máximo rendimiento (-)

Una vez elegida la estrategia que se seguirá para el establecimiento de las componentes de la corriente es preciso comprobar si estas corrientes pueden provocar la desmagnetización de los imanes de la máquina síncrona.

### 3.1.4 Desmagnetización de los imanes del rotor

Uno de los principales problemas que pueden sufrir los generadores de imanes permanentes es la desmagnetización irreversible de los imanes del rotor. Al realizar el diseño de la máquina se ha de comprobar que un cortocircuito en bornas del generador no produce una desmagnetización irreversible de los imanes (apartado 3.1.4.2). Además, la componente en eje directo de la corriente tiene un efecto desmagnetizante; al aplicar la estrategia de factor de potencia unidad o en la zona de debilitamiento de campo, los valores de  $I_d$  pueden ser elevados. Una vez que los imanes del rotor se han desmagnetizado, han de ser reemplazados por otros imanes. Por ello resulta necesario analizar su posible desmagnetización y para ello ha de comprobarse que el valor de  $I_d$  que se establece con cualquier estrategia, no supera el límite de desmagnetización del generador (apartado 3.1.4.1).

Antes de estudiar el efecto de la corriente de cortocircuito y de la componente  $I_d$  de la corriente, se resumen los fundamentos del comportamiento de los imanes permanentes de NdFeB, fundamentalmente su característica de desmagnetización.

El campo magnético creado por los polos de un imán permanente tiene un efecto desmagnetizante sobre sí mismo, por ser opuesto a la dirección de la inducción  $B$ . El punto de funcionamiento del imán estará siempre sobre su curva de desmagnetización. En la figura 3.1.4.1 se muestra un punto de trabajo  $(H_a, B_a)$  típico de un imán de NdFeB; la posición del punto de trabajo depende de la geometría del imán y del circuito magnético. También es usual hablar de la curva de histéresis intrínseca del material, o curva de polarización  $(B_i(H) \text{ o } J(H))$ , que representa la capacidad inherente del material de tener más flujo ante un campo magnético,

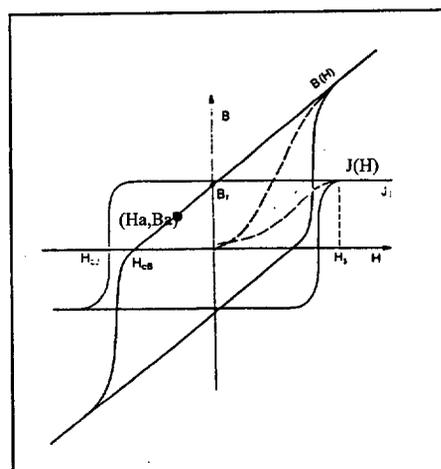


Figura 3.1.4.1 Curvas  $B(H)$  y  $J(H)$  típicas de los imanes permanentes de NdFeB

que la que tendría en el vacío ( $B_i=B-\mu_0H$  en el primer y cuarto cuadrante y  $B_i=B+\mu_0H$  en el segundo y tercer cuadrante).

El producto de los valores de inducción y el campo magnético a lo largo de la curva de desmagnetización, es la curva de densidad de energía del imán; un imán permanente es utilizado en su plenitud en un sistema estático, cuando su punto de trabajo coincide con el máximo de la curva de densidad de energía. El punto de funcionamiento del imán está en la intersección de su curva de desmagnetización y la línea de trabajo del circuito magnético. En sistemas donde las curvas de funcionamiento cambian, como es el caso del generador en estudio, se ha de elegir una línea de trabajo que varíe en la zona recta de la curva  $B(H)$  de desmagnetización; mientras que el punto de trabajo permanezca en la zona recta de la curva de desmagnetización, los cambios en la inductancia son reversibles. Por ejemplo, para el material (VACODYM 383) de los imanes del generador prototipo y supuesta una temperatura de trabajo de 100 °C, si el punto de trabajo (figura 3.1.4.2) se desplazase (por ejemplo por un incremento del entrehierro del generador) desde el punto  $P_1$  al punto  $P_2$  (que se encuentra por debajo del codo de la curva de desmagnetización), al recuperar el entrehierro inicial, no sería posible regresar al punto de trabajo  $P_1$ ; en su lugar el punto de trabajo sería  $P_3$ , de menor densidad de flujo. Este problema se acentúa con el aumento de la temperatura de trabajo. Al aumentar la temperatura de trabajo, las líneas de permeancia se acercan al origen, paralelamente unas a otras. Los imanes se desmagnetizan irreversiblemente cuando la densidad de flujo es inferior a un cierto límite  $B_{min}$ . Este límite es un parámetro de diseño fundamental considerado a la hora de fabricar una máquina de imanes.

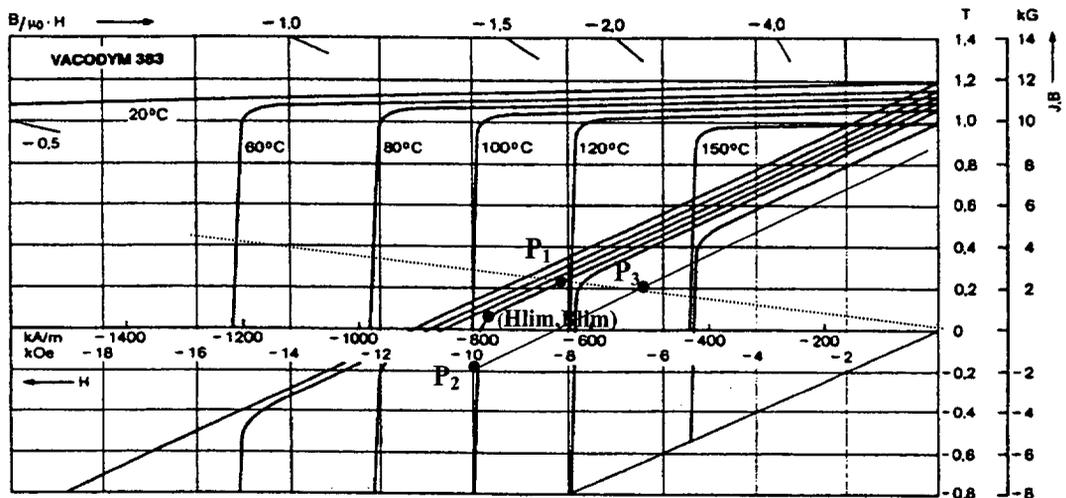


Figura 3.1.4.2 Curvas  $B(H)$  y  $J(H)$  de los imanes permanentes de NdFeB VACODYM 383 empleados en el prototipo [VACODYM]. Puntos de trabajo en  $B(H)$ :  $P_1$ ,  $P_{lim}$ (por encima del codo de la curva)  $P_2$ (irreversible) a 100 °C..Línea de trabajo (---).

En la Tabla 3.1.4 se presentan los valores de la remanencia  $B_r$ , de la coercitividad  $H_c$  y de la máxima densidad de energía (típicos y máximos) de un material de NdFeB de alta calidad, medidos a temperatura ambiente. Desde su aparición en 1984, las mejoras de calidad y precio de este tipo de imanes han sido espectaculares.

Nombre del material	Remanencia		Coercitividad				Densidad de energía		Máxima temperatura de trabajo continua
	Br tip. (Tesla)	Br min (Tesla)	H <sub>CB</sub> tip. (kA/m)	H <sub>CB</sub> min (kA/m)	H <sub>CJ</sub> tip. (kA/m)	H <sub>CJ</sub> min (kA/m)	(BH) <sub>max</sub> tip. (KJ/m <sup>3</sup> )	(BH) <sub>max</sub> min (KJ/m <sup>3</sup> )	Tmax (°C)
VACODYM 383	1,19	1,14	1750	1510	900	840	270	240	150

Tabla 3.1.4. Valores típicos de un imán permanente de NdFeB de la empresa VACODYM

### 3.1.4.1 Máxima corriente id admisible sin desmagnetizar los imanes

Se define el coeficiente de desmagnetización  $\xi$  como el cociente entre la componente de flujo de reacción de inducido en el eje  $d$  entre los enlaces de flujo del rotor:

$$\xi = \frac{L_s \cdot pp \cdot \frac{|Id|}{\sqrt{2}}}{\frac{\psi}{\sqrt{2}}} = \frac{L_s \cdot pp \cdot Id}{\psi} \tag{3.1.4.1.1}$$

Si se alcanzan valores del coeficiente de desmagnetización superiores a un cierto  $\xi_{lim}$  y el coeficiente coercitivo de los imanes es bajo, la densidad de flujo del imán decrece irreversiblemente. Dado que la curva de desmagnetización depende de la temperatura de trabajo, el coeficiente de desmagnetización límite que se empleará, se deducirá de la curva de desmagnetización a la temperatura máxima admisible para este material (en este caso se ha elegido 100°C). Para calcular el valor del coeficiente  $\xi_{lim}$ , se sustituye el valor límite ( $B_{lim}, H_{lim}$ ) (punto situado justo encima del codo de saturación de la característica  $B(H)$  del imán elegido a la máxima temperatura de trabajo) en la ecuación que define el punto de trabajo del generador ( $B_m, H_m$ ) a plena carga y trabajando con un factor de potencia unidad.

En el estudio realizado por Morimoto y Takeda [MORI90], se expresa el punto de trabajo de una máquina de imanes permanentes en función del coeficiente de desmagnetización como:

$$H_m = H_0 + \frac{\mu_r \cdot H_c}{\mu_r + \sigma \cdot p_u} \cdot \frac{P_u}{\lambda(\mu_r + \sigma \cdot p_u) - p_u} \cdot \xi \quad (3.1.4.1.2)$$

$$B_m = B_0 + \frac{\mu_r \cdot H_c}{\mu_r + \sigma \cdot p_u} \cdot \frac{\mu_r \cdot P_u}{\lambda(\mu_r + \sigma \cdot p_u) - p_u} \cdot \xi \quad (3.1.4.1.3)$$

donde

$H_0, B_0$ , punto de trabajo del imán en vacío.

$$p_u = P_u \cdot \frac{lm}{Am}, \text{ siendo } P_u, \text{ la permeancia del entrehierro } P_u = \frac{\mu_o \cdot Ag}{lg} \text{ con :}$$

$Ag$ , área de entrehierro

$lg$ , longitud de entrehierro efectiva

$Am$ , área del imán

$lm$ , longitud del imán

$$\sigma = \frac{p_u + p_{lm}}{p_u}, \text{ siendo } p_{lm}, \text{ la permeancia del imán}$$

$$\lambda = \frac{p_u + p_{la}}{p_u}, \text{ siendo } p_{la}, \text{ la permeancia del inducido.}$$

Entrando en la gráfica 3.1.4.2, se observa que los valores de  $(B_{lim}, H_{lim}) = (0,07 \text{ T}, 780 \text{ kA/m})$ . Como el valor de  $B_{lim}$  es muy cercano a cero, el coeficiente  $\xi_{lim}$ , se puede expresar (de forma simplificada igualando la expresión (3.1.4.2.3)) a cero como:

$$\xi_{lim} = \sigma \cdot \lambda \cdot \left\{ 1 + \left( \sigma - \frac{1}{\lambda} \right) \cdot \frac{p_u}{\mu_r} \right\} \quad (3.1.4.1.4)$$

El valor de  $\xi_{lim}$  depende de la permeancia del entrehierro  $p_u$ , del factor de dispersión del flujo  $\sigma$ , del factor de dispersión de la fuerza magnetomotriz  $\lambda$ , y de la permeabilidad relativa del imán  $\mu_r$ . En [MORI90] se encuentra una explicación más detallada de modelo en eje d de los imanes, así como del cálculo del coeficiente  $\xi_{lim}$  para máquinas de imanes permanentes.

A falta de datos del diseño del generador empleado en el prototipo, para calcular el valor de  $\xi_{lim}$ , se han supuesto unos valores coherentes de el área de entrehierro, de la longitud de entrehierro efectiva, del área y longitud del imán y del tipo de chapa del estator, aproximándolos a parámetros de otros generadores síncronos multipolares de diseño conocido ([ZUÑI01], [SPOON96,3]). El coeficiente de desmagnetización límite  $\xi_{lim}$  resultante a una temperatura de trabajo de 100 °C es aproximadamente igual a 2,5. Consecuentemente se considerará que el valor límite de la referencia de corriente  $I_d$  es de:

$$I_{dlim} = \sqrt{2} \cdot \frac{E_o(\omega_n)}{X_s(\omega_n)} \cdot \xi_{lim} = 33,9 \text{ A} \quad (3.1.4.1.5)$$

La máxima componente de la corriente de inducido de eje d con la que ha de trabajar el generador con la estrategia de máximo rendimiento está lejos del límite; en zona de debilitamiento de campo, a velocidad nominal, esta componente es de 4,1 A, inferior a  $i_{dlim}$ . El valor  $\xi_{lim}$  calculado es muy dependiente de la temperatura de trabajo, por lo que en todo caso, se tendrá especial cuidado en las pruebas a velocidad nominal a la hora de la implementación práctica del control en el prototipo.

Existen muy diversos factores de diseño del generador que influyen en el cálculo del campo magnético del imán en carga pero que no son objeto de estudio en la presente tesis, por depender de datos del fabricante del generador, datos a los que no se tiene acceso. Este es el caso de la forma y dimensiones de los imanes. Generalmente los imanes empleados en los generadores síncronos multipolares de flujo radial con imanes superficiales como el mostrado en el capítulo 1 (figura 1.4.1.2.1a)) son rectangulares, y generan una onda de inducción cuadrada. Para reducir los armónicos, y por tanto las pérdidas, es posible o bien acortar el paso de ranura (lo que haría decrecer la amplitud del primer armónico de la onda de fuerza electromotriz) o bien inclinar las ranuras. Como es más sencillo inclinar los imanes, para reducir pérdidas, resulta habitual emplear imanes trapezoidales, con un ángulo de inclinación correspondiente a una ranura. En [SLEM92] se detalla la relación que han de guardar la inductancia de magnetización y la de dispersión en una máquina síncrona de imanes permanentes en función del citado ángulo de inclinación del imán.

### 3.1.4.2 Efecto de la desmagnetización en cortocircuito

En caso de producirse un fallo de cortocircuito en el generador, la corriente de cortocircuito  $I_{cc}$  que circulará por el inducido, (si se desprecia la resistencia del devanado) será completamente inductiva; la fuerza magnetomotriz de reacción de inducido, en fase con la corriente de cortocircuito, es totalmente desmagnetizante (figura 3.1.4.2). Para asegurar que la desmagnetización causada por la fuerza magnetomotriz de reacción de inducido no lleva al punto de trabajo del imán por debajo del codo de la curva de desmagnetización, se ha de calcular la reacción provocada por la  $I_{cc}$ .

Teniendo en cuenta los cálculos realizados en el apartado 3.1.4.1, si el valor de la corriente de cortocircuito no supera el de la corriente límite en eje directo calculada (3.1.4.1.5), el diseño es correcto, y los imanes del generador no se desmagnetizarán de forma irreversible en caso de cortocircuito.

El generador empleado no tiene devanado de excitación ni lleva devanados amortiguadores, por lo que desaparecen los períodos subtransitorio y transitorio y la máxima corriente, en caso de cortocircuito, resulta ser la máxima corriente de cortocircuito de régimen permanente, es decir:

$$I_{cc_{pu}} = \frac{2 \cdot \sqrt{2} \cdot e_o}{x_s} \quad (3.1.4.2.1)$$

Luego :

$$I_{cc} = 4,41 \cdot I_B = 29,2 \text{ A}$$

Como  $I_{cc}$  no supera el valor límite  $I_{d_{lim}}$  (ecuación (3.1.4.1.5)), no existe peligro de desmagnetización ante faltas tales como un cortocircuito en bornas del generador.

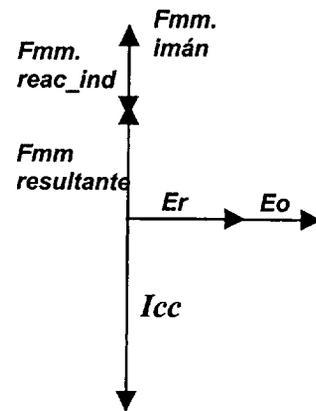


Figura 3.1.4.2 Diagrama fasorial simplificado en caso de cortocircuito



### 3.2 Control del aerogenerador. Cálculo de reguladores

Como se indicó en el apartado 2.6, las señales de encendido de los semiconductores del puente rectificador conectado en bornas de la máquina se generan a partir de las consignas de las componentes de tensión de eje directo y de eje en cuadratura, así como de la tensión en la etapa de corriente continua. Por tanto, este convertidor se comporta frente a la máquina como una fuente de tensión. El valor de esta tensión ha de ser tal que las componentes directa y en cuadratura de la corriente de la máquina coincidan con las consignas generadas en el bucle de regulación externo.

El objetivo de este apartado es establecer el modo de generar las consignas de tensión precisas para alcanzar las referencias de corriente activa y reactiva determinadas en los apartados 3.1.2 y 3.1.3.

Para ello, inicialmente se analizará la estructura que deben tener los bucles de control de corriente (apartado 3.2.1) y posteriormente se indicará el procedimiento de cálculo de los reguladores de corriente (apartado 3.2.2). Dado que el sistema de control descrito se implantará en un DSP, en este apartado se comprueba que el sistema es estable cuando es controlado mediante un regulador discreto.

En los apartados anteriores se parte de que se dispone del valor de la referencia de corriente. En el apartado 3.2.3 se estudiará cómo generar la referencia de corriente directa de forma que cumpla con lo expuesto en el apartado 3.1.

#### 3.2.1 Estructura de los lazos de control de corriente

Las ecuaciones que relacionan las componentes directa y en cuadratura de la corriente y de la tensión en bornas del generador son:

$$\begin{aligned}
 U_{s_d} &= -R_s \cdot I_{s_d} - L_s \cdot \frac{d I_{s_d}}{d t} + L_s \cdot \Omega \cdot p p \cdot I_{s_q} \\
 U_{s_q} &= -R_s \cdot I_{s_q} - L_s \frac{d I_{s_q}}{d t} - L_s \cdot \Omega \cdot p p \cdot I_{s_d} + \Omega \cdot \Psi
 \end{aligned}
 \tag{3.2.1.1}$$

En estas ecuaciones se aprecia la existencia de un acoplamiento cruzado entre las dos componentes de la tensión y las componentes de la corriente, es decir, el valor de la tensión de

eje directo que hace falta aplicar a la máquina para conseguir una tasa determinada de crecimiento de la corriente de eje directo depende del valor que tenga la corriente de eje transverso. Desde el punto de vista de la regulación de la máquina la f.e.m. de rotación puede ser considerada como una perturbación. Afortunadamente el valor de esta perturbación puede ser conocido, lo que permite desarrollar un sistema con una mejor respuesta en los regímenes transitorios.

Para el desarrollo del sistema de regulación, el valor de cada una de las componentes de tensión que es preciso aplicar a la máquina se expresa como suma de dos términos: un primer sumando preciso para hacer crecer la componente de la corriente considerada y un segundo sumando preciso para vencer la f.e.m. de rotación.

$$\begin{aligned} U_{s_d} &= U_{s_d \text{ Término } d} + U_{s_d \text{ Término compensación } Ud} \\ U_{s_q} &= U_{s_q \text{ Término } q} + U_{s_q \text{ Término compensación } Uq} \end{aligned} \quad (3.2.1.2)$$

Los términos de las componentes de la tensión precisos para hacer crecer cada una de las corrientes son:

$$\begin{aligned} U_{s_d \text{ Término } d} &= -R_s \cdot I_{s_d} - L_s \cdot \frac{d I_{s_d}}{d t} \\ U_{s_q \text{ Término } q} &= -R_s \cdot I_{s_q} - L_s \frac{d I_{s_q}}{d t} \end{aligned} \quad (3.2.1.3)$$

Los términos de compensación son:

$$\begin{aligned} U_{s_d \text{ Término compensación } Ud} &= L_s \cdot \Omega \cdot pp \cdot I_{s_q} \\ U_{s_q \text{ Término compensación } Uq} &= -L_s \cdot \Omega \cdot pp \cdot I_{s_d} + \Omega \cdot \Psi \end{aligned} \quad (3.2.1.4)$$

Dado que la constante de tiempo que afecta a la dinámica de ambas corrientes es la misma, las constantes de los reguladores que generen las consignas de tensión en eje directo y en eje en cuadratura serán iguales.

El regulador más adecuado para generar la consigna de tensión a partir del error de corriente es el de tipo Proporcional-Integral (PI). Los reguladores PI anulan el error en régimen permanente y no hacen el sistema excesivamente lento, por lo que son los más empleados en la práctica.

El esquema de regulación completo se expone en la figura 3.2.1, donde  $I_{s_d}^*$  (o  $I_{s_q}^*$  en su caso) es la referencia de corriente que proviene del bucle exterior, e  $I_{s_d}$  (o  $I_{s_q}$ ) el valor medido de dicha magnitud

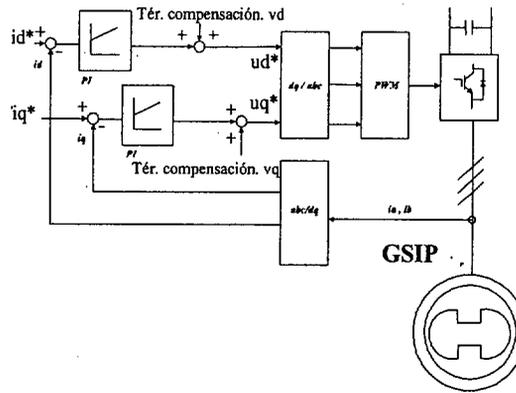


Figura 3.2.1. Esquema de regulación del GSIP

En el siguiente apartado se indica el procedimiento seguido para calcular de las constantes de los reguladores.

### 3.2.2 Cálculo de los reguladores de corriente

La calidad de un sistema de control viene determinada por el comportamiento del sistema tanto en régimen permanente como en régimen transitorio; los requisitos más frecuentes que se suelen estipular a la hora de diseñar un sistema de control son:

- En estado estacionario y en presencia de todas las perturbaciones, el error del sistema, que es la desviación entre la variable controlada y la referencia, debe ser tan pequeño como sea posible.
- El sistema debe ser estable. Ante un cambio de consigna o ante una perturbación el sistema debe alcanzar un nuevo régimen permanente admisible.
- Tanto después de una perturbación como de un cambio en la consigna, el nuevo régimen permanente debe alcanzarse tan rápido como sea posible.

Para cuantificar la calidad del control en términos de la respuesta estacionaria y del comportamiento dinámico, se definen conceptos que derivan de la respuesta del sistema de control realimentado, ante cambios en escalón en la consigna o en la perturbación. En general, la variable controlada responde a un cambio en escalón de la consigna de manera oscilatoria. A menudo se acota la máxima sobreoscilación admisible en el sistema (diferencia entre el valor máximo de la variable controlada en régimen transitorio y el valor final de la misma). La evaluación del comportamiento dinámico se expresa en términos del tiempo de subida y del tiempo de establecimiento. El tiempo de subida es el tiempo que media entre una variación de la consigna y la entrada inicial de la variable controlada dentro de una banda de tolerancia especificada en torno al valor final de la misma. El tiempo de establecimiento es el tiempo que media entre una variación de consigna y el instante en el que la variable controlada entra por última vez en la banda de tolerancia sin salir ya de ella. Una medida de la calidad de la respuesta del sistema es el producto del tiempo de establecimiento por la máxima sobreoscilación del sistema.

Las funciones de transferencia de los elementos involucrados en cada uno de los lazos de corriente del sistema en estudio son :

- El comportamiento del generador síncrono de imanes permanentes, se representa por medio de la función de transferencia:

$$\frac{I_{s_d}(s)}{U_{s_d} \text{ dTérmino d } (s)} = \frac{I_{s_q}(s)}{U_{s_q} \text{ dTérmino q } (s)} = \frac{1}{Ls \cdot s + R_s} = \frac{k_g}{\tau_g \cdot s + 1} \quad (3.2.2.1)$$

donde la ganancia estática del generador es  $k_g = \frac{1}{R_s}$ , y su constante de tiempo es

$$\tau_g = \frac{L_s}{R_s}$$

Con el valor de la inductancia y de la resistencia estática obtenida en los ensayos practicados al generador (APÉNDICE A), las constantes del mismo son:

$$k_g = 0,4367 \Omega^{-1}$$

$$\tau_g = 0,0203 \text{ s}$$

- Para el cálculo de los reguladores, el rectificador se modelizará como un elemento de primer orden, de ganancia unidad y que introduce un retardo  $\tau_{con}$  en el sistema:

$$\frac{1}{\tau_{con} \cdot s + 1} \tag{3.2.2.2}$$

El retardo  $\tau_{con}$  representa fundamentalmente el tiempo transcurrido desde que el sistema de control genera un cambio en la señal de referencia, hasta que convertidor modifica el estado de sus semiconductores. La constante de tiempo utilizada para realizar el cálculo de los reguladores proviene de una estimación del tiempo que empleará el convertidor real en la generación de los impulsos de disparo. En los cálculos se empleará un valor estimado para  $\tau_{con}$  de 0,5 milisegundos.

- La función de transferencia del regulador PI:

$$R(s) = kp + \frac{ki}{s} = kp \cdot \frac{kp \cdot s + 1}{kp \cdot s} = k_r \cdot \frac{\tau_r \cdot s + 1}{\tau_r \cdot s} \tag{3.2.2.3}$$

El bucle de regulación, válido para cualquiera de las componentes de la corriente, representado en el espacio continuo de Laplace es:

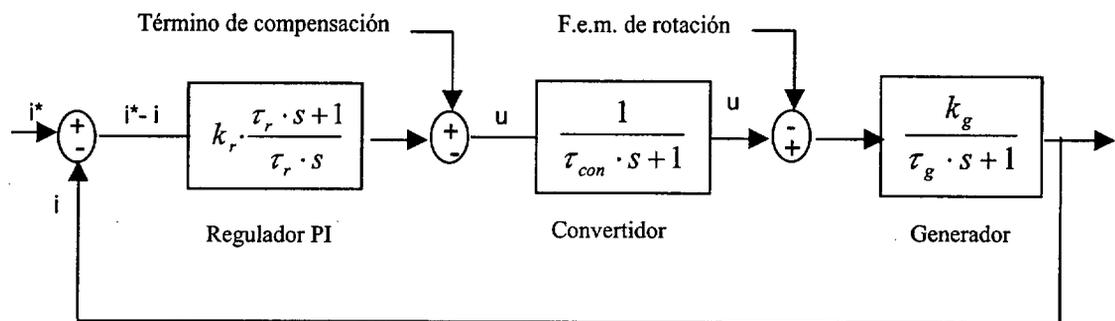


Figura 3.2.2.1 Lazo de regulación de corriente

Si el retardo introducido por el convertidor es reducido, puede admitirse que el término de compensación sumado a la señal de salida del regulador cancela la f.e.m. de rotación. En caso de que la cancelación no sea perfecta la respuesta dinámica del sistema sería un poco peor que

la estimada; sin embargo, en la práctica, esta diferencia de respuesta no suele ser lo suficientemente importante como para obligar a complicar el sistema de control.

De entre los distintos métodos existentes para el cálculo de reguladores en este tipo de sistemas, se empleará el de compensación de la mayor constante de tiempo: se elige la constante de tiempo del regulador [BUXB90] de modo que la acción del regulador cancele la mayor de las constantes de tiempo implicadas en el proceso. La constante proporcional se selecciona de modo que la sobreoscilación del sistema no supere un valor predefinido. De forma general, el inconveniente que conlleva este método de cálculo de reguladores PI es el elevado tiempo de establecimiento de la respuesta del sistema cuando se produce un cambio en la perturbación; sin embargo, en el caso que nos ocupa un retardo en la respuesta del generador no resulta problemático ya que la elevada inercia de la turbina impondrá (como se estudiará en el capítulo 5) retardos mucho mayores.

Eligiendo por lo tanto  $\tau_r = \tau_g$ , la función de transferencia del sistema de la figura 3.2.2.1 en bucle abierto resulta:

$$G(s) = k_r \cdot k_g \cdot \frac{1}{\tau_g \cdot s} \cdot \frac{1}{\tau_{con} \cdot s + 1} \quad (3.2.2.4)$$

con lo que la función de transferencia en bucle cerrado resulta

$$G^*(s) = \frac{G(s)}{1 + G(s)} = \frac{1}{s^2 \cdot \frac{\tau_g \tau_{con}}{k_r \cdot k_g} + s \cdot \frac{\tau_r}{k_r \cdot k_g} + 1} \quad (3.2.2.5)$$

Esta función de transferencia corresponde a la de un sistema de segundo orden, cuya expresión general es:

$$G^*(s) = \frac{1}{s^2 \tau^2 + 2s \tau \xi + 1} \quad (3.2.2.6)$$

Identificando términos entre las ecuaciones (3.2.2.5) y (3.2.2.6) e imponiendo que el amortiguamiento  $\xi$  valga  $1/\sqrt{2}$ , para que la sobreoscilación no supere el 5%, se obtiene un valor de la constante del regulador  $k_r$  de:

$$\begin{aligned}
 2 \cdot \tau \cdot \xi &= 2 \cdot \sqrt{\frac{\tau_g \tau_{con}}{k_r \cdot k_g}} \cdot \xi = \frac{\tau_g}{k_r \cdot k_g} \Rightarrow \\
 \Rightarrow \xi &= \frac{1}{2} \cdot \sqrt{\frac{\tau_g}{\tau_{con} \cdot k_r \cdot k_g}} \xrightarrow{\xi = \frac{1}{\sqrt{2}}} k_r = \frac{1}{2} \frac{\tau_g}{k_g \cdot \tau_{con}}
 \end{aligned} \tag{3.2.2.6}$$

De acuerdo con la ecuación (3.2.2.3), las constantes proporcional e integral de los reguladores de corriente son:

$$k_p = k_r = \frac{1}{2} \cdot \frac{\frac{Ls}{Rs}}{\frac{1}{Rs} \cdot \tau_{con}} = \frac{Ls}{2 \cdot \tau_{con}} = 46 \Omega \tag{3.2.2.7}$$

$$k_i = \frac{k_p}{\tau_r} = \frac{Ls}{2 \cdot \tau_{con} \cdot \frac{Ls}{Rs}} = \frac{Rs}{2 \cdot \tau_{con}} = 2290 \frac{\Omega}{s} \tag{3.2.2.8}$$

La respuesta del sistema representado en la figura 3.2.2.1 ante un cambio en la referencia de la corriente (una de las componentes de la corriente), obtenida por simulación es la mostrada en la figura 3.2.2.2.

Como es sabido, la utilización de reguladores PI asegura un error nulo en régimen permanente, con lo que, en la práctica puede prescindirse del término de compensación si se comprueba que, ante un cambio en la f.e.m. de rotación, la respuesta es suficientemente rápida y amortiguada. Para comprobar este aspecto, se ha obtenido por simulación la respuesta del sistema ante un cambio en la consigna, respuesta mostrada en la figura 3.2.2.2. La respuesta del sistema ante un cambio brusco de una perturbación es algo lenta puesto que la relación entre la constante de tiempo del generador y la del convertidor es elevada [BUXB90], sin embargo se considera suficientemente satisfactoria, por lo que no se incluirán los términos de compensación en el prototipo experimental.

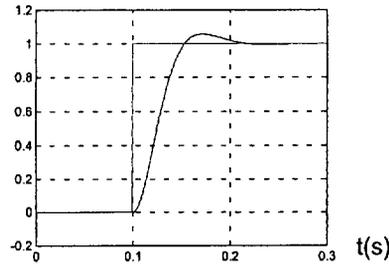


Figura 3.2.2.2. Respuesta del sistema simulado ante cambios de la consigna

El cálculo de los reguladores ha sido realizado en el dominio continuo de Laplace; debido al proceso de muestreo de las señales y digitalización de los algoritmos de control la respuesta de los reguladores en tiempo real puede variar respecto a la respuesta temporal simulada [OGATA96]. El comportamiento dinámico de un sistema de control en tiempo discreto depende del período de muestreo  $T_s$ , dato que hasta ahora no ha sido empleado en el cálculo de los reguladores. Lo ideal es que el período de muestreo sea lo más reducido posible, sin embargo, en la práctica, el período de muestreo viene determinado por el tiempo de procesamiento de las señales en el DSP, así como por la frecuencia de conmutación de los semiconductores.

Con el regulador elegido, la función de transferencia del sistema en bucle cerrado viene dado por la expresión (3.2.7), con lo que la frecuencia natural del sistema realimentado ( $f_o = \frac{1}{\tau}$ ) es :

$$f_o = \sqrt{\frac{kr \cdot kg}{\tau_g \cdot \tau_{con}}} = \frac{1}{\sqrt{2 \cdot \tau_{con}}} = 1414 \text{ Hz} \quad (3.2.2.9)$$

En el prototipo desarrollado la frecuencia de muestreo es 3.000 Hz, valor superior a la frecuencia natural del sistema realimentado pero no lo suficientemente elevado como para que el cálculo del regulador realizado en el dominio de Laplace quede completamente justificado. Por tanto es preciso estudiar el comportamiento del sistema en el dominio discreto. En efecto, si se comparan los diagramas de Bode en amplitud y en fase del regulador PI continuo:

$$R(s) = 46 \cdot \frac{0,0201 \cdot s + 1}{0,0201 \cdot s} \quad (3.2.2.10)$$

con su equivalente discreto, muestreado con un período de  $\frac{1}{3000}$  s :

$$R(z) = \frac{46 \cdot z - 45,2}{z - 1} \tag{3.2.2.11}$$

se comprueba que ambos diagramas no son exactamente iguales aunque sí son muy similares tanto en amplitud como en la fase (figura 3.2.2.3 a)). Si se disminuye la frecuencia de muestreo la diferencia entre el comportamiento de un regulador continuo y uno discreto se acrecienta; así en la figura 3.2.2.3 b) se muestra la respuesta en frecuencia del regulador PI anterior muestreado con un período tres veces superior al anterior (1ms).

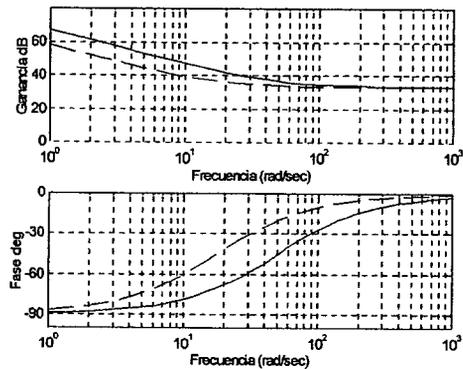
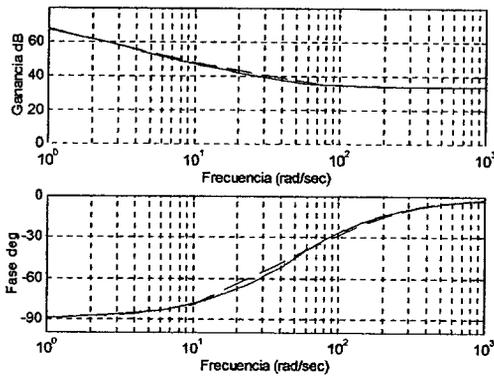


Figura 3.2.2.3 a) Diagrama de Bode en amplitud y fase del regulador continuo (—) y discreto (---) para una frecuencia de muestreo  $f_s = 3000$  Hz

Figura 3.2.2.3 b) Diagrama de Bode en amplitud y fase del regulador continuo (—) y discreto (---) para una frecuencia de muestreo  $f_s = 1000$  Hz

En los sistemas muestreados, la estabilidad relativa puede disminuir con el aumento del período de muestreo. El sistema es estable en cadena cerrada si el diagrama polar de la función de transferencia del sistema en cadena abierta en el dominio discreto, no encierra al punto  $z = -1$

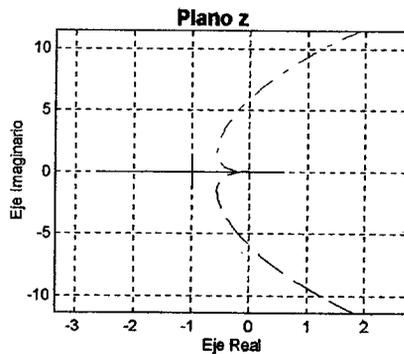


Figura 3.2.2.4 Diagrama polar en el dominio discreto para una frecuencia de muestreo  $f_s = 3000$  Hz

(criterio de Nyquist). Con tal objetivo en la figura 3.2.2.4 se representa el diagrama polar en el dominio discreto, en el entorno del punto  $z=-1$ , del sistema muestreado con una frecuencia de 3000 Hz. Se comprueba de esta manera que el sistema es estable.

### 3.2.3 Control de corriente en zona de debilitamiento de flujo

Como se analizó en el apartado 3.1, a bajas velocidades, la referencia de corriente directa se establece de forma que se alcance el máximo rendimiento del generador, mientras que a velocidades superiores se establece de forma que no se supere la tensión asignada. La generación del valor de consigna de  $I_d$  una vez alcanzada la tensión asignada se puede establecer de diversas maneras, entre las que cabe destacar dos: por formulación matemática (apartado 3.2.3.1) o mediante un bucle externo de regulación que emplee un regulador Proporcional-Integral (apartado 3.2.3.2).

#### 3.2.3.1 Establecimiento de la Consigna de $I_d$ mediante formulación matemática

En el apartado 3.1 se analizó cuál es el valor de la componente  $I_d$  que permite mantener la tensión en bornas del generador en su valor asignado. Como conclusión del estudio se obtuvo que el valor de  $I_d$  viene determinada por la ecuación (3.1.2.2.4). Sin embargo, la obtención de la consigna de  $I_d$  por aplicación directa de esta fórmula presenta inconvenientes, entre ellos:

a) La expresión (3.1.2.2.4) proporciona el valor de  $I_d$  a partir de la velocidad de giro y de parámetros del generador tales como su inductancia síncrona o el flujo total estático; una variación de los citados parámetros redundará en un error en la consigna de  $I_d$ . Dado que esta consigna siempre se encontrará limitada por los valores analizados en el apartado 3.3.1, este error se manifestará en una variación de la tensión en bornas del generador respecto a la asignada o, como se analizará en el siguiente apartado, en una desviación del índice de modulación.

Este problema se puede resolver mediante la “observación” de variables que actúan como indicadores de la variación de los parámetros respecto a los medidos, y la “adaptación” de los parámetros “observados”.

b) La aplicación de la consigna de  $I_d$  en la zona de debilitamiento de flujo está condicionada al valor de la tensión. Al aumentar la velocidad de giro, la tensión en

bornas del generador alcanza su valor asignado, y la consigna de  $I_d$  entonces, pasa de ser la de máximo rendimiento a ser la de debilitamiento de flujo. La respuesta del generador ante la variación de la consigna de  $I_d$  es muy rápida (ya que la constante de tiempo del generador es de 0,02 segundos), por lo que la tensión en bornas del generador deja de ser mayor que la asignada con rapidez. De nuevo la consigna de  $I_d$  es la de máximo rendimiento; esto provoca una oscilación continua de la consigna de  $I_d$  entre los valores de máximo rendimiento (3.1.2.20) y de debilitamiento de flujo (3.1.2.2.4) correspondientes a cada velocidad de giro.

Se establece la posibilidad de enviar la referencia de  $I_d$  del bucle externo por software. Para tensiones menores que la nominal, en las que lo que se desea es obtener el máximo rendimiento, el interruptor de control de la figura 3.2.3.1.1 se encontraría en la posición que corresponde a la mencionada referencia.

Para evitar el cambio excesivo del valor de consigna de la corriente directa ante variaciones rápidas de la tensión estática en el entorno de la tensión asignada se pueden tomar alguna de las medidas siguientes

- Establecer una banda histéresis en el control, de forma que el valor de la tensión estática al cual se pasa de la estrategia de máximo rendimiento a la estrategia de tensión constante sea mayor que el valor al cual se pasa de la consigna de tensión constante a la consigna de rendimiento máximo. La forma de llevar a cabo dicha histéresis se puede observar en la figura 3.2.3.1.1.

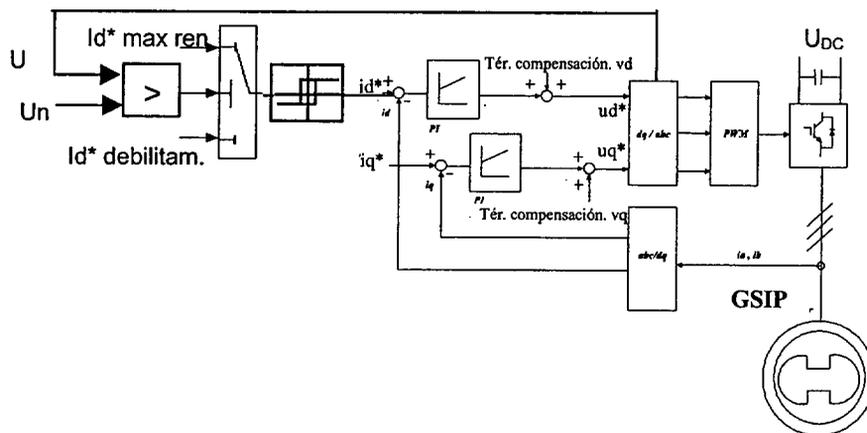


Figura 3.2.3.1.1 Esquema de regulación del GSIP en zona de debilitamiento de campo

- Introducir un retardo en la cadena, de forma que el cambio de estrategia se produzca un cierto número de períodos de integración después de sobrepasarse el umbral de tensión. Evidentemente, la introducción de un retardo deteriora la respuesta dinámica de la máquina por lo que el retardo ha de ser tenido en cuenta en el cálculo de los reguladores del sistema.

En la figura 3.2.3.1.2 b) se aprecia el efecto que la incorporación del retardo tiene en la reducción de las fluctuaciones en la consigna de la corriente.

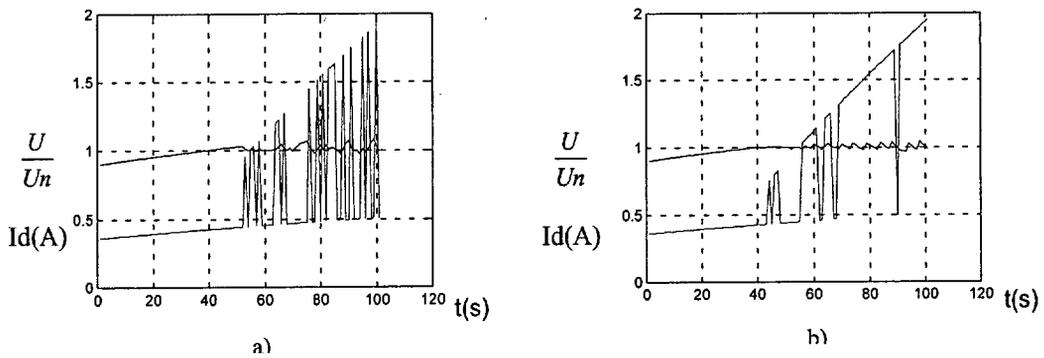


Figura 3.2.3.1.2 Variación de la referencia de  $I_d$  en zona de debilitamiento de campo y tensión correspondiente a) sin retardo, b) con retardo.

### 3.2.3.2 Establecimiento de la Consigna de $I_d$ mediante un bucle externo de regulación

Es posible establecer la referencia de corriente directa mediante un regulador PI que opere a partir de la velocidad a la que se alcanza  $U_n$ ; de este modo, midiendo la tensión en bornas de la máquina (a partir de las referencias de tensión en ejes  $dq$  o bien a partir del índice de modulación de amplitud y la tensión  $U_{DC}$ ) y conocida la referencia de tensión (tensión asignada,  $U_n$ ) se establece la referencia de la componente  $I_d$  tal y como se presenta en las figuras

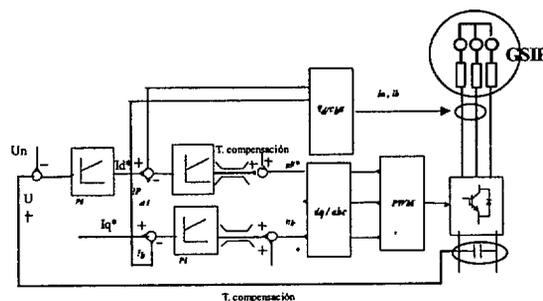


Figura 3.2.3.2.1. Esquema de regulación del rectificador

3.2.3.2.1 y 3.2.3.2.2. Para tensiones menores que la nominal, en las que lo que se desea es obtener el máximo rendimiento, el interruptor de control de la figura 3.2.3.1.1 se encontraría en la posición que corresponde a la mencionada referencia.

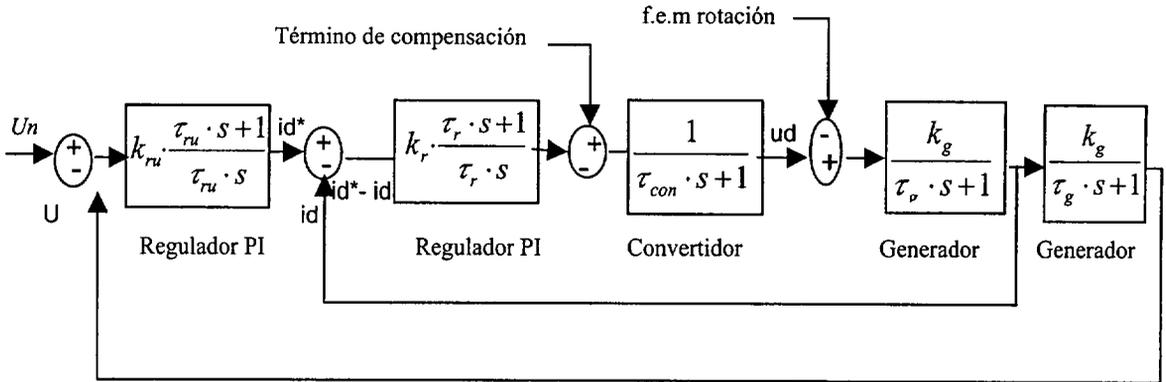


Figura 3.2.3.2.2 Lazo de regulación de tensión y lazo interno de corriente directa

Es posible prescindir del interruptor de la figura 3.2.3.1.1 (o bucle condicional de la programación) y añadir una saturación a la salida del regulador PI; de este modo, los valores de la referencia de corriente  $I_d^*$  inferiores al correspondiente a la tensión de debilitamiento de campo, provendrían del valor de saturación variable calculado según la ecuación (3.1.2.20); este modo de funcionamiento sería beneficioso en aquel caso en que se optase por la estrategia de  $I_d^*=0$ , por derivar en un saturador de valor constante.

En ambos casos, para obtener la consigna de corriente directa se empleará un regulador PI caracterizado por una constante de proporcional  $k_{ru}$  y una constante de tiempo  $\tau_{ru}$ .

El cálculo de los parámetros del regulador de tensión ha sido realizado por medio de la técnica del óptimo simétrico [BUXB90]. Para aplicar esta técnica se sustituye el bucle interno de corriente por un sistema de primer orden, de ganancia unidad y un tiempo de establecimiento,  $\tau_{eq}$ , obtenido a partir de la función de transferencia en bucle cerrado del lazo interno.

$$G(s) = k_r \cdot k_f \cdot \frac{1}{\tau_f \cdot s} \cdot \frac{1}{\tau_{con} \cdot s + 1} \tag{3.2.3.2.1}$$

Para ello se obtendrá la frecuencia de corte de la función de transferencia indicada con la recta  $G_c(\omega) = -3$  dB. La inversa de esta frecuencia es el tiempo de establecimiento  $\tau_{eq}$ . Consecuentemente, y observando el diagrama de Bode en lazo cerrado de la citada función (figura 3.2.3.2.2)

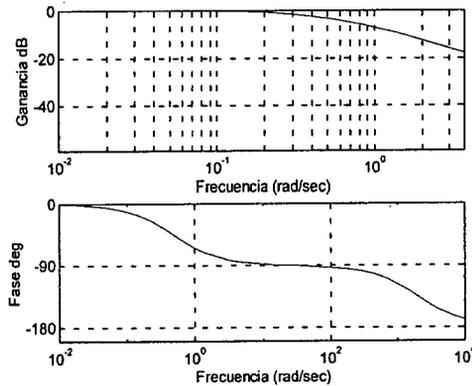


Figura 3.2.3.2.2 Diagrama de Bode en amplitud y fase del bucle interno (sistema  $G(s)$ )

Se obtiene, para la función de transferencia equivalente al bucle interno, la expresión:

$$\frac{1}{0,08 \cdot s + 1} \quad (3.2.3.2.2)$$

Con esta simplificación el lazo externo de regulación está formado por el regulador PI y dos sistemas de primer orden. En términos de cálculo de reguladores, el objetivo del regulador será situar el máximo de la curva de desfase del nuevo sistema en lazo cerrado a una frecuencia en la cual la fase disminuya en  $-90^\circ/\text{década}$ . De esta manera se obtuvieron los siguientes valores para las constantes del regulador:

$$k_{ru} = 2,9 \Omega \quad (3.2.3.2.3)$$

$$\tau_{ru} = 0,89 \text{ s}$$

El diagrama de Bode resultante se muestra en la figura 3.2.3.2.3.

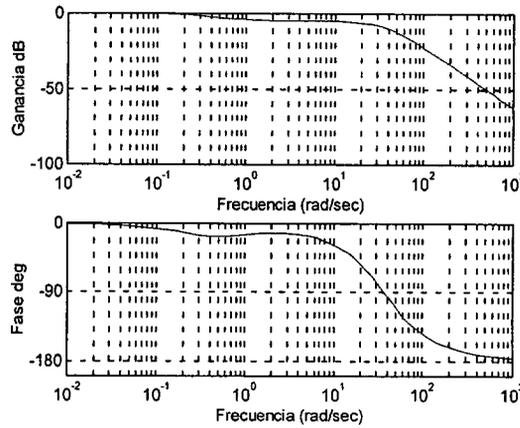


Figura 3.2.3.2.3. Diagrama de Bode en amplitud y fase del lazo externo de regulación de tensión

Al igual que se hizo al calcular el regulador del lazo interno de corriente, se ha comprobado la estabilidad del lazo externo en el espacio discreto. El diagrama polar de la función de transferencia del sistema en cadena abierta en el dominio discreto (figura 3.2.3.2.4), muestreado con una frecuencia de 3.000 Hz no encierra al punto  $z=-1$  (criterio de Nyquist). De esta manera se comprueba que el sistema es estable.

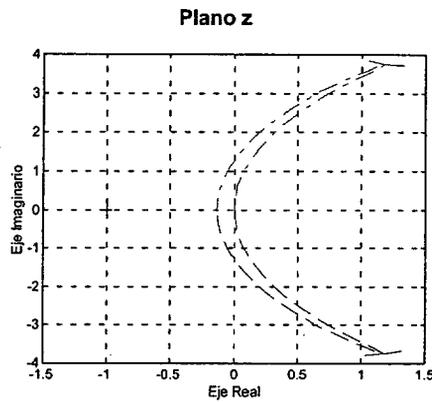


Figura 3.2.3.2.4 Diagrama polar en el dominio discreto para una frecuencia de muestreo  $f_s = 3000$  Hz



### 3.3 Límites de funcionamiento del generador

El objetivo de este apartado es determinar los límites máximos de corriente de eje directo y de eje transversal que puede soportar en régimen permanente el conjunto generador-conversor sin perjuicio para los componentes. Para ello se partirá del diagrama fasorial correspondiente al circuito equivalente monofásico del generador para el armónico fundamental de la tensión de salida del rectificador; dicho circuito se representa en la figura 3.3.1.

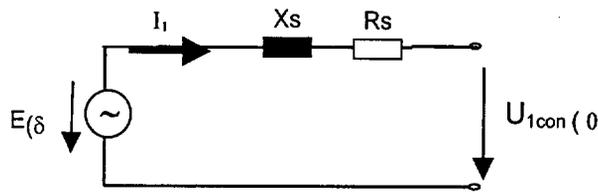


Figura 3.3.1. Circuito equivalente monofásico del GSIP.

donde :

$E$  : Valor eficaz del primer armónico de f.e.m de fase del generador.

$I_1$  : Valor eficaz del primer armónico de la corriente de salida del generador.

$X_s$  : Reactancia síncrona por fase del generador.

$R_s$  : Resistencia estática por fase del generador.

$U_{1con}$  : Valor eficaz del primer armónico de tensión de fase de entrada al convertidor.

A efectos de construir el diagrama de límites de funcionamiento se despreciará la resistencia de los devanados de inducido  $R_s$ . En este caso, la ecuación correspondiente al primer armónico resulta:

$$\vec{U}_{1conv} = \vec{E} + j \cdot X_s \cdot \vec{I}_1 \quad (3.3.1)$$

- La corriente de inducido no debe superar un valor máximo  $I_{lim}$ , que es determinado por la corriente asignada del generador y por la máxima corriente soportada por los IGBT's del convertidor.

$$I_1 \leq I_{lim} \quad (3.3.2)$$

- El valor máximo de la tensión de inducido,  $V_{lim}$ , viene determinado por el convertidor; según se estudió en el apartado 2.6, aunque en cualquier caso debe ser menor o igual que la tensión asignada del generador. La tensión máxima en la etapa de c.a. del convertidor es función de la tensión que se imponga en la etapa de continua, de la técnica de modulación empleada y del máximo índice de modulación de amplitud con el que se desea trabajar en régimen permanente. De este modo, y de acuerdo con la ecuación (2.6.6), para una modulación vectorial con un índice de modulación de amplitud unidad, resultaría una tensión máxima de :

$$V_{lim} = 0,08 U_{Dcmax} \quad (3.3.3)$$

$$U_{lcon} \leq V_{lim} \quad (3.3.4)$$

El diagrama de límites de funcionamiento de una máquina síncrona muestra la región del plano potencia activa-potencia reactiva en la que es posible trabajar en régimen permanente sin someter a la máquina a solicitaciones excesivas que provoquen su envejecimiento prematuro. En el caso que nos ocupa, dado que las referencias que se establecen en el control del rectificador son las componentes de corriente en ejes  $dq$ , resulta práctico representar el diagrama de límites de funcionamiento en función de las citadas variables  $I_d$ ,  $I_q$ .

De este modo las curvas que muestran los valores límite para  $I_d$  y para  $I_q$  son :

- La circunferencia que corresponde a la máxima corriente admisible (3.3.2):

$$I_d^2 + I_q^2 = I_{lim}^2 \quad (3.3.5)$$

- La circunferencia que corresponde a la máxima tensión admisible y según (3.3.1) y (3.3.3) resulta:

$$I_q^2 + \left( \frac{E}{X} - I_d \right)^2 = \left( \frac{V_{lim}}{X} \right)^2 \quad (3.3.6)$$

La última circunferencia mencionada depende de la velocidad de giro; efectivamente si se expresa esta circunferencia límite en valores unitarios :

$$\bullet \quad i_q^2 + \left( \frac{1}{L_{spu}} - id \right)^2 = \left( \frac{\frac{V_{lim}}{UB}}{L_{spu} \cdot \Omega} \right)^2 \tag{3.3.7}$$

De la expresión (3.3.7) se deduce que un incremento de la velocidad de giro provoca una disminución del radio de la circunferencia límite. El estudio del diagrama de límites se realizará exclusivamente a la velocidad asignada, ya que al ser esta velocidad la máxima, es la que dará lugar a la menor de las circunferencias posibles en el intervalo de operación del generador. Además, el generador en estudio va a ser movido por una turbina eólica, por lo que el funcionamiento a la velocidad asignada es el caso más desfavorable de analizar, ya que a esta velocidad la potencia del generador es máxima.

En las máquinas síncronas se tiene, además, un límite de funcionamiento que se corresponde con el límite de estabilidad estático de la máquina; este límite ilustra sobre el comportamiento de la máquina ante un incremento de potencia activa antes de que actúe el regulador de excitación. En el caso que nos ocupa el límite de estabilidad no existe, ya que el generador se encuentra indisolublemente unido al convertidor, y éste está controlado por un sistema realimentado en el que la respuesta del sistema de control de la tensión en la etapa de corriente continua es muy rápida. En este sentido, el efecto es similar al que tienen los reguladores de tensión rápidos sobre la estabilidad de los generadores síncronos conectados a la red [ANDER83].

Con todo lo expuesto, el diagrama de límites de funcionamiento es el que se representa en la figura 3.3.2:

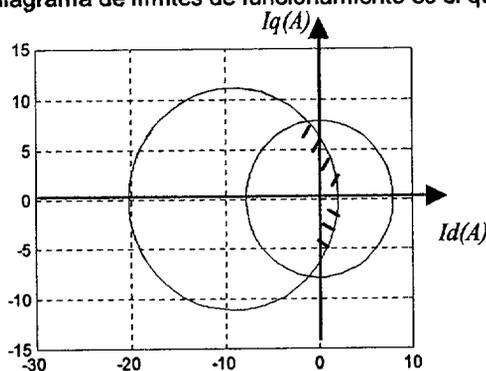


Figura 3.3.2 Diagrama de límites de funcionamiento del GSIP y su convertidor a la velocidad asignada.

Como se puede apreciar el máximo valor admisible de la componente directa de la corriente depende del valor de la referencia de corriente de eje en cuadratura. Por ello, al realizar el esquema de control, se incluirá un limitador que asegure que la corriente  $I_q$  no sobrepase una cierta cantidad, mientras que el valor límite de corriente  $id$  vendrá dado por una expresión dependiente de  $I_q$ .

### 3.4 Consideraciones prácticas para la implementación del control del convertidor del lado de la máquina

En el presente apartado se exponen las consideraciones prácticas necesarias para que sea posible aplicar el esquema de control propuesto en el prototipo de aerogenerador; estas consideraciones corresponden fundamentalmente a tres aspectos de la implementación práctica referidos a :

- la realimentación de la posición (apartado 3.4.1),
- la realimentación de las corrientes (apartado 3.4.2)
- fatiga en el eje (apartado 3.4.3)

Tal y como ha sido analizado en el apartado 3.1, la generación de las consignas de corriente directa con las distintas estrategias requieren formulaciones muy diferentes. Por ello, además, en el punto 3.4.4. se expondrá una comparación experimental referida al tiempo de procesamiento de los distintos algoritmos de control.

#### 3.4.1 Realimentación de la posición.

El ángulo que proporciona en cada instante la posición del sistema bifásico giratorio de referencia  $dq$  sobre el que se proyectan las corrientes una vez medidas, es una variable fundamental en la regulación de todo el sistema. De la precisión de su medida depende la precisión del control del conjunto. A continuación se expone el principal método que existe para la determinación de la mencionada posición: medida directa por medio de un encóder incremental (3.4.1.1). También se mostrará la manera de obtener la posición del máximo del flujo estatórico.

##### 3.4.1.1 Medida de la posición mediante un encóder incremental

Un encóder óptico incremental es un dispositivo utilizado para medir ángulos en el giro de un eje. Mediante un encóder incremental no es posible leer directamente el valor absoluto del ángulo, sino que sólo es posible detectar que se ha producido un incremento discreto de cierta magnitud; ésto se realiza gracias a un sistema de marcas situadas a intervalos regulares a lo largo de una circunferencia que gira solidaria con el eje cuyo giro se quiere medir. El paso de una de estas marcas por cierta posición es detectable, y genera, mientras la marca se mantiene,

un valor alto en una señal normalmente baja. El giro mantenido genera un tren de pulsos, que, habitualmente, se conoce como señal A. Para los casos en que se desee determinar el sentido de giro se genera una segunda señal desfasada  $90^\circ$  eléctricos de la primera, habitualmente conocida como señal B. Dado que el encóder óptico incremental no detecta ángulos absolutos, es preciso detectar el paso por una marca concreta y fijar de este modo el ángulo de referencia cero. De esta manera es posible transformar la lectura de incrementos de ángulos, a ángulos absolutos. Esta señal de referencia se denomina índice, y habitualmente se conoce como señal Z.

El número de muescas en la circunferencia se denomina resolución, y va a determinar directamente cuál es el incremento mínimo de ángulo detectable por el encoder (es decir, su precisión).

El encóder óptico incremental empleado en el prototipo experimental, denominado EL581500ZSL8X3PR, dispone de una resolución de 1500 pulsos por revolución. Este valor es suficientemente elevado para medir ángulos con una precisión de 0,24 grados. El encóder envía los pulsos a una de las dos entradas de encóder de las que dispone la tarjeta dSPACE siguiendo el protocolo de comunicaciones RS422.

La tarjeta dSPACE recibe seis señales: los trenes de pulsos A, B, el índice Z y sus correspondientes señales negadas. El módulo de la tarjeta que recibe las señales del encóder, dispone de un contador adicional que además de computar cada flanco ascendente de la señal A, cuenta cada flanco de subida de la señal B, y los flancos descendentes de ambas señales, logrando de este modo que la precisión del encóder sea 4 veces superior a la mencionada. Así, por ejemplo si el eje gira a 250 rpm, la tarjeta recibirá un pulso del encóder cada 40 microsegundos.

De los pulsos recibidos desde el encóder, se obtendrán dos de las variables necesarias para la implementación del control del aerogenerador: la posición del flujo máximo de la fase a,  $\hat{\varphi}_a(t)$ , y la velocidad de giro del generador,  $\Omega$ :

- La obtención de la velocidad  $\Omega$  a partir de los pulsos del encóder se realiza derivando la señal de posición.
- La posición de  $\hat{\varphi}_a(t)$  en todo momento se encuentra desfasada una cierta cantidad respecto a la referencia del pulso Z del encóder; ésta se ha de calcular una vez, antes de iniciar el proceso de control. Para ello, se hace girar el generador en vacío y se capturan dos señales: la señal de

fuerza electromotriz de salida entre las fases a y b,  $eab(t)$  y la del índice o cero del encóder, Z. Midiendo el desfase entre el cero de la señal  $eab(t)$  y el pulso Z,  $dEbaZ$ , es posible conocer la posición inicial del flujo máximo de la fase a, sin más que desfasar la cantidad  $\pi + \pi/6 + dEbaZ$  radianes la posición definida por el pulso Z. A partir de la posición considerada como cero y de los pulsos del encóder incremental, se genera la rampa que en todo momento establece la posición del eje d de referencia.

En la figura 3.4.1 se muestran: la señal  $eab(t)$  medida (el rizado se debe al ruido introducido por la sonda de efecto Hall), el pulso índice y la posición; ésta es una rampa de pendiente  $2\pi/T$  que se genera, como se ha mencionado, a partir de la referencia de flujo máximo de la fase a y de los pulsos A y B enviados por el encóder. Al ser un generador de ocho pares de polos, se generarán ocho rampas como la mostrada, entre pulsos índice contiguos.

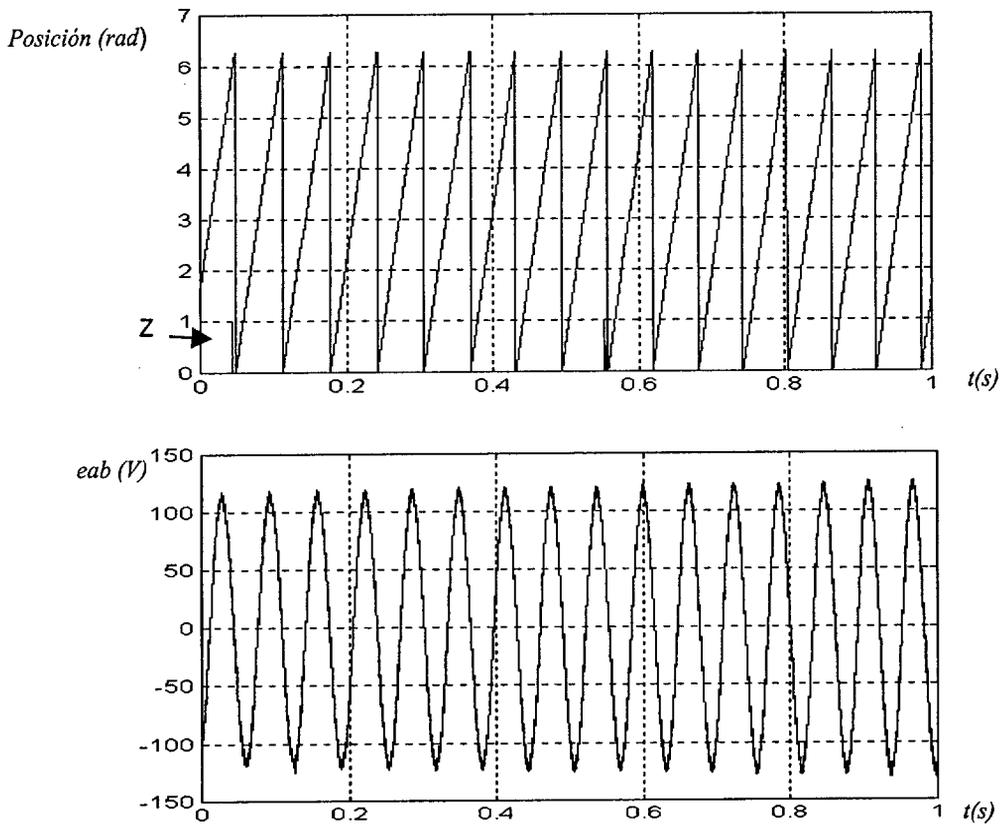


Figura 3.4.1 : a) el pulso índice y la señal posición del flujo máximo estático  
 b) la señal  $eab(t)$  medida

El montaje del encóder en el prototipo no es inmediato; el eje del generador en el prototipo se encuentra por un lado, empotrado en una plancha, (que hace las funciones del anclaje a la torre de la supuesta aeroturbina) y por el otro, unido al eje del multiplicador de velocidad. El encóder

del que se dispone no es de eje hueco, por lo que se acopló al eje de giro del conjunto mediante una polea compuesta por dos ruedas dentadas de igual radio; una rueda se encuentra unida solidariamente al eje de giro del conjunto y la otra al eje del encóder. Cualquier encóder óptico es muy sensible tanto a esfuerzos axiales como radiales; un alineamiento incorrecto de los ejes en el acoplamiento con la polea, puede provocar tanto la pérdida de precisión en la medida, como el deterioro irreversible del encóder. Por este motivo se empleó un acoplamiento elástico entre el eje del encóder y la rueda de la polea, asegurándose así la precisión mencionada y evitando las posibles vibraciones nocivas.

### 3.4.2 Medida y adquisición de las señales de tensión y de corriente

Para procesar las señales analógicas por medio de la tarjeta dSPACE, es preciso que se sometan a un proceso de digitalización. El proceso que adquiere una señal analógica y genera información discreta precisa de un conjunto de sistemas básicos como son un sensor/transductor, un acondicionador de la señal, un sistema de filtros anti-aliasing, circuitos de muestreo y retención y un convertidor analógico-digital.

El ancho de banda de la señal a muestrear determina la de los sensores y transductores a emplear así como la resolución mínima del convertidor AD. En el proceso de medida y adquisición de las señales de corriente y de tensión (precisa para obtener el índice de amplitud de la modulación) se han empleado los siguientes sistemas:

- **Transductor**

Los transductores empleados para medir las señales analógicas requeridas para el procesamiento de los algoritmos de control del rectificador (dos fases de la corriente y tensión de la etapa de continua) son de efecto Hall. Este tipo de transductores se basa en la medición del campo magnético generado por la corriente a medir (que se hace pasar por un arrollamiento con núcleo magnético). Ofrecen pues aislamiento galvánico. Para medir tensiones se dispone una resistencia externa al sensor de efecto Hall, y se mide la corriente proporcional a la tensión requerida. La salida del sensor no depende de la variación del campo magnético sino de su intensidad, por lo que son válidos para efectuar medidas tanto de señales alternas como continuas.

El transductor empleado para medir las corrientes (LEM LA 25-NP) tiene un ancho de banda de 100 kHz y admite corrientes de hasta 25 amperios nominales. El transductor empleado para medir las tensión (LEM LV 25-P) también tiene un ancho de banda de 100 kHz y admite tensiones de hasta 1000 voltios nominales. Ambos transductores necesitan una fuente de alimentación de  $\pm 15$  V.

- **Convertidor AD**

La tarjeta dispone de 4 convertidores AD bipolares ( $\pm 10$  V); su frecuencia de muestreo es de 250 kHz para dos de ellos (de 16 bits) y de 800 kHz para los otros dos (de 12 bits). Llevan incorporado sus respectivos sistemas de muestreo y retención de datos (*sample and hold*). Además disponen de un sistema individual de calibración del posible offset del propio convertidor AD (figura 3.4.2.1).

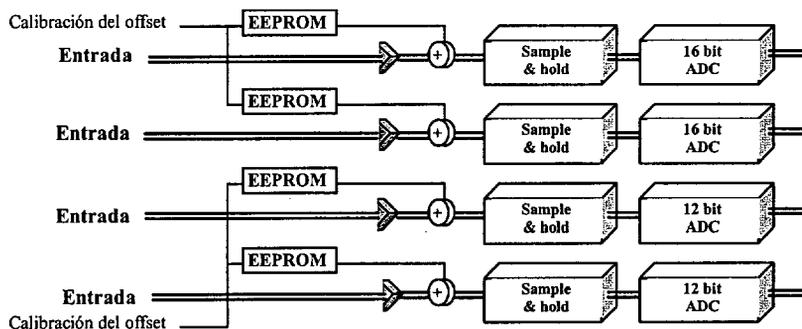


Figura 3.4.2.1 Diagrama de bloques del subsistema de entradas analógicas de la tarjeta DS 1102

La frecuencia de muestreo de cada señal analógica ha de ser al menos del doble de la frecuencia de máximo interés de cada señal, con el objeto de que el efecto de distorsión de la señal derivado del proceso de muestreo (aliasing), no perturbe la digitalización. Dado que el tiempo de lectura de datos y procesamiento de los algoritmos de control no es menor de 200  $\mu$ s, la frecuencia de muestreo de los 4 convertidores AD supera con holgura la frecuencia requerida para la correcta digitalización de las señales de tensión y de corriente. Es decir, se cumple que:  $2 \cdot 5 \text{ kHz} < 250 \text{ kHz}$  (condición necesaria y suficiente para que no exista aliasing).

- **Protección de los convertidores AD**

Las entradas analógicas de la tarjeta admiten una amplitud máxima de tensión de  $\pm 10$  Voltios; con objeto de protegerlas ante una posible sobretensión se ha dispuesto un circuito seguidor de emisor como el representado en la figura 3.4.3.2 antes de cada una de las entradas analógicas de la tarjeta.

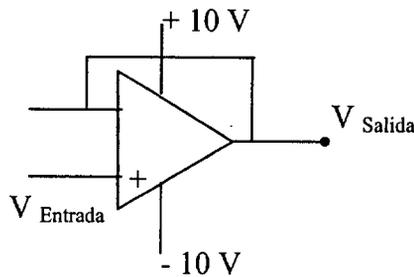


Figura 3.4.2.2 Seguidor de emisor para la protección de las entradas analógicas de la tarjeta DS 1102

### 3.4.3 Esfuerzos cortantes máximos en el eje del prototipo desarrollado

Para determinar el eje de acoplamiento que soporte los máximos esfuerzos a los que se verá sometido, es preciso conocer la potencia máxima que transmitirá este eje y a qué velocidad. Conocidos estos datos, es posible obtener el par torsor máximo del eje de acoplamiento del prototipo mediante la ecuación (2.4.2.1); resultó ser de  $T_{zmax}=73,052 N.m$ . Un vez calculado  $T_{zmax}$  es posible evaluar los esfuerzos máximos a los que se verá sometido el eje :

- Ciclo de vida Tipo 1: Esfuerzos cortantes en el eje cada vuelta. El esfuerzo cortante máximo se da en los extremos inferior y superior del eje (figura 3.4.3.1, puntos A y B). Este esfuerzo para un eje de 16 mm de radio alcanza un valor de :

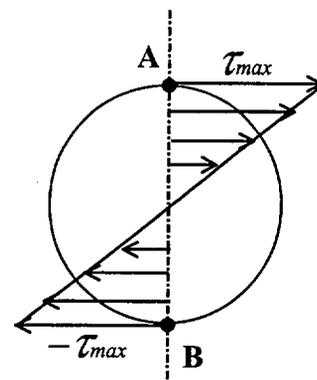


Figura 3.4.3.1: esfuerzos de cortadura en el eje de transmisión

$$\tau_{\max} = \frac{2 \cdot 73,052}{\pi \cdot (16 \cdot 10^{-3})^3} = 11,35 \text{ MPa}$$

La evolución temporal del esfuerzo cortante en un punto exterior del eje de transmisión dependerá de la velocidad de giro; supuesta una variación senoidal del esfuerzo (con una frecuencia  $f$ ), cuando la turbina gira a la velocidad  $\Omega$  (que genera la máxima potencia), la evolución del esfuerzo cortante en un período es :

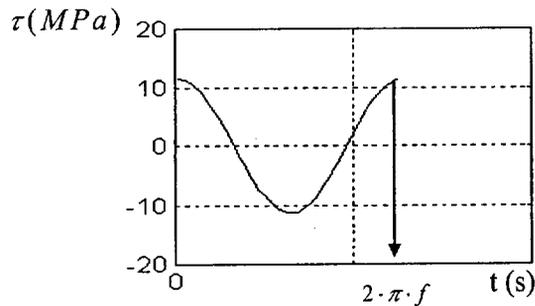


Figura 3.4.3.2 Esfuerzo cortante máximo en un punto exterior del eje de transmisión

El incremento de esfuerzo cortante máximo en cada ciclo es de:

$$\Delta\sigma = 2 \cdot \tau_{\max} = 22,7 \text{ MPa}$$

Este es un valor muy inferior al que soporta un acero del tipo empleado en el eje del prototipo.

- Ciclo de vida Tipo 2: Esfuerzos cortantes en el eje ante ráfaga

El esfuerzo a que se somete el eje en una aeroturbina de velocidad variable cuando soporta una ráfaga de viento entre 6 y 10 m/s (probable de entre los que se dan en un determinado espectro de velocidad del viento para un emplazamiento dado) es:

$$\tau_{\max} = \frac{2 \cdot \Delta Tz}{\pi R_e j e^3} = \frac{2 \cdot 30}{\pi \cdot (16 \cdot 10^{-3})^3} = 14,7 \text{ MPa}$$

Siendo el par máximo a  $v = 6 \text{ m/s} = 43,05 \text{ N.m}$  y el par máximo a  $v = 10 \text{ m/s} = 73,052 \text{ N.m}$ .

El incremento de esfuerzo cortante máximo en cada ciclo es de:

$$\Delta\sigma = 2 \cdot \tau_{\max} = 29,4 \text{ MPa}$$

, valor muy inferior al que soporta el acero empleado en el prototipo, lo que valida la elección del eje.

### 3.5 Comportamiento del conjunto turbina-generador-convertidor para la consigna de corriente directa de máximo rendimiento. Resultados experimentales.

A lo largo de el presente apartado se muestran algunas de las simulaciones y de los resultados experimentales obtenidos con el fin de:

- validar los modelos desarrollados.
- comprobar que el ajuste de los reguladores realizado en el apartado 3.1 es adecuado.
- evaluar la necesidad o no de incluir señales de compensación de la f.e.m. de rotación.
- comprobar que el sistema es capaz de seguir la consigna de la componente  $I_{sq}$  de la corriente con la consigna de  $I_{sd}$  correspondiente al rendimiento máximo.

Para realizar las simulaciones se han ensamblado los modelos de los componentes del sistema (que fueron descritos en el capítulo 2) y se han incorporado los lazos de regulación de corriente. En todo caso, como paso previo a la comprobación del comportamiento del conjunto turbina-generador-convertidor ante variaciones de la velocidad del viento (que se detalla en el capítulo 5), se obtendrá la respuesta del generador cuando,

- a) girando con velocidad constante, se ve sometido a la variación en escalón de la consigna directa de corriente. La referencia de  $I_q$  es la precisa para extraer la máxima potencia para cada velocidad del viento. Los resultados se muestran en el apartado 3.5.1.
- b) girando con velocidad constante, se ve sometido a la variación en escalón de la consigna de la corriente en cuadratura. Al someter al sistema a la variación de  $I_q$ , se han de establecer diversas condiciones de contorno como son el valor de la referencia de  $I_d$  y de la velocidad de giro. En el apartado 3.5.2 se utiliza la estrategia que conduce a que el generador trabaje con mínimas pérdidas en los devanados ( $I_d=0$ ) y en el apartado 3.5.3 a que trabaje con su máximo rendimiento (3.1:2.1.21), a una velocidad tal que no se alcance la tensión asignada.

Las pruebas correspondientes al funcionamiento del sistema en zona de debilitamiento de flujo, no se presentan en el presente capítulo, sino en el capítulo 5 de resultados finales del conjunto, ya que requieren del control del sistema eólico global y no del aerogenerador controlado a velocidad constante.

### 3.5.1 Seguimiento de la referencia de $I_d$ a velocidad constante

En la figura 3.5.1.1 se muestra la respuesta del generador cuando, girando con velocidad constante, se ve sometido a variaciones en escalón de la consigna de la componente directa de la corriente. Se observa que el ajuste de los reguladores es el adecuado y que no precisa señales de compensación de la f.e.m. La respuesta de  $I_d$  es rápida y sin sobreoscilación. El modelo de convertidor electrónico empleado es el descrito en el apartado 2.6. Se ha empleado el modelo completo y no el modelo simplificado (sistema de primer orden) por tratarse de simulaciones de pocos milisegundos.

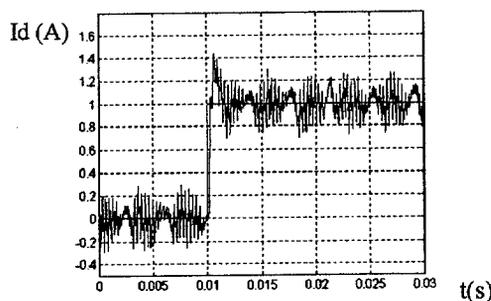


Figura 3.5.1.1 Respuesta obtenida con el modelo de simulación a velocidad constante, ante la variación en escalón de la consigna de corriente  $I_d$

Una vez comprobado por simulación que el ajuste de los reguladores es el adecuado, se aplica el control sobre el generador del prototipo.

Los resultados experimentales son los que se muestran en la figura 3.5.1.2. Mediante el variador de velocidad (ver apartado 2.3) se mantuvo la velocidad de giro del conjunto constante; se ha elegido un valor de 201 rpm (figura 3.5.1.2b)), valor muy por debajo de aquel al que se alcanza la tensión asignada del generador. Después de someter a la referencia de la componente reactiva de la corriente a un cambio en escalón (figura 3.5.1.2a)) se ha comprobado en tiempo real el correcto ajuste del regulador. Para obtener la respuesta, se programó un disparo por *trigger* del

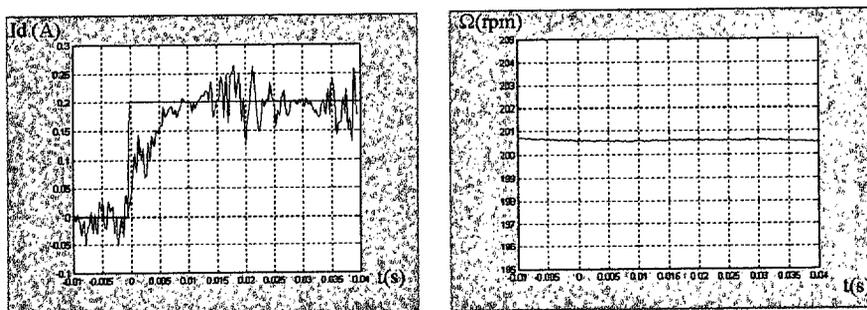


Figura 3.5.1.2 Respuesta del generador a velocidad constante, ante la variación en escalón de la consigna de corriente  $I_d$ .

controlador del programa *Trace* de visualización de señales por flanco de subida de la referencia de corriente  $I_q$  al valor 3 A, con un retardo de 0,01 segundos. Como se comentó en el apartado 2.7, todas las señales son capturadas en pantalla, y guardadas en formato de *Matlab*, para su reproducción.

Se ha elegido un escalón de la corriente  $I_d$  desde cero a 0,2 A, por ser este último valor el que corresponde a la referencia de máximo rendimiento a la velocidad de giro elegida (como se puede comprobar en la figura 3.1.3.1). Con objeto de comprobar el efecto que este cambio de consigna tiene sobre el rendimiento del generador, se midió la potencia eléctrica de la máquina de corriente continua que actúa como turbina, así como la potencia de salida del generador. Las medidas se tomaron unos minutos antes y unos minutos después de provocar el cambio en escalón de la consigna de  $I_d$ . El incremento en el rendimiento medido fue de un 0,44%.

### 3.5.2 Seguimiento de la referencia de la componente $I_q$ de la corriente, para la estrategia referencia de corriente directa nula

Tal y como se comprobó en el apartado 3.2, la constante de tiempo implicada en el cálculo de los reguladores PI de cada lazo interno de corriente es la misma; una vez comprobado por simulación en el apartado anterior que el ajuste de los reguladores es el adecuado, se aplicó el control sobre el generador del prototipo, y los resultados experimentales son los que se muestran en la figura 3.5.2.2. Para obtener la respuesta del generador cuando se varía en escalón la consigna de corriente  $I_q$ , se mantuvo la velocidad de giro del conjunto constante (mediante el variador de velocidad) a 184,6 rpm (figura 3.5.2.2b)), valor inferior a aquel al que se alcanza la tensión asignada del generador. Después de someter a la referencia de la componente activa de la corriente a un cambio en escalón (figura 3.5.2.2a)) se ha comprobado el correcto ajuste del regulador. Se muestra además la evolución de una fase de la corriente de inducido (figura 3.5.2.2a)). La componente reactiva de la corriente se mantiene a

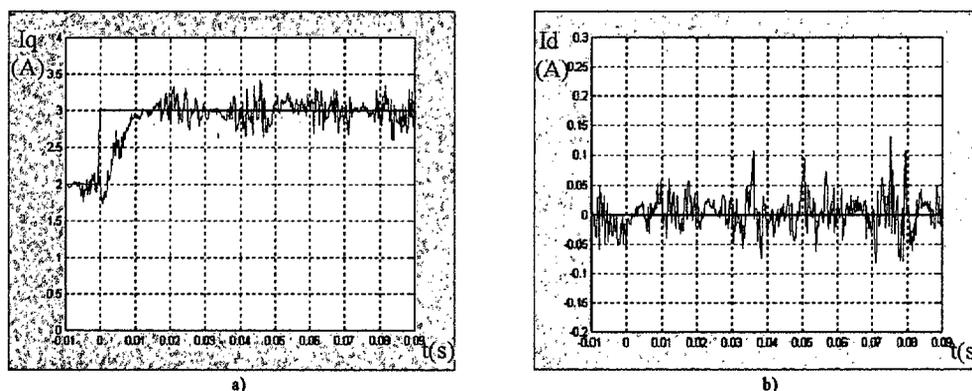


Figura 3.5.2.1 Respuesta del generador a velocidad constante, ante la variación en escalón de la consigna  $I_q$ . a) referencia (—) y respuesta de  $I_q$ , b) Referencia  $I_d^*=0$  y respuesta de  $I_d$

cero (figura 3.5.2.2b)). De nuevo el *trigger* programado actuó por flanco de subida de la referencia de corriente  $I_q$  al valor 3 A, con un retardo de 0,01 segundos.

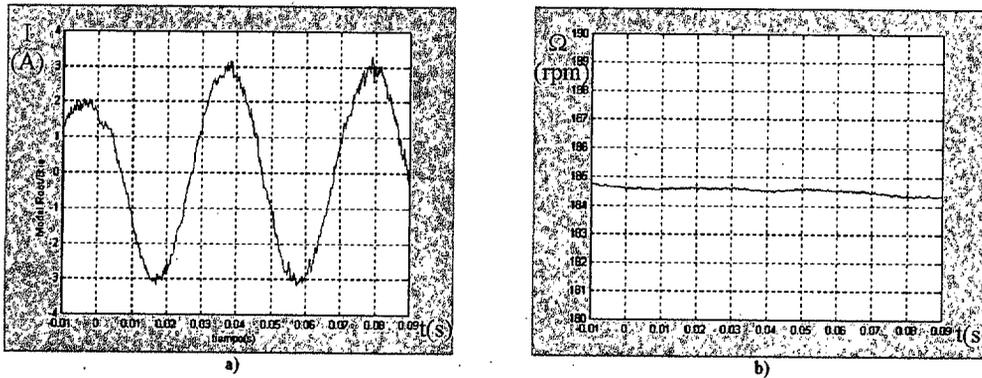


Figura 3.5.2.2 Respuesta del generador a velocidad constante, ante la variación en escalón de la consigna de corriente  $I_q$ . a) corriente estática b) velocidad de giro.

### 3.5.3 Seguimiento de la referencia $I_d$ y de $I_q$ utilizando la estrategia de máximo rendimiento

El comportamiento del sistema en tiempo real, cuando la consigna de corriente reactiva corresponde a la de máximo rendimiento y se varía la referencia de corriente  $I_q$  en escalón, es el que se muestra en las figuras 3.5.3.1 y 3.5.3.2. Los resultados experimentales se han obtenido manteniendo la velocidad de giro del conjunto constante a 185 rpm (figura 3.5.2.2b)), de nuevo, velocidad inferior a aquella a la que se alcanza la tensión asignada del generador. Los lazos de control de la corriente directa, y en cuadratura actúan satisfactoriamente. La referencia de la componente  $I_d$  es la que corresponde a la de máximo rendimiento (figura 3.5.3.1b)) a la velocidad de giro elegida. De nuevo, el valor de  $I_q$  prácticamente coincide con la referencia de dicha variable (figura 3.5.3.1a)). Se sigue de modo casi inmediato, ya que la dinámica del sistema eléctrico es muy rápida (la mayor de las constantes de tiempo involucradas en el

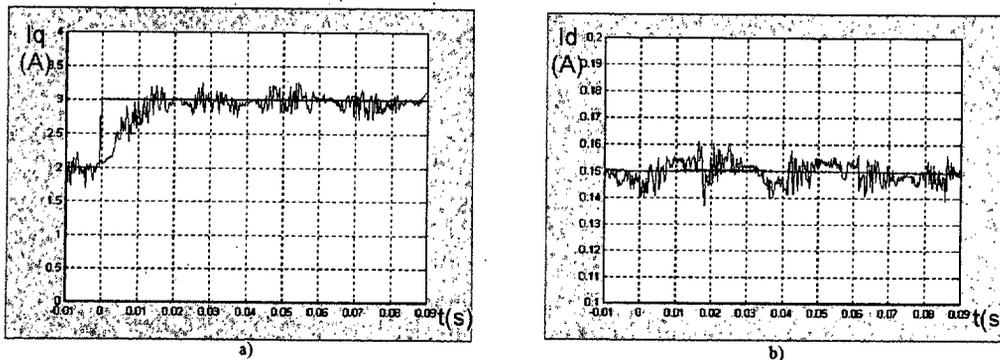


Figura 3.5.3.1 Respuesta del generador a velocidad constante, ante la variación en escalón de la consigna de  $I_q$ . a) referencia (---) y respuesta de  $I_q$ , b) Referencia  $I_d^* = I_{dmax\_rend}$  y respuesta de  $I_d$ .

seguimiento de las consignas de corriente es la constante de tiempo del generador: 0,02 segundos).

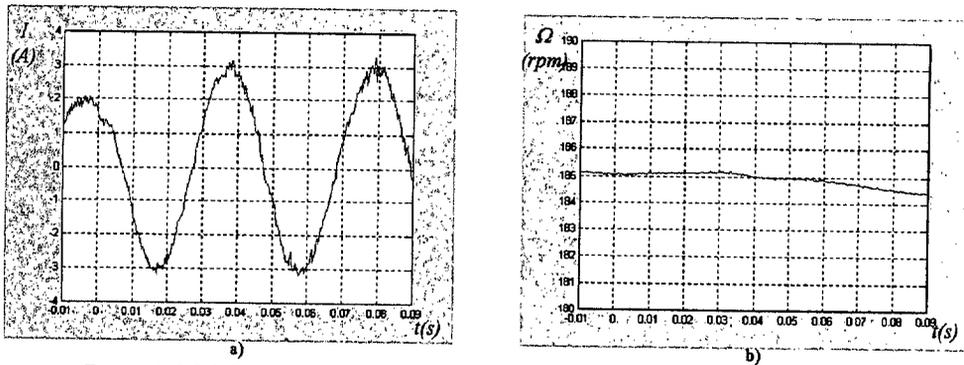


Figura 3.5.3.2 Respuesta del generador a velocidad constante, ante la variación en escalón de la consigna de corriente  $I_q$ . a) corriente estática b) velocidad de giro.

Se ha de destacar, como conclusión de los resultados obtenidos a velocidad constante, que el ajuste de los reguladores es adecuado y que no es preciso incluir señales de compensación de la f.e.m. de rotación, pues el sistema es capaz de seguir las consignas de las componentes de la corriente que se le impongan sin apenas retardo ni sobreoscilación en la respuesta.



## **CAPÍTULO 4**

### **CONTROL DEL INVERSOR**

---

En el presente capítulo se determinan las componentes de la corriente de red precisas para mantener la tensión de la etapa de continua constante y trabajar con un factor de potencia determinado. Se presenta la estructura de los lazos de control de corriente, así como el método seguido para calcular los reguladores. Se establecen los límites de funcionamiento del inversor y se analiza en profundidad la influencia de los parámetros de diseño del inversor en el diagrama de límites de funcionamiento, esto es la influencia de la tensión la etapa de continua, de la reactancia de conexión a red y de la tensión de conexión al transformador de acoplamiento. Se presentan los resultados experimentales que confirman el seguimiento de las referencias de potencia activa y reactiva en zona lineal, y se analizan los resultados en sobremodulación. Además, se comentan algunas consideraciones de índole práctico como son la determinación de la posición de sincronismo o los mecanismos de protección en la realimentación de las corrientes y de tensión de continua.

---



## 4. CONTROL DEL INVERSOR

En un sistema eólico de velocidad variable con un generador síncrono de imanes permanentes es preciso adecuar la frecuencia de la tensión generada a la de la red conectando el generador a la red a través de un convertidor electrónico. Tal y como se indicó en el capítulo anterior, el convertidor de frecuencia en el sistema en estudio está formado por dos convertidores CC/CA. En el presente capítulo se aborda el control del convertidor electrónico conectado a la red. Dado que la máquina eléctrica funciona como generador, este convertidor trabajará como inversor.

El sistema de control del inversor tiene los siguientes objetivos : mantener la tensión de la etapa de continua y transferir la potencia entregada por el generador a la red con un factor de potencia seleccionado por el usuario y a frecuencia constante, sin que se superen los límites de funcionamiento del convertidor. Para alcanzar todos estos objetivos, el sistema de control se estructura en forma de bucles anidados. La misión del cada uno de ellos será analizada en el apartado 4.1.

En el apartado 4.2 se expone el procedimiento de cálculo de los reguladores del sistema.

En el apartado 4.3 se analizan los límites de funcionamiento de un inversor genérico, para a partir de ellos , realizar un correcto dimensionado del inversor del prototipo así como de los elementos de conexión de éste a la red .

En el apartado 4.4 se muestran algunas de las simulaciones realizadas para comprobar el correcto funcionamiento del sistema de control del inversor.

En el apartado 4.5 se indica la forma en la que se ha llevado a la práctica el esquema expuesto en apartados anteriores.

En el apartado 4.6 los resultados experimentales, que se compararán con los obtenidos en las simulaciones.

### 4.1 Estructura de los lazos de control del inversor

Tal y como fue descrito en el capítulo 2, las ecuaciones en variables de fase de un convertidor unido a red (figura 4.1.1) son:

$$\begin{bmatrix} u_{con a} \\ u_{con b} \\ u_{con c} \end{bmatrix} = R \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} \tag{4.1.1}$$

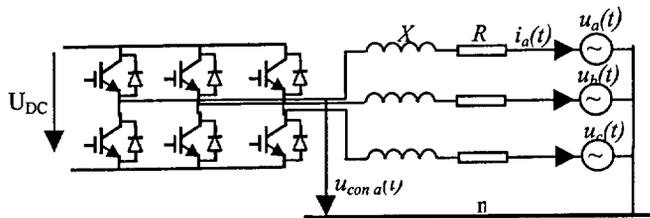


Figura. 4.1.1 Equivalente trifásico del inversor unido a red

Se ha transformado el sistema trifásico de tensiones senoidales (4.1.1) en unos ejes *dq* fijos que giran en sincronismo con el fasor de red; así este fasor se puede expresar como :

$$\vec{U} = U_d \mathbf{l}_0 \tag{4.1.2}$$

De este modo las componentes de la tensión de salida del convertidor resultan :

$$U_{con d} = U_d + R \cdot I_d + L \cdot \frac{dI_d}{dt} - \omega \cdot I_q \cdot L \tag{4.1.3}$$

$$U_{con q} = R \cdot I_q + L \cdot \frac{dI_q}{dt} + \omega \cdot I_d \cdot L$$

Y en el punto de conexión común se cumple que:

$$P = \frac{3}{2} \cdot (U_d \cdot I_d + U_q \cdot I_q) \tag{4.1.4}$$

$$Q = \frac{3}{2} \cdot (U_d \cdot I_q + U_q \cdot I_d) \tag{4.1.5}$$

Teniendo en cuenta (4.1.2), se observa que existe una proporción directa entre las componentes  $d$  y  $q$  de la corriente y la potencia activa y reactiva que se desea transferir:

$$P = \frac{3}{2} \cdot U_d \cdot I_d \tag{4.1.6}$$

$$Q = \frac{3}{2} \cdot U_d \cdot I_q \tag{4.1.7}$$

La referencia de corriente activa,  $I_d$ , viene impuesta por la salida de un bucle externo de control encargado de mantener la tensión de la etapa de continua; la referencia de corriente reactiva,  $I_q$ , es la que directamente se imponga de acuerdo con la potencia reactiva de referencia (4.1.7).

La estructura que deben tener los bucles de control de corriente es la expuesta en la figura 4.1.2.

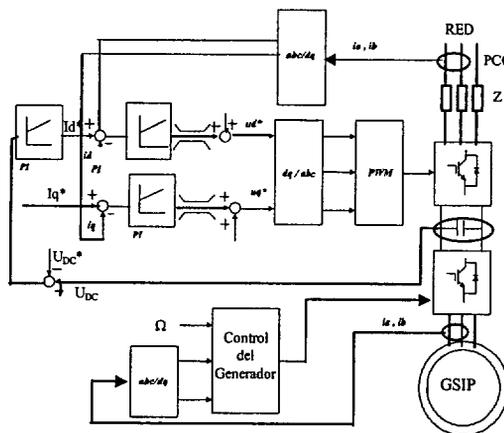


Figura 4.1.2. Esquema de regulación del inversor en el prototipo de la aplicación

Atendiendo a las expresiones de las componentes de la tensión en bornes del convertidor en un sistema de ejes  $d-q$  que gira en sincronismo con la tensión de red (4.1.2), se observa que la constante de tiempo que afecta a la dinámica de ambas relaciones es la misma. Por consiguiente los reguladores que generen las consignas de tensión en eje directo y en eje en cuadratura serán iguales.

El regulador más adecuado para generar la consigna de tensión a partir de la de corriente en cada eje será del tipo Proporcional-Integral. En el siguiente apartado se expone el método de cálculo de todos los reguladores implicados en el control del inversor.

## 4.2 Control del inversor. Cálculo de los reguladores

El procedimiento de cálculo de los reguladores de corriente, es análogo al descrito en el apartado dedicado al control del generador por medio del puente rectificador; si se desea profundizar en el cálculo de los reguladores que se expondrán en el presente apartado conviene consultar el apartado 3.2.2.

De nuevo se realizará el cálculo de los PI en el espacio continuo de Laplace, y después se comprobará su validez en el espacio discreto.

Las funciones de transferencia de los elementos involucrados en cada uno de los lazos de corriente del sistema en estudio son:

- El comportamiento de la red y el filtro inductivo se representa por medio de la función de transferencia:

$$\frac{1}{L \cdot s + R} = \frac{k}{\tau \cdot s + 1} \quad (4.2.1)$$

siendo ,  $k$  la Ganancia y  $\tau$  la constante de tiempo del sistema; estas constantes, para el valor de la inductancia de filtrado  $L=L_{red}=3,6 \text{ mH}$ , (ver apartado 4.3) y de la resistencia  $R=0,5 \Omega$ , adquieren unos valores de:

$$k_f = 2 \Omega^{-1}$$

$$\tau_f = 0,0072 \text{ s}$$

- Al igual que en el apartado 3.2, el inversor será modelizado como un elemento de primer orden, de ganancia unidad y que introduce un retardo  $\tau_{con}$  en el sistema:

$$\frac{1}{\tau_{con} \cdot s} \quad (4.2.2)$$

En los cálculos se empleará un valor estimado de  $\tau_{con} = 0,5$  milisegundos.

- La función de transferencia representativa del regulador Proporcional Integral fue expuesta en 3.2.5

De forma análoga al cálculo de los reguladores de corriente del rectificador, en este caso también se empleará el método de compensación de la mayor constante de tiempo. En este caso la relación entre la mayor de las constantes de tiempo  $\tau_f$  y la menor de ellas,  $\tau_{con}$ , es mucho menor. Por ello la respuesta del sistema ante una variación de consigna o de la perturbación será más rápida.

De este modo, la constante proporcional de los reguladores de corriente resultantes, es :

$$k_p = k_r = \frac{1}{2} \cdot \frac{\frac{L}{R}}{\frac{1}{R} \cdot \tau_{con}} = \frac{L}{2 \cdot \tau_{con}} = 3,6 \Omega \tag{4.2.3}$$

Y la constante de integración,

$$k_i = \frac{k_p}{\tau_r} = \frac{L}{2 \cdot \tau_{con}} \cdot \frac{L}{R} = \frac{R}{2 \cdot \tau_{con}} = 500 \frac{\Omega}{s} \tag{4.2.4}$$

La respuesta del sistema representado en la figura 4.1.2 ante un cambio en la referencia (una de las componentes de la corriente) es la mostrada en la figura 4.2.1; confirma el correcto diseño de los reguladores de corriente.

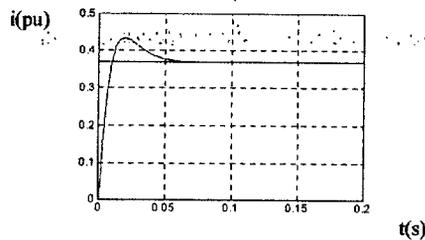


Figura 4.2.1 Respuesta del bucle de corriente ante un escalón de la referencia

El cálculo de los reguladores ha sido realizado en el dominio continuo de Laplace; debido al proceso de muestreo de las señales y digitalización de los algoritmos de control, la respuesta de los reguladores puede variar respecto a la respuesta en el tiempo. Al igual que se hizo en el cálculo de reguladores de corriente del rectificador, se comprueba que la frecuencia de muestreo empleada es superior a la frecuencia natural del sistema:  $f_0=1414 \text{ Hz} < 3000 \text{ Hz}$ . En efecto si se comparan los diagramas de Bode en amplitud y en fase del regulador PI continuo

$$R(s) = 3,16 \cdot \frac{0,0063 \cdot s + 1}{0,0063 \cdot s} \tag{4.2.5}$$

con su equivalente discreto, muestreado con un período de  $\frac{1}{3000}$  s :

$$R(z) = \frac{3,16 \cdot z - 2,99}{z - 1} \tag{4.2.6}$$

se comprueba que ambos diagramas son muy similares tanto en amplitud como en la fase (figura 4.2.2.2).

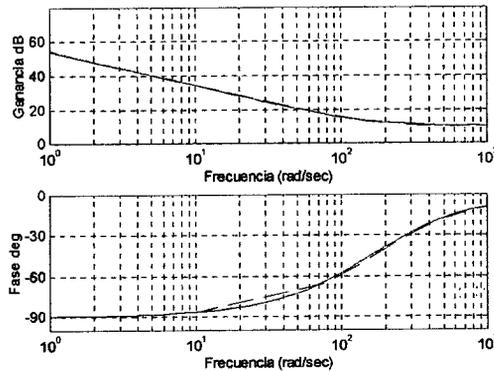


Figura 4.2.2 Diagrama de Bode en amplitud y fase del regulador continuo (—) y discreto (- -) para una frecuencia de muestreo  $f_s = 3000$  Hz

Los diagramas de Bode en amplitud y en fase tanto del sistema en el dominio continuo como en el discreto (muestreado con un período de 1/3000 seg.) son los representados en la figura 4.2.3. Se comprueba que el sistema es estable en el entorno de la frecuencia natural .

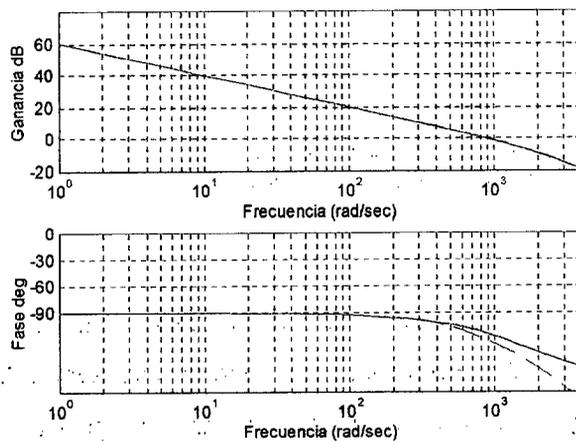


Figura 4.2.3 Diagramas de Bode continuo(—) y discreto(- -) para una frecuencia de muestreo  $f_s = 3000$  Hz

El diagrama polar de la función de transferencia del sistema en cadena abierta y en el dominio discreto (figura 4.2.4 ), del sistema muestreado con una frecuencia de 3000 Hz, no encierra al punto  $z=-1$ , por lo que la estabilidad del sistema en cadena cerrada queda garantizada.

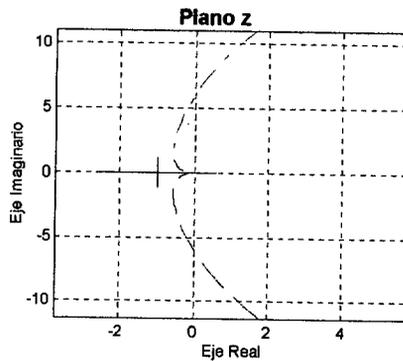


Figura 4.2.4. Diagrama polar en el dominio discreto para una frecuencia de muestreo  $f_s = 3000$  Hz

El procedimiento de cálculo del regulador de tensión es totalmente análogo al descrito en el apartado dedicado al control del generador por medio del puente rectificador. Por medio de la técnica del óptimo simétrico. De esta manera se obtuvieron los siguientes valores para las constantes del regulador de tensión:

$$k_{ru} = 4 \Omega$$

$$\tau_{ru} = 0,03 \text{ s}$$

De nuevo se comprobó la estabilidad del sistema en cadena cerrada por medio de diagrama polar de la función de transferencia del sistema en cadena abierta.

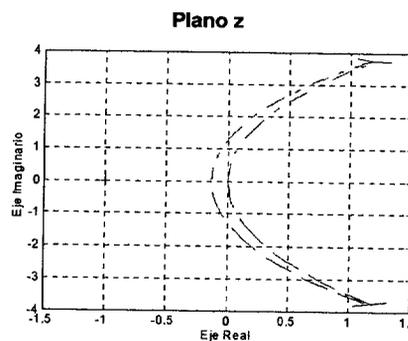


Figura 4.2.5) Diagrama polar en el dominio discreto para una frecuencia de muestreo  $f_s = 3000$  Hz

### 4.3 Dimensionado del inversor

El objetivo de este apartado es analizar los criterios de dimensionado de los elementos del convertidor del lado de red (o inversor) de forma que sea posible transvasar la potencia activa y reactiva especificadas, cumpliendo los requisitos exigidos por la reglamentación en cuanto a inyección de armónicos en la red eléctrica.

El dato de partida para el diseño del convertidor es la potencia aparente asignada del convertidor. Para definir la potencia asignada se ha de establecer tanto la potencia activa como la potencia reactiva en condiciones asignadas de funcionamiento. La potencia activa en condiciones asignadas corresponde con la máxima potencia,  $P_{max}$ , que sea capaz de producir el aerogenerador en régimen permanente. El establecimiento de la potencia reactiva en condiciones asignadas requiere realizar algunas consideraciones: evidentemente, es deseable que un grupo eólico sea capaz de tener una cierta capacidad de regulación de la potencia reactiva; sin embargo, en el caso que se desee que el sistema tenga capacidad de generar potencia reactiva a velocidades del viento elevadas se deben dimensionar adecuadamente los elementos del convertidor, lo cual conduce a un mayor coste de la instalación. Por tanto, lo más conveniente es que el grupo eólico trabaje con factor de potencia unidad a plena carga, y sólo tenga capacidad de regular la potencia reactiva a carga parcial. A pesar de lo anterior, y para dar un carácter más general a la exposición que sigue, para el dimensionado de los elementos del inversor se partirá de que se desea poder generar una cierta cantidad de potencia reactiva a plena carga; el valor de la potencia reactiva será una especificación de diseño impuesta exteriormente; este valor puede ser positivo, negativo e incluso nulo.

Al igual que ocurre con una máquina síncrona, en un inversor cabe hablar de un diagrama de límites de funcionamiento que muestra la región del plano potencia activa-potencia reactiva en la que es posible trabajar en régimen permanente sin someter a los elementos del convertidor a unas sollicitaciones excesivas que provoquen su envejecimiento prematuro o su destrucción. Este diagrama de límites de funcionamiento se describe en el siguiente apartado.

### 4.3.1 Límites de funcionamiento del inversor

La región del plano P-Q en la que un inversor puede trabajar depende fundamentalmente de:

- La tensión de la etapa de corriente continua soportada por los semiconductores del convertidor y por los condensadores de dicha etapa
- la tensión de la red a la que se conecte el inversor
- la corriente máxima soportada por los semiconductores, teniendo en cuenta el sistema de disipación de calor del puente inversor
- la corriente máxima soportada por los elementos que conectan la red con el inversor, que evidentemente debiera ser igual o superior a la soportada por los semiconductores del puente inversor

Para construir el diagrama de límites de funcionamiento de un inversor trifásico, se partirá del diagrama fasorial correspondiente al circuito equivalente monofásico para el armónico fundamental de la tensión de salida del inversor; dicho circuito se representa en la figura 4.3.1.1.

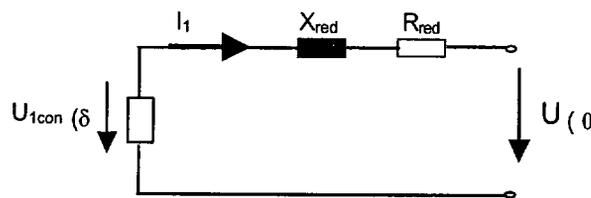


Figura 4.3.1.1 Circuito equivalente monofásico para el armónico fundamental de la tensión de salida del inversor

donde :

$U_{1con}$ : Valor eficaz del primer armónico de la tensión de fase de salida del inversor.

$I_1$  : Valor eficaz de la corriente de salida del inversor

$X_{red}$ : Reactancia de conexión del convertidor a la red

$R_{red}$ : Resistencia de los elementos de conexión del convertidor a la red

$U$  : Valor eficaz de la tensión de fase de la red.

En el caso de que exista un transformador en el acoplamiento, los parámetros  $R_{red}$  y  $X_{red}$  incluyen la resistencia y la reactancia de cortocircuito del mismo. Del mismo modo, en estas impedancias se han de incluir la resistencia e inductancia interna de la red cuando ésta no pueda considerarse de potencia infinita.

Por simplicidad, se despreciará la resistencia  $R_{red}$ , considerando únicamente la reactancia de conexión. No obstante, tal aproximación no supone una merma en la validez de los resultados que se obtengan, ya que típicamente la resistencia de los elementos de conexión es un orden de magnitud inferior al de la reactancia de conexión (máxime si se tiene en cuenta que por propósitos de control la reactancia forma parte de los elementos de interconexión). En este caso, la ecuación correspondiente al primer armónico resulta:

$$\vec{U}_{1conv} = U + j \cdot X_{red} \cdot I_1 \tag{4.3.1.1}$$

cuyo diagrama fasorial se muestra en la figura 4.3.1.2.

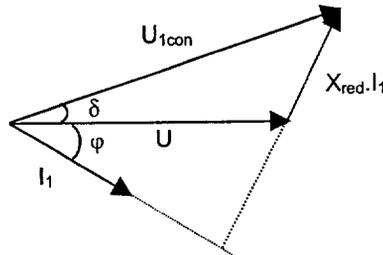


Figura 4.3.1.2 Diagrama fasorial

A partir de este diagrama es posible representar la potencia activa y reactiva intercambiadas entre el inversor y la red. En efecto, despreciando la resistencia, la expresión de las potencias activa y reactiva entregadas a la red es:

$$\vec{S} = 3 \cdot \vec{U} \cdot \vec{I}^* = \frac{3 \cdot U}{X_{red}} U_{1con} \cdot \text{sen } \delta + j \frac{3 \cdot U}{X_{red}} (U_{1con} \cdot \text{cos } \delta - U) \tag{4.3.1.2}$$

Multiplicando cada uno de los fasores del diagrama fasorial por  $\frac{3 \cdot U}{X_{red}}$ , es posible superponer en dicho diagrama unos ejes coordenados, de tal manera que el eje de ordenadas representará potencia activa y el de abscisas potencia reactiva; con ese fin, el origen de coordenadas se situará en el extremo del fasor de tensión de red (punto O de la figura 4.3.1.3):

$$P = \frac{3 \cdot U}{X_{red}} U_{1con} \cdot \text{sen } \delta = 3 \cdot U \cdot I_1 \cdot \text{cos } \varphi \tag{4.3.1.3}$$

$$Q = \frac{3 \cdot U}{X_{red}} \cdot (U_{1con} \cdot \text{cos } \delta - U) = 3 \cdot U \cdot I_1 \cdot \text{sen } \varphi$$

Como se puede observar el procedimiento es del todo análogo al empleado en el estudio de los límites de funcionamiento de máquinas síncronas.

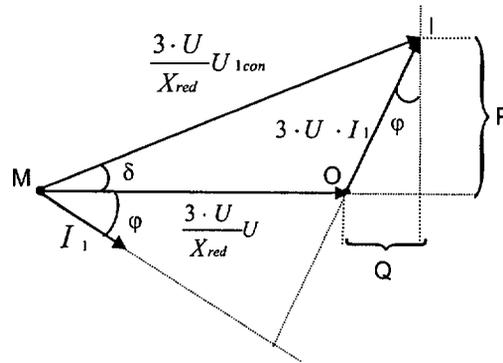


Figura 4.3.1.3 Evolución del diagrama fasorial llevado a ejes PQ

Mediante esta representación gráfica se obtendrán de forma sencilla los límites de la potencia activa y de la potencia reactiva de un inversor y la influencia que tienen, en dichos límites, los elementos del sistema de interconexión. La máxima potencia activa y reactiva que el convertidor puede transferir a la red viene limitada por lo siguiente:

1. El máximo valor eficaz del primer armónico de tensión del convertidor  $U_{1con}$ , (de forma análoga a la f.e.m de un generador). Esta restricción impone un límite en la máxima potencia activa y reactiva que puede representarse por una circunferencia de radio  $\frac{3 \cdot U}{X_{red}} U_{1con}$  y cuyo centro M está situado en el punto de abscisa  $-\frac{3 \cdot U^2}{X_{red}}$  y ordenada 0 ; matemáticamente:

$$P^2 + \left( Q + \frac{3 \cdot U^2}{X_{red}} \right)^2 = \left( \frac{3 \cdot U \cdot U_{1con}}{X_{red}} \right)^2 \quad (4.3.1.4)$$

El máximo valor eficaz del primer armónico de tensión del convertidor depende de la tensión en la etapa de continua, de la técnica de modulación empleada y del máximo índice de modulación de amplitud con el que se desea trabajar en régimen permanente.

Como se indicó en el apartado 2.6.2, el índice de modulación de amplitud representa la relación entre el valor de cresta de la tensión de fase de referencia del inversor y la máxima posible en zona lineal, que como se estudió en el apartado 2.6, para la especificación elegida de fasor espacial, resulta:

$$Ma = \frac{\hat{u}_f}{\frac{1}{\sqrt{3}} \cdot U_{DC}} = \frac{U_L}{\frac{1}{\sqrt{2}} \cdot U_{DC}} \quad (4.3.1.5)$$

Por lo tanto, mientras el inversor siga la referencia de tensión, el valor eficaz del primer armónico de la tensión de salida del inversor,  $U_{1con}$ , se puede expresar como:

$$U_{1con} = \frac{1}{\sqrt{3} \cdot \sqrt{2}} Ma \cdot U_{DC} = 0,408 \cdot Ma \cdot U_{DC} \quad (4.3.1.6)$$

Para una modulación vectorial con un índice de modulación de amplitud unidad, resultaría una tensión máxima de :

$$U_{1con} = 0,408 U_{Dcmax} \quad (4.3.1.7)$$

con lo que el límite se puede expresar como:

$$\boxed{P^2 + \left( Q + \frac{3 \cdot U^2}{X_{red}} \right)^2 = \left( \frac{1,225 \cdot U \cdot U_{DC \max}}{X_{red}} \right)^2} \quad (4.3.1.8)$$

2. La máxima corriente que puede circular en régimen permanente por los semiconductores del puente y los elementos de conexión del convertidor a la red (inductancias). Si denominamos  $I_{max}$  a la menor de las corrientes mencionadas, y fijada la tensión de conexión, esta restricción impone un límite en la potencia aparente de valor  $S=3 \cdot U \cdot I_{max}$ , el cual, a su vez limita la máxima potencia activa y reactiva según la expresión:

$$P^2 + Q^2 = (3 \cdot U \cdot I_{max})^2 \quad (4.3.1.9)$$

que representa la ecuación de una circunferencia de centro el origen de coordenadas y de radio  $3UI_{max}$ .

Se asume, en todo caso, que el sistema de disipación de calor es capaz de evacuar las pérdidas (por conmutación y por conducción) correspondientes a esta  $I_{max}$ .

En las máquinas síncronas se tiene, además, un límite de funcionamiento correspondiente al límite de estabilidad estático de la máquina, que muestra el comportamiento de la máquina ante un incremento de potencia activa antes de que actúe el regulador de excitación. Sin embargo, el inversor en estudio está realimentado, y la respuesta del sistema de control de la

tensión en la etapa de corriente continua es muy rápida; ello hace que el límite de estabilidad no exista.

Con todo lo anterior, los puntos seguros de funcionamiento del inversor de red vienen dados por la intersección de los círculos anteriormente señalados, según se muestra en la figura 4.3.1.4.

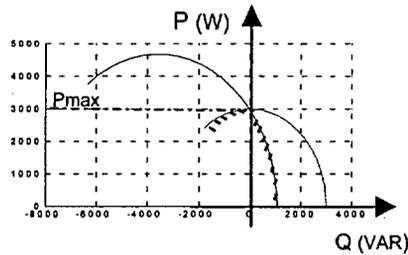


Figura 4.3.1.4 Diagrama de límites de funcionamiento en ejes PQ

El límite de funcionamiento corresponde al lugar geométrico de los puntos que limitan la región de operación en condiciones normales.

Mediante la representación gráfica del citado límite de funcionamiento será posible analizar la influencia de determinados parámetros de diseño en la capacidad de transferir potencia activa y reactiva a la red; este estudio se aborda en el apartado 4.3.2, y es la base que permitirá seleccionar los elementos del inversor, y por tanto, optimizar su diseño (apartado 4.3.3).

### 4.3.2 Influencia de los parámetros de diseño en el diagrama de límites de funcionamiento

En el presente apartado se estudiará la influencia de:

1. La tensión de la etapa de corriente continua
2. La reactancia de conexión a red
3. La tensión de la red

en la capacidad del inversor de transferir potencia activa y reactiva a la red.

Como conclusión de este estudio se seleccionarán los valores de las dos magnitudes citadas para el inversor utilizado en la Tesis. Una vez fijadas estas magnitudes, se analizará cómo afecta a los límites de funcionamiento la modificación de la tensión de red (como al emplear un transformador para realizar el acoplamiento). En el estudio no se consideran como restricciones

otras variables, tales como la corriente máxima admisible por los elementos de conexión y los semiconductores,  $I_{\max}$ , ya que al ser consecuencia directa de las especificaciones de potencia activa y reactiva que se ha de transferir a la red, se entiende que tales variables han sido seleccionadas adecuadamente. En el estudio la frecuencia de la red se considera fija y de valor 50 Hz.

En el estudio que sigue se tomará como máximo índice de modulación de amplitud en régimen permanente el valor  $Ma= 0,9$ ; la ampliación de la zona de funcionamiento del inversor en sobremodulación, permite disponer de un margen mayor para hacer frente a sobrecargas transitorias.

El estudio se realizará en valores unitarios. Los valores base seleccionados para realizar el análisis son:

- Como potencia base se tomará la potencia activa nominal de la instalación :  $S_B = P_{\max}$ ,
- Como tensión base, se tomará la tensión de fase en la red  $U_B = U_{red}$

De esta forma, las bases para la intensidad en la etapa de corriente alterna y para la impedancia en dicha etapa son:

$$I_B = \frac{S_B}{3U_B}$$

$$Z_B = 3 \frac{U_B^2}{S_B}$$

Para la etapa de corriente continua las bases elegidas son :

- Como tensión continua base se tomará aquella que con un índice de modulación de amplitud unidad produce la tensión base de alterna:  $U_{DCB} = \sqrt{6} \cdot U_B$
- La intensidad base en la etapa de corriente continua viene determinada por la potencia base y la tensión base :  $I_{DC} = \frac{S_B}{U_{DCB}}$

### 4.3.2.1 Influencia de la variación de la tensión la etapa de continua

La tensión asignada de la etapa de corriente continua tiene una gran influencia en el precio de los semiconductores del convertidor y del condensador de filtrado. Por lo que se refiere a los IGBT's, las tensiones asignadas colector/emisor son frecuentemente 600 V ó 1200 V; por ello es importante no sobrepasar el límite correspondiente para no encarecer el convertidor. Mayor libertad de elección se tiene con los condensadores.

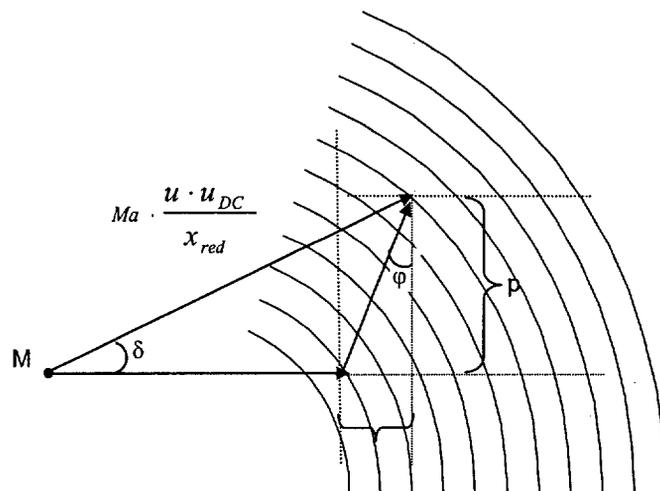


Figura 4.3.2.1.1 Diagrama de límites de funcionamiento al variar  $U_{DC}$

Para estudiar la influencia de la tensión  $u_{DC}$  en la capacidad de entregar potencia activa y reactiva a la red se analizará la evolución del diagrama de límites de funcionamiento al variar tal magnitud, manteniendo constante el valor de las magnitudes indicadas: (el índice de modulación  $Ma=0,9$ )

- La tensión de red se fijará en el valor  $u = 1\text{ pu}$
- La reactancia de conexión a red se fijará en el valor  $x_{red} = 0,0214\text{ pu}$ , al ser este el valor mínimo necesario para filtrar el contenido armónico a la salida del convertidor (determinado en el apartado 4.3.3).

Además, se admitirá que los elementos del convertidor y la reactancia de conexión están diseñados para soportar la tensión y la corriente máximas que resulten del valor de la tensión elegida.

La figura 4.3.2.1.1 , muestra la variación del diagrama de límites de funcionamiento cuando la tensión en la etapa de continua varía entre 0,9 y 1,3 pu en incrementos de 0,1 pu; con una tensión  $u_{DC} = 1 pu$  (en trazo grueso) no se dispone de una capacidad suficiente para proporcionar potencia activa unidad; habría que consumir gran cantidad de potencia reactiva.

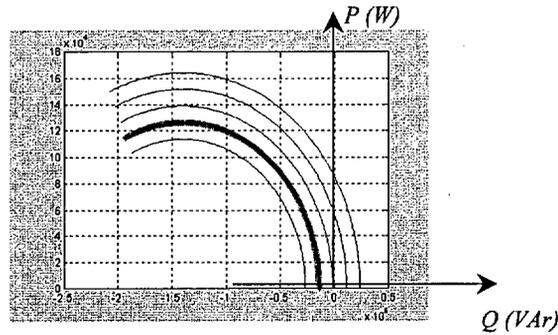


Figura 4.3.2.1.2 Diagrama P/Q al variar  $U_{DC}$

De la figura 4.3.2.1.2 se desprende:

- a) La potencia reactiva que se puede entregar a la red o que se ha de consumir de la red, (según el caso) para las condiciones de potencia máxima ( $p=1 pu$ ) depende de la tensión en la etapa de continua. Así, en la figura 4.3.2.1.3 se muestra la evolución del factor de potencia en condiciones de potencia activa máxima así como la evolución de la potencia reactiva en función de la tensión de continua. Como se puede observar, valores a la derecha del máximo del factor de potencia ( $u_{DC}=1,111 pu$ ) corresponden a potencias reactivas entregadas por el inversor a la red.

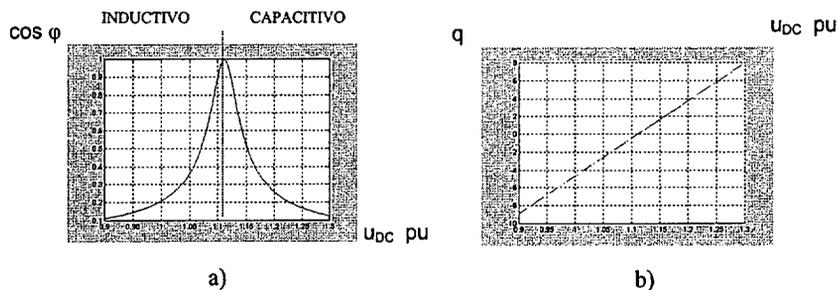


Figura 4.3.2.1.3. Evolución de a)  $\cos \varphi$  b) potencia reactiva (pu), con  $U_{DC}$

- b) Para un valor concreto de la potencia reactiva, el valor de la potencia activa máxima que el convertidor puede ceder a la red aumenta al aumentar la tensión que se mantiene en la

etapa de continua. Así, para una potencia reactiva nula, la máxima potencia activa que el inversor es capaz de transferir se puede expresar como:

$$P_{\max(Q=0)} = \frac{u}{x_{red}} \sqrt{(Ma \cdot u_{DC})^2 - u^2} \quad (4.3.2.1)$$

En la figura 4.3.2.1.4 se puede apreciar esta dependencia. Es de destacar el gran incremento de potencia que se produce desde el valor mínimo requerido de la tensión de continua para que comience la transferencia de potencia sin absorción de potencia reactiva hasta aquella tensión que permite ceder una potencia activa 1 p.u. con potencia reactiva nula. En la figura 4.3.2.1.4 se puede observar como, en este intervalo, pequeños crecimientos de la tensión  $u_{DC}$  conllevan grandes incrementos de la potencia máxima que es posible transferir.

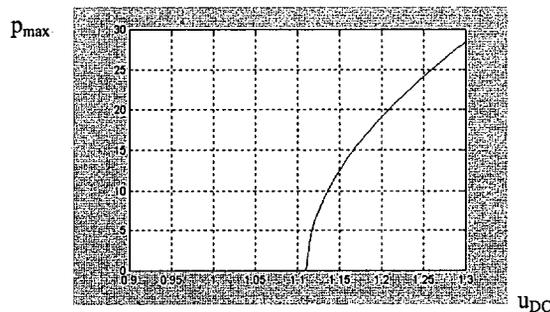


Figura 4.3.2.1.4. Evolución de la potencia activa  $p_{\max}(pu)$  (con  $\cos\phi=1$ ) con  $u_{DC}$  (pu)

#### 4.3.2.2 Influencia de la variación de la reactancia de conexión a red

La elección de la inductancia de conexión a red tiene influencia en el contenido en armónicos de la intensidad inyectada a la red, por una parte y en la máxima potencia activa y reactiva que el inversor puede entregar a la red.

Por lo que se refiere al contenido en armónicos de la corriente de salida del inversor, en el apartado 4.3.3 se muestra que inductancias elevadas conducen a tasas de distorsión armónica reducidas. Sin embargo, el incremento de la inductancia de filtrado presenta una serie de desventajas, como son el aumento de su coste y, como se ha indicado, la reducción de la capacidad de transferir potencia del inversor. Por lo tanto, se elige como elemento de conexión a red la menor inductancia que haga cumplir los requisitos de calidad exigidos a la corriente de salida del inversor. Además, no debe olvidarse que la técnica de modulación

empleada en el control del inversor, también influye notablemente en el nivel de armónicos de la corriente de salida. Para determinar el contenido en armónicos que corresponde a la técnica de modulación empleada, se simuló (apartado 4.3.3) el comportamiento del inversor para los niveles de tensión de continua y tensión de red indicados (1 pu en ambos casos) y se determinó la reactancia mínima requerida. En la figura 4.3.2.2 se ha destacado la curva correspondiente a la reactancia finalmente elegida,  $x_{red} = 0,0214$  pu .

Para estudiar la influencia de la reactancia de conexión a red,  $x_{red}$ , en la capacidad de transferencia de potencia activa y reactiva del inversor, se mantendrá constante el valor del resto de las variables:

- La tensión de red se fijará en el valor  $u = 1$  pu
- La tensión en la etapa de continua se fijará, asimismo en  $u_{DC} = 1,111$  pu, por ser este el valor de tensión de continua, deducido del apartado anterior, con el que el inversor es capaz de ceder la potencia asignada sin absorber potencia reactiva de la red.

En el diagrama de límites de funcionamiento (figura 4.3.2.2.1) se observa que al incrementar la reactancia de conexión a red desde 0,015 hasta 0,025 pu, la capacidad de transferencia de potencia reactiva y especialmente de potencia activa sufre una gran disminución.

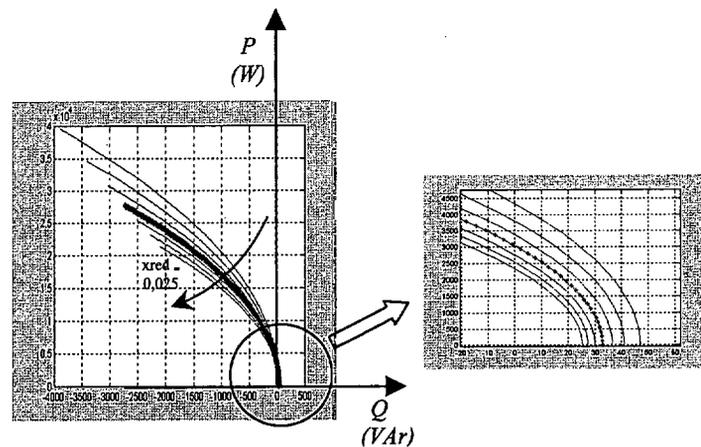


Figura 4.3.2.2.1 Variación del diagrama P/Q de límites de funcionamiento al incrementar la reactancia de conexión  $x_{red}$  (de 0,015 a 0,025 pu)

Es de destacar lo siguiente:

- Al disminuir la reactancia de conexión se incrementa notablemente la potencia que es posible ceder con factor de potencia unidad.

- b) Existe un valor de  $x_{red}^I$  por encima del cual el inversor no es capaz de ceder la potencia activa 1 p.u. sin absorber potencia reactiva de la red.
- c) Para una potencia activa 1 p.u., la potencia reactiva que el inversor es capaz de ceder a la red, aumenta al disminuir la reactancia de conexión.
- d) Es posible hacer funcionar a un inversor como compensador de reactiva. La expresión de la máxima potencia reactiva  $Q_{max}$  que es posible entregar a la red sin ceder potencia activa es

$$q_{\max(P=0)} = \frac{u}{x_{red}} \left( 0.408 \cdot Ma \cdot \frac{U_{DCB}}{U_B} \cdot u_{DC} - u \right)$$

En la figura 4.3.2.2 se muestra la dependencia de la potencia reactiva máxima con el valor de la reactancia de conexión. Como se aprecia en la gráfica, un incremento de la reactancia de conexión reduce la potencia reactiva que es posible entregar a la red.

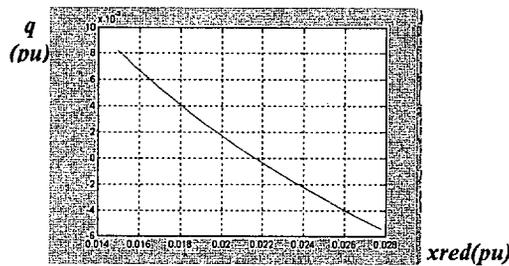


Figura 4.3.2.2 Variación de  $q_{max}(pu)$  al incrementar la reactancia de conexión  $x_{red}$

Como se ha indicado, se adoptará la mínima reactancia requerida según la reglamentación de inyección de armónicos.

### 4.3.2.3 Influencia de la tensión del transformador de acoplamiento

Como se ha indicado en apartados precedentes, el valor de la tensión de conexión a la red influye en los límites de funcionamiento del inversor. Por ello, es interesante considerar la posibilidad de que el inversor se conecte a la red a través de un transformador, y analizar la influencia de la tensión primaria del transformador de conexión.

1 En este caso coincide con la reactancia de valor 0.0214 pu, debido a la elección realizada de la tensión  $u_{DC}$

Para estudiar dicha influencia, se mantendrá constante el valor del resto de las variables a:

- La tensión en la etapa de continua se fijará, asimismo en  $u_{DC} = 1$  pu
- La reactancia se fijará en el valor elegido,  $x_{red} = 0,0241$  pu
- Tensión de red :  $u_{red} = 1$  pu

En la figura 4.3.2.3.1 se muestra la evolución del diagrama de límites de funcionamiento al variar la relación de transformación ( $rt=N1/N2$ ) entre 0,7 y 1,3 (en intervalos de 0,1). No se indica en dicha figura el límite correspondiente a la corriente máxima soportada por los elementos de conexión, pues dicha corriente habría de ser calculada teniendo en cuenta la tensión de red finalmente elegida. En la figura se ha resaltado la curva correspondiente a la relación de transformación unidad.

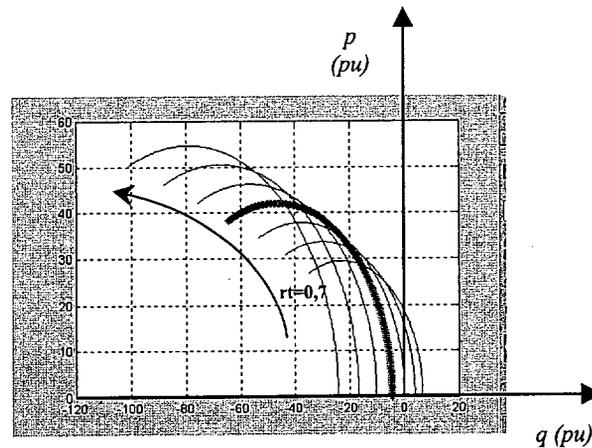


Figura 4.3.2.3.1 Evolución del diagrama de límites de funcionamiento al variar la relación de transformación ( $rt=N1/N2$ ) entre 0,7 y 1,3.

De la figura 4.3.2.3.1 se desprende lo siguiente:

- La máxima potencia activa que es posible transferir con factor de potencia unidad depende de la relación de transformación, de forma que, al aumentar la tensión de conexión al conjunto Inversor + reactancia la potencia disminuye (salvo en la primera parte de la curva, para valores inferiores a  $u=0,637$  pu). Esto se observa mejor en la figura 4.3.2.3.2. En cualquier caso un valor de dicha tensión superior a 0,91 pu, impide la cesión de potencia activa a la red con factor de potencia unidad.

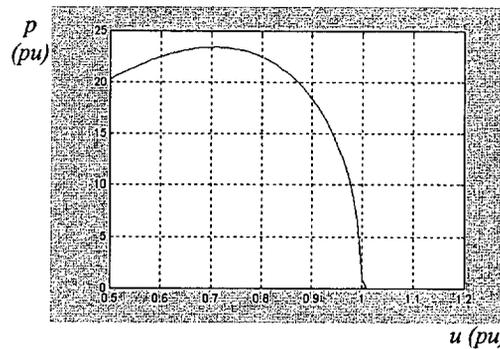


Figura 4.3.2.3.2 Evolución de la potencia activa ( $\cos\varphi=1$ ) al variar la relación de transformación ( $rt=N1/N2$ ) entre 0,5 y 1,2.

- b) Al aumentar la relación de transformación se reduce la potencia reactiva que es posible aportar a la red cuando la potencia activa vale 1 p.u., e incluso, para valores de tensión de conexión superiores a 0,9 pu, la potencia reactiva habría de ser consumida. En la figura 4.3.2.3.3 se representa la potencia reactiva en función de la tensión de red en las condiciones citadas.

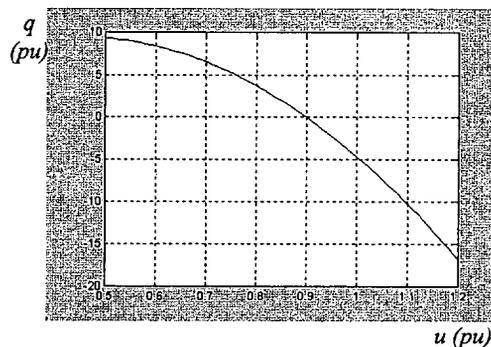


Figura 4.3.2.3.3 Evolución de la potencia reactiva (para  $p=1$  pu) al variar la relación de transformación ( $rt=N1/N2$ ) entre 0,5 y 1,2.

Como se puede observar existe una relación entre la tensión en la etapa de corriente continua y la tensión de conexión al transformador, para la cual la potencia activa que se puede transferir es máxima. Lo mismo se puede decir con la potencia reactiva, si bien estas tensiones son distintas.

Del estudio realizado se desprende que se puede transferir potencia reactiva a la red, funcionando el inversor con una potencia activa 1 p.u., disminuyendo la tensión de conexión por medio de un transformador. Ello, con el coste de tener que dimensionar los elementos de conexión para una corriente mayor. En el siguiente apartado se estudiará el caso del dimensionado del inversor empleado en los experimentos.

### 4.3.3 Selección de los elementos que constituyen el inversor

En este apartado se seleccionarán los elementos que constituyen el inversor. Para calcular la reactancia de conexión a red se tendrá en cuenta la normativa de inyección de armónicos a la red; posteriormente y para dicha reactancia, se obtendrán los valores de la tensión de red y de la tensión en la etapa de continua que se emplearán en el desarrollo experimental de la Tesis; para ello se hace uso del diagrama de límites de funcionamiento.

#### 4.3.3.1 Selección de la reactancia de conexión a red

Según lo expuesto en el apartado anterior, como elemento de conexión a red se debe elegir la menor inductancia que permita cumplir los requisitos de calidad exigidos a la corriente de salida del inversor. Los niveles máximos permitidos de emisión de armónicos de tensión en el punto de conexión común para redes de baja tensión se encuentran en la Norma [IEC 1000-2-2]. Debido a que los elementos de conexión a la red actúan como un filtro paso bajo (que reduce considerablemente la amplitud de los armónicos de frecuencias elevadas), en la Norma solo se consideran los armónicos hasta el orden 40. La tasa de distorsión armónica total de la tensión suministrada no debe sobrepasar el 8%. El contenido armónico de la tensión de salida causa distorsión armónica de las corrientes del resto de los consumidores conectados a la red. La Norma que establece el límite de los niveles de emisión de armónicos de corriente para equipos de menos de 16 A de corriente nominal [IEC 1000-3-2] estipula que la inyección de armónicos de corriente a la red de equipos trifásicos no debe superar los siguientes niveles:

Armónicos impares		Armónicos pares	
Orden del armónico (n)	Máxima corriente armónica (A)	Orden del armónico (n)	Máxima corriente armónica (A)
3	2,3	2	1,08
5	1,14	4	0,43
7	0,77	6	0,3
9	0,40	8...40	0,23*8/n
11	0,33		
13	0,21		
15...39	0,15 · 15/n		

Tabla 4.3.3.1 niveles de emisión de armónicos de corriente para equipos de menos de 16 A [IEC 1000-3-2]

Los armónicos de tensión provocados por las corrientes armónicas inyectadas dependen del valor de tales corrientes y de la impedancia de la red. Además, el contenido en armónicos de la tensión de salida del convertidor electrónico es muy dependiente del control del inversor (inversor de onda cuadrada, PWM escalar, PWM vectorial, etc), por lo que debe ser obtenida mediante una simulación del mismo. Por todo ello, los elementos considerados en la simulación son los representados en la figura 4.3.3.1.1. Las tensiones  $u_{1a}$ ,  $u_{1b}$  y  $u_{1c}$  representan las tensiones de fase de salida del convertidor, y las tensiones  $u_{2a}$ ,  $u_{2b}$  y  $u_{2c}$  las tensiones de fase en el punto de conexión común (o en su caso, el punto de la instalación donde se desea limitar el contenido en armónicos). La inductancia  $L_{red}$  depende de la potencia de cortocircuito de la red en el punto de conexión común. La inductancia  $L$  es la suma de la inductancia de filtrado y la inductancia interna del transformador mediante el que el inversor se conecta al punto de conexión común (caso de que exista).

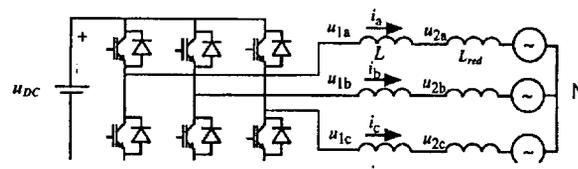


Figura 4.3.3.1.1. Convertidor electrónico

El valor del armónico de orden  $n$  de la corriente viene dado por:

$$\frac{i_n}{u_{1n}} = \frac{1}{n \cdot \omega_1 \cdot (L_{red} + L)} \tag{4.3.3.1.1}$$

La reactancia de cortocircuito de la red, referida al lado de BT del transformador es:

$$x_{L_{red}'} = \omega L_{red}' = \frac{u_{1o}^2}{S_{cc}} \tag{4.3.3.1.2}$$

donde  $u_{1o}$  es la tensión nominal del lado de baja tensión del transformador y  $S_{cc}$  la potencia de cortocircuito de la red. Tomando como base de potencias la potencia asignada de la instalación  $S_N$ , la impedancia base resulta:

$$z_B = \frac{u_{1o}^2}{S_N} \tag{4.3.3.1.3}$$

con lo que la reactancia de cortocircuito de la red en por unidad tiene por valor:

$$x_{L_{red}'} = \frac{S_N}{S_{cc}} \tag{4.3.3.1.4}$$

Las potencia de las instalaciones basadas en convertidores con semiconductores de conmutación rápida está limitada a un valor máximo de, aproximadamente, 1 MVA (aunque cada día este límite es mayor), mientras que un valor habitual para la potencia de cortocircuito de la red es de 50 MVA, con lo que la reactancia está en torno a 0,02 p.u.

Para obtener el contenido en armónicos de las variables de salida del inversor se han realizado diversas simulaciones con diferentes valores de la inductancia de filtrado; en dichas simulaciones se emplearon los valores de la tensión de continua y de la tensión de red indicados en el apartado 3.2.3, y se aplicó al inversor un control vectorial con un índice de modulación de amplitud  $Ma=0,9$  y un índice de modulación de frecuencia  $mf=60$ . Analizando el espectro armónico de las corrientes y tensiones de salida es posible determinar la inductancia menor que cumpla con las exigencias de distorsión armónica. De esta manera se obtuvo para dicha inductancia un valor de  $3,6\text{ mH}$  ( $1,13\ \Omega$  de la reactancia). En la figura 4.3.3.1.2 se muestran algunas de las variables resultantes de la simulación; la figura 4.3.3.1.2a) muestra un período de la onda de corriente de red obtenida. El contenido en armónicos de la corriente se muestra en la figura 4.3.3.1.3; este contenido en armónicos es inferior al permitido en la normativa de inyección de armónicos mencionada. La tensión de fase de salida del inversor se representa en la figura 4.3.3.1.b). En las simulaciones se ha considerado una tensión de continua sin rizado alguno; es de suponer que en el caso real el contenido armónico de la corriente experimental será ligeramente superior.

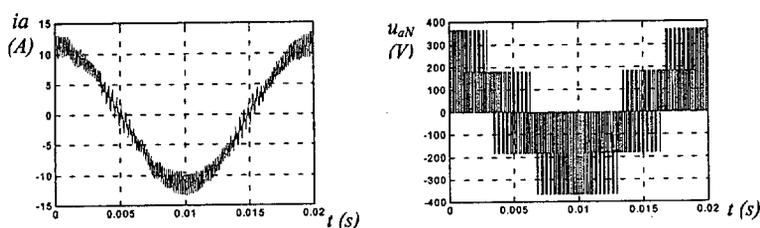


Figura 4.3.3.1.2 a) onda de corriente de red, b) tensión de fase de salida del inversor, obtenidas por simulación.

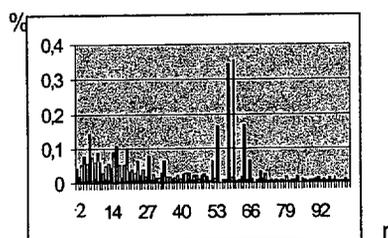


Figura 4.3.3.1.3 Contenido en armónicos de la corriente.

### 4.3.3.2 Selección de la tensión en la etapa de corriente continua y de la tensión del lado de BT del transformador de conexión

El siguiente objetivo es fijar la tensión de la etapa de corriente continua del inversor de modo que sea posible transferir a la red la potencia  $P_{max}$ , con una reactancia de conexión a la red del valor obtenido en el apartado anterior y para un valor determinado de la tensión de red. Es deseable que el valor de la tensión en la etapa de corriente continua no supere 550 V con objeto de poder utilizar IGBT y condensadores de precio reducido.

Para determinar las tensiones mencionadas, inicialmente se tomará una tensión en la etapa de continua del mayor valor posible (550 V) y se analizará, mediante el diagrama de límites de funcionamiento del inversor, la potencia activa y reactiva que es posible transferir a la red para dos valores distintos de la tensión en el lado de BT del transformador de acoplamiento: 230 V y 132 V.

En la figura 4.3.3.2.1 se ha representado el diagrama de límites para el inversor en estudio para los valores mencionados de tensión de conexión a red. Los datos del inversor son  $P_{max}=3000\text{ W}$ ,  $UDC=550\text{ V}$ ,  $Ma=0,9$  y  $X_{red}=1,13\ \Omega$

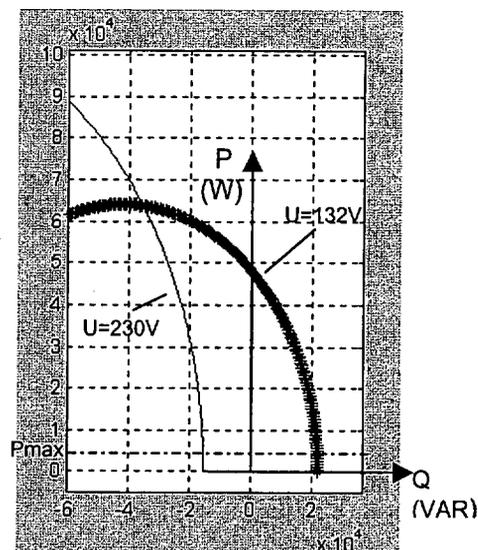


Figura 4.3.3.2.1 Diagramas P/Q de límites de funcionamiento del inversor en estudio para tensiones de conexión a red de 132 y 230 V,  $P_{max}=3000\text{ W}$ ,  $UDC=550\text{ V}$ ,  $Ma=0,9$  y  $X_{red}=1,13\ \Omega$

Como se puede observar en el diagrama, en el caso de que la tensión en el lado de BT del transformador sea 230V, no es posible transferir la potencia especificada (3000 W) sin absorber potencia reactiva. Por lo tanto, si se desea utilizar un transformador con una

tensión asignada normalizada, se elegirá una tensión de acoplamiento a red de 132 V. Utilizando este valor de la tensión, las máximas potencias activa y reactiva que se pueden entregar a la red aumentan considerablemente, de modo que es posible entregar la potencia activa asignada, cediendo a su vez potencia reactiva. La reducción de la tensión de conexión a red permite reducir, si se desea, la tensión en la etapa de corriente continua; esta es una opción muy interesante a considerar en aplicaciones de sistemas híbridos de energía eólica y solar fotovoltaica conectados a red en la que el condensador de la etapa DC se mantiene a un valor de tensión limitado por el número de paneles solares (de 10 o 12V) conectados en serie.

Teniendo en cuenta el amplio margen de potencia que permite el uso del transformador de conexión a red, se ha reducido el valor de tensión en la etapa de continua a 400 V, de modo que será posible ceder la potencia asignada con un amplio margen en el factor de potencia.

En la figura 4.3.3.2.2 se muestra el diagrama de límites de funcionamiento para el prototipo construido que corresponde a los valores de  $P_{max}=3000\text{ W}$ ,  $U_{DC}=400\text{ V}$ ,  $U=132\text{ V}$ ,  $M_a=0,9$  y  $X_{red}=1,13\ \Omega$ . Los semiconductores, los conductores de las inductancias y los radiadores del convertidor han de estar dimensionados para una corriente mínima de:

$$I = \frac{P_{max}}{3 \cdot U} = 9\text{ A}$$

Con este dimensionado, la potencia que el convertidor es capaz de transferir con factor de potencia unidad, depende del límite (4.3.1.8) impuesto por la corriente

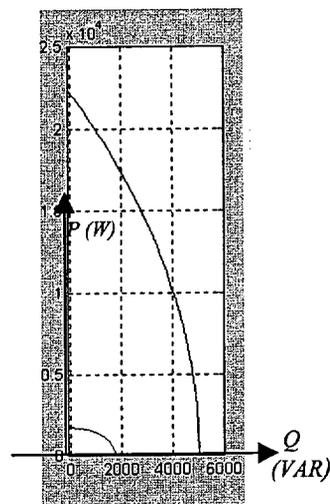


Figura 4.3.3.2.2 Diagrama de límites de funcionamiento para el prototipo construido

### 4.3.4 Límites del Control Vectorial del Inversor

En este apartado se expondrá una aplicación del diagrama de límites de funcionamiento del inversor al control vectorial, extrayéndose las circunferencias límite para las referencias de potencia en función de las componentes ( $I_d, I_q$ ) de la corriente. También se contemplará el funcionamiento del inversor en la zona de sobremodulación.

#### 4.3.4.1 Diagrama $I_d/I_q$ de Límites de Funcionamiento del Inversor

Una vez calculados en el PCC los límites de potencia del inversor, se estudiarán los valores máximos asignables a las consignas de corriente, que permiten que el control realizado sobre el convertidor responda satisfactoriamente.

Como es sabido, en el punto de conexión común existe una proporción directa entre las componentes d y q de la corriente y la potencia activa y reactiva que se desea transferir (ecuaciones 4.1.6 y 4.1.7).

De este modo, y de acuerdo con las ecuaciones que determinan los límites de funcionamiento del inversor en ejes  $P/Q$ , (ecuaciones 4.3.1.7 y 4.3.1.8), las circunferencias límite en ejes  $I_d/I_q$  resultan ser:

$$I_d^2 + \left( I_q + \frac{2 \cdot U_d}{X} \right)^2 = \left( \frac{\sqrt{\frac{2}{3}} \cdot M_a \cdot U_{DC}}{X} \right)^2 \quad (4.3.5.1.1)$$

$$I_d^2 + I_q^2 = (2 \cdot I_{\max})^2 \quad (4.3.5.1.2)$$

que permiten establecer los limitadores de las referencias de corriente, entradas de los bucles internos de control del inversor.

En caso de alcanzarse el límite de corriente máxima, prevalece la referencia de la componente activa de la corriente; de este modo, y dado que en cada instante de operación se dispone de las medidas de la componentes de la corriente ( $I_d, I_q$ ), los limitadores dinámicos de las referencias de corriente del inversor tomarán los siguientes valores en cada período de muestreo:

$$I_{q\lim} = \sqrt{\frac{2 \cdot U_{DC}^2}{3 \cdot X^2} - Id^2} - \frac{2 \cdot Ud}{X} \tag{4.3.5.1.3}$$

$$Id_{\lim} = \sqrt{\frac{2 \cdot U_{DC}^2}{3 \cdot X^2} - \left( Iq + \frac{2 \cdot Ma \cdot Ud}{X} \right)^2} \tag{4.3.5.1.4}$$

Los límites de las consignas de corriente aplicables al control del inversor de la Tesis para valores de  $Ma=0,9$  y  $Ma=1$  son los mostrados en la figura 4.3.4.1.1. Corresponden a valores de  $UDC=400\text{ V}$ ,  $Uf=132\text{ V}$  y  $Xred=1,13\ \Omega$ . (equivalente al diagrama P/Q mostrado en la figura 4.3.3.2.2)

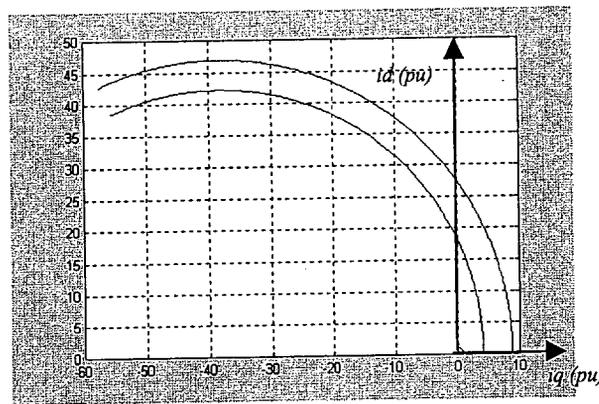


Figura 4.3.4.1.1. Límites  $I_d/I_q$  (pu) para  $Ma=0,9$  y  $Ma=1$  ( $UDC=400\text{ V}$ ,  $Uf=132\text{ V}$ )

En la práctica es posible realizar un seguimiento del módulo del fasor de referencia hasta que la tensión modulada de salida del convertidor converge en onda cuadrada, es decir, hasta que el índice de modulación de amplitud alcance el valor de  $Ma=Ma_3=1,15$  (apartado 2.6.3). Por lo tanto, es este estudio práctico resulta de interés considerar el límite establecido por (4.3.4.1.1) como dos circunferencias límite distintas atendiendo al valor máximo que pueda tomar la relación entre la tensión de continua y la componente fundamental de la tensión de salida del inversor; estas son

- **Circunferencia Límite 1.1** : Si se impone que el inversor:
  - siga a las referencias
  - lo haga con una corriente de salida senoidal con bajo contenido armónico,

se establecerá el límite para un valor de  $Ma=1$ .

- **Circunferencia Límite 1.2** : Si se impone que el inversor :

- siga a las referencias aunque el incremento de la distorsión de la corriente de salida sea elevado,

se establecerá el límite en  $Ma=Ma3=1,15$ .

En la zona limitada por ambas circunferencias ( $Ma \in [1, 1,15]$ ), si se continúa empleando una modulación vectorial clásica, el índice de penetración armónico resulta más elevado. Tal y como fue descrito en 2.6, si se desea evitar tal distorsión, se ha de emplear una técnica digital de eliminación de pulsos hasta la convergencia a onda cuadrada de tensión. Referencias de tensión que produzcan índices de modulación superiores a 1,15 generan igualmente tensiones de salida con forma de onda cuadrada, por lo que el inversor no es capaz de seguir las referencias que se le imponen. Una posible ampliación de los límites  $I_d/I_q$  en sobremodulación, posibilita el eliminar el transformador de conexión (si se trabaja con el máximo valor permitido de  $U_{DC}$ ); en la figura 4.3.4.1.2 se presenta esta posibilidad (sector entre eje  $I_d=0$  y la circunferencia límite correspondiente a  $Ma=1,15$

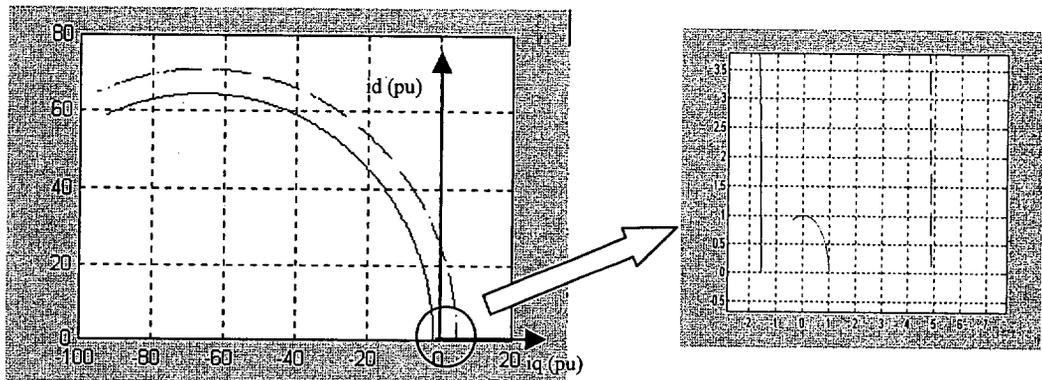


Figura 4.3.4.1.2. Límites  $I_d/I_q$  (pu) para  $Ma=1$  y  $Ma=1,15$  (- -).  
( $U_{DC}=550$  V,  $U_f=230$  V). Límite impuesto por la corriente(- -)

Se validaron los mencionados límites de funcionamiento en el inversor del prototipo; en el apartado 4.5 se presentan los resultados experimentales.

## 4.4 Consideraciones para la implementación práctica del control del inversor

### 4.4.1 Medida y adquisición de las señales precisas para controlar el inversor

Las señales que se han medido para la implementación del control del inversor son:

- **3 señales analógicas:** dos corrientes de fase y la tensión de la etapa de corriente continua.

Los transductores empleados para medir las señales analógicas son de efecto Hall; en el apartado 3.5.2 se comentó su modo de funcionamiento y particularidades. En este mismo apartado se detalla en ancho de banda de los convertidores AD de la tarjeta, y de nuevo, se comprueba que los convertidores cumplen ampliamente los requisitos, ya que el tiempo de muestreo (impuesto fundamentalmente por el tiempo de procesamiento de los algoritmos de control del inversor) es muy superior al mínimo permitido. Al igual que se hizo con las entradas analógicas de la tarjeta que controla el rectificador (3.5.2), se han protegido las 4 entradas analógicas de la tarjeta que controla el inversor frente a una eventual sobretensión mediante 4 circuitos seguidor de emisor (figura 3.5.3.2).

- **1 señal digital:** pulsos que informen sobre la posición del máximo de la tensión de red.

Con objeto de implementar un método sencillo para obtener en cada ciclo la posición del máximo de la tensión de red de la fase a,  $u_a$ , se ha dispuesto un circuito que genera un flanco positivo cuando detecta el paso por cero de la tensión de línea de la red  $u_{bc}$

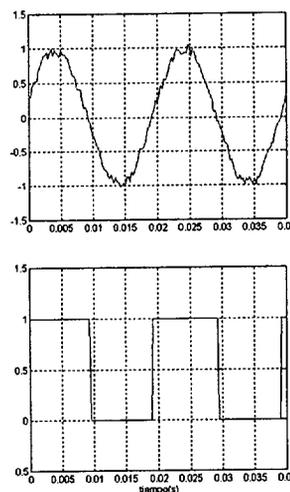


Figura 4.4.1.1: Tensión  $u_{bc}$  medida (p.u.) y señal cuadrada generada por el paso por cero.

(figura 4.4.1.1). Compara la señal de entrada  $u_{ab}$ , con la señal de referencia cero y devuelve un pulso positivo si la diferencia así lo es. Con este objetivo se construyó un comparador de señal por medio de un amplificador operacional (LM 324) como se muestra en la figura 4.4.1.2.

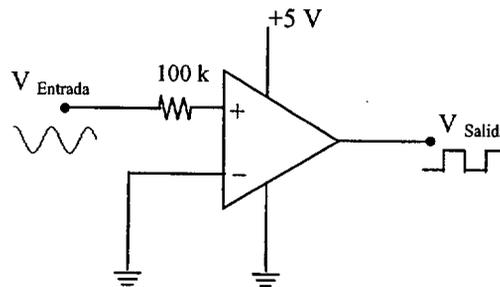


Fig. 4.4.1.2 Comparador para la detección del paso por cero de la tensión  $u_{bc}$

Se genera así una señal pulsada del tipo TTL (y por lo tanto está saturada a los valores 0 y +5 V) adecuada al tipo de entrada digital requerido por la tarjeta DS 1102.

Cada vez que se detecta el flanco de subida de la señal digital (es decir, una vez por período,  $T$ , de la onda  $u_a$ ) se pone a cero el registro interno (“posición”) en donde se va acumulando el valor de la posición del máximo de la tensión  $u_a$ . En cada paso de integración ( $T_s$ ) este registro se incrementa en un valor de:

$$\frac{2\pi \cdot T_s}{T}$$

El valor límite que alcanza este registro es de  $2\pi$  radianes.

En la figura 4.4.1.3 b) se presenta la evolución del valor del registro “posición” en un tiempo  $4T$  (se reciben 4 pulsos (figura 4.4.1.3 a)) de detección del paso por cero de la tensión  $u_{ab}$ ) Se ha indicado además el valor que adquiere el registro “sector” en donde se acumula la identificación del sector en el que se encuentra el fasor de referencia de la tensión del inversor, según se detalló en el apartado 2.6. Todas las señales han sido adquiridas en tiempo real en uno de los ensayos realizados en zona lineal, en el prototipo desarrollado.

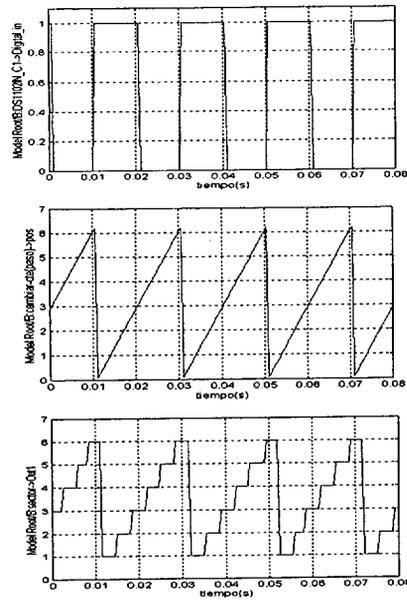


Figura 4.4.1.3 Medidas experimentales: a) entrada digital : pulsos de paso por cero de ubc; b) registro "posición" ; c) registro "sector" en un tiempo  $4T$ .

#### 4.4.2 Variación de consignas en tiempo real

Con objeto de poder variar las referencias de potencia reactiva la corriente y de la tensión de continua (para hacer la carga inicial del condensador así como la elección del valor de tensión a mantener) se ha desarrollado un panel de control (figura 4.4.2.1) mediante la herramienta software *Cockpit*. Para que esta herramienta sea más versátil y pueda ser empleada con otros inversores y otras cargas, se ha incorporado la posibilidad de variar otros parámetros del sistema de regulación en tiempo real. Para realizar un ajuste adecuado de los reguladores se han incluido los parámetros proporcional e integral de cada uno de los tres reguladores implicados, así como sus límites de saturación.

Este panel de variación de parámetros posibilita, junto con el programa *Trace* de visualización de variables, un ajuste en tiempo real de los reguladores.

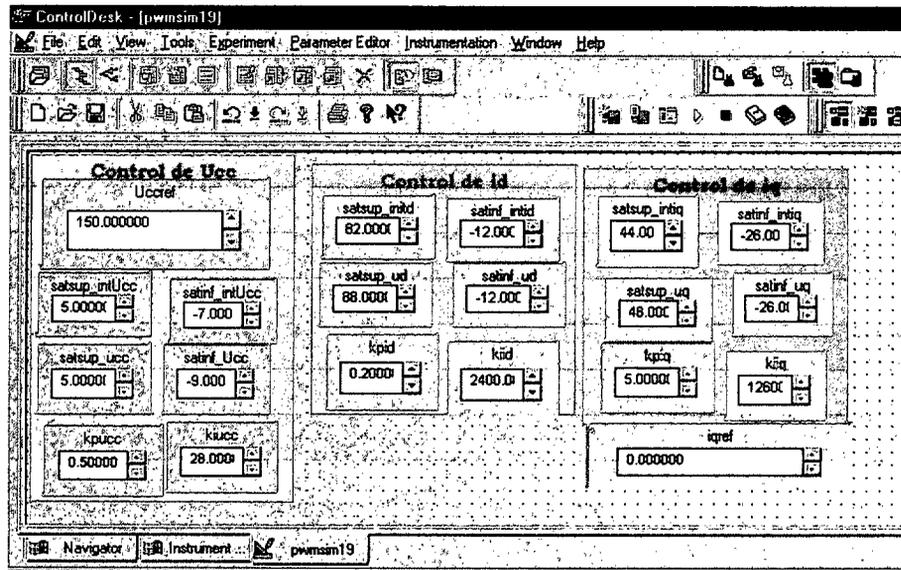


Figura 4.4.2.1 Panel desarrollado para controlar los parámetros involucrados en la regulación del inversor en tiempo real

### 4.5 Seguimiento de las consignas de potencia impuestas al inversor conectado a red. Resultados experimentales.

A lo largo del apartado 4.5 se mostrarán algunos de los resultados obtenidos en el inversor del prototipo con el fin de:

- comprobar que el ajuste de los reguladores realizado en el apartado 4.2 es adecuado.
- evaluar la necesidad o no de incluir señales de compensación
- validar el dimensionado del inversor y el diagrama de límites de funcionamiento

Para ello, se analizará la respuesta del inversor dentro y fuera de los límites calculados mediante la aplicación de escalones de potencia activa y reactiva. Las pruebas que se realizaron sobre el inversor del prototipo para determinar la zona de funcionamiento del inversor fueron principalmente de dos tipos: en el cuadrante 1 (inversor en zona inductiva), se aplicaron escalones de potencia activa y reactiva dentro y fuera de los límites estipulados en el apartado 4.3 y en el cuadrante 2 (inversor en zona capacitiva), se aplicaron escalones de potencia reactiva dentro de los límites estipulados.

#### 4.5.1 Seguimiento de la referencia de potencia reactiva

Con el objeto de probar el funcionamiento del inversor para índices de modulación de amplitud superiores a la unidad se ha utilizado una reactancia de conexión a red superior a la que se empleará en el prototipo final; de esta manera no es necesario aumentar la corriente máxima soportada por los elementos de conexión; una manera posible de probar el funcionamiento del inversor en sobremodulación sería mantener la reactancia de filtrado en el

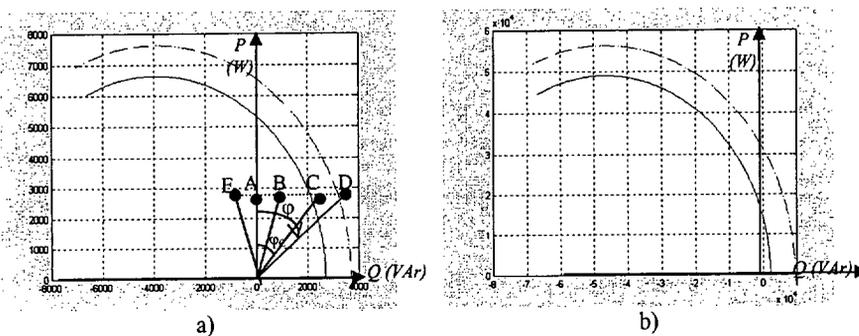


Figura 4.5.1.1 a) Diagrama de límites  $P(W)/Q(VAr)$  con  $X_{red}=13,5 \Omega$  Referencias de potencia impuestas al inversor, b) Diagrama de límites  $P/Q$  con  $X_{red}=1,13 \Omega$

valor calculado ( $1,13 \Omega$ ), y disminuir la tensión  $U_{DC}$  hasta que el diagrama  $P/Q$  de límites de funcionamiento para  $Ma=1$  se aproxime a la circunferencia límite impuesta por la corriente máxima; de este modo se obtiene el diagrama mostrado en la figura 4.5.1.1b). Se aprecia como un incremento del índice  $Ma$  de un 15% (circunferencia en trazo discontinuo) supone un incremento importante en la zona de funcionamiento del inversor, que obliga a incrementar notablemente la corriente  $I_{max}$  para poder hacer pruebas en esta zona y fuera de ella. Sin embargo, la circunferencia límite para  $Ma=1,15$  (figura 4.5.1.1a)) obtenida cuando se emplea una reactancia de  $X_{red}=13,5 \Omega$ , es alcanzable con los elementos dimensionados para el valor de la corriente  $I_{max}$  fijado. Los resultados que se presentan fueron obtenidos en las siguientes condiciones: tensión del bus de continua:  $U_{DC}= 550 V$ , tensión de fase en la red:  $U_f=132 V$ . En los experimentos que siguen se empleó una frecuencia de conmutación de los IGBT's de 3000 Hz ( $mf = 60$ ).

En la figura 4.5.1.2 se presenta la reacción satisfactoria del inversor de la aplicación cuando opera dentro de sus límites de funcionamiento. Desde el tiempo de inicio hasta 0,02 segundos, las referencias de potencia impuestas fueron de  $2,8 kW$  y  $0 kVar$ , punto A de la figura 4.5.1.1 ( $Ma=0,8$ ). El inversor es capaz de operar en el punto  $P-Q$  referido manteniendo una corriente senoidal (figura 4.5.1.2 b). Se observa además que la respuesta de  $I_d$  es rápida y sin sobreoscilación, lo que permite afirmar que el ajuste de los reguladores es adecuado y que no precisa señales de compensación.

Los armónicos de corriente se concentran en torno a  $mf=60$  y sus múltiplos (el espectro de

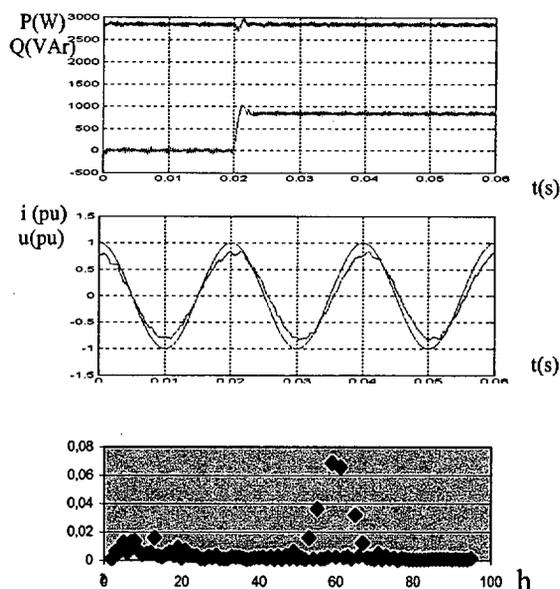


Figura 4.5.1.2 a) Respuestas  $P(W)$  (—) y  $Q(VAr)$  (---) dentro de los límites de funcionamiento, b) tensión (pu) y corriente (pu) inyectada en la red c) Espectro armónico de la corriente ( $h=2$  to 100)

frecuencia, -hasta el armónico de orden 100- se muestra en la figura 4.5.1.2 c)). También se muestra la respuesta del inversor cuando se aplica un escalón de potencia reactiva dentro de los límites de la zona lineal. La consigna enviada es (2,8 kW, 0,85 kVAr) (este estado corresponde al punto B de la figura 4.5.1.1a)). De nuevo el inversor es capaz de operar en el punto P-Q referido manteniendo una corriente senoidal.

En la figura 4.5.1.3 se muestra el comportamiento del inversor en zona de sobremodulación ( $1 < Ma < 1,15$ ). Las referencias de potencia pasan de (2,8 kW, 0 kVAr) a valer (2,8 kW, 2,2 kVAr) en el instante 0,02 segundos (consigna correspondiente al punto C de la figura 4.5.1.1a)); se trabaja con un  $Ma = 1,03$ . El inversor sigue las referencias impuestas, pero la corriente se distorsiona considerablemente (figura 4.5.1.3 b), apareciendo armónicos de menor frecuencia (figura 4.5.1.3 c)). La diferencia de fase entre la tensión de red y la corriente es  $\phi_C$  (figura 4.5.1.1a)).

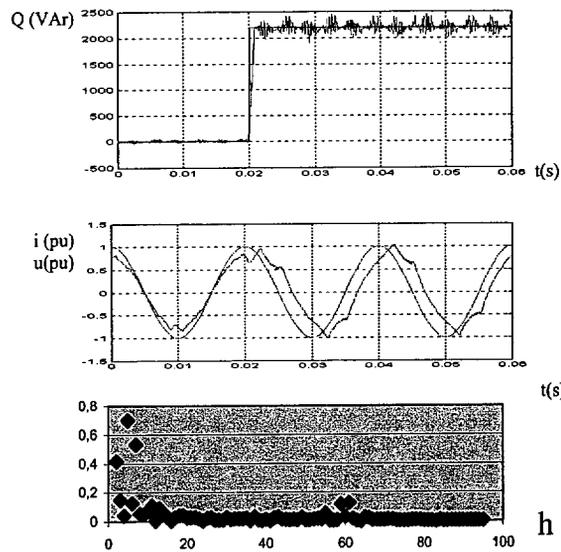


Figura 4.5.1.3: a) Respuestas P(W) /Q(VAr) para  $Ma > 1,15$ , b) Tensión de red (pu) y corriente inyectada en la red (pu) c) Espectro armónico de la corriente ( $h=2$  to 100)

En la figura 4.5.1.4 se presenta el comportamiento del inversor fuera de sus límites de funcionamiento ( $Ma > 1,15$ ). La referencia de potencia activa se mantiene en 2,8 kW, mientras que la de reactiva inyectada a red aumenta hasta 3,8 kVAr (punto D de la figura 4.5.1.1a)). Se aprecia una mayor distorsión de la corriente (figura 4.5.1.4 b)); la forma de onda de la corriente corresponde a la un inversor de onda cuadrada. Se ha superado la máxima capacidad del inversor, por lo que el inversor no sigue la referencia de potencia reactiva que de él se requiere.

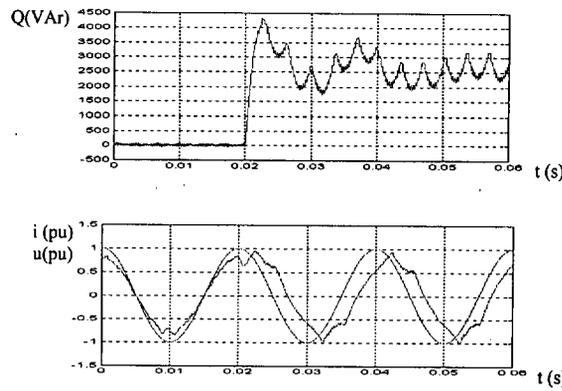


Figura 4.5.1.4 a) Respuesta  $Q(VAr)$  para  $Ma=1,2$ ; b) Tensión de red y corriente inyectada (pu)

Finalmente (figura 4.5.1.5.) se presentan los resultados obtenidos dentro de la zona de límites de funcionamiento del inversor, manteniendo la potencia activa en  $3\text{ kW}$  y provocando que el inversor absorba potencia reactiva de la red; en este caso la circunferencia de límites está mucho más alejada que en el primer cuadrante de funcionamiento y es la corriente de diseño de los elementos constituyentes del inversor la que limitaría su capacidad. Se aplica sobre el control un escalón de corriente en cuadratura  $I_q$  que equivale a un variación en la absorción de potencia reactiva de la red de  $0$  a  $1,5\text{ kVAr}$  (figura 4.5.1.5b)). La corriente (figura 4.5.1.5c)) se deforma exclusivamente en el régimen transitorio. Fuera de la circunferencia límite de  $Ma=1,15$ , los tiempos de disparo de los IGBT's del inversor están saturados al valor que corresponde a la mencionada circunferencia.

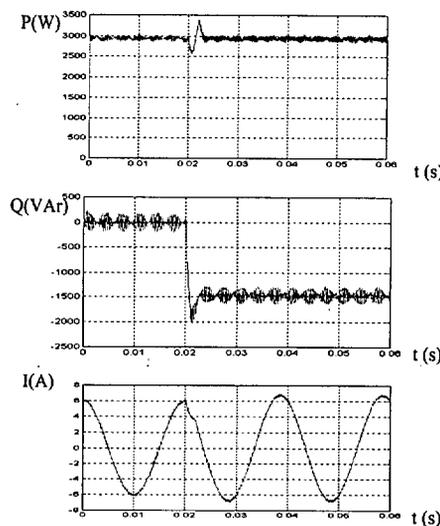


Figura 4.5.1.5 Respuesta de a)  $P(W)$ , b)  $Q(VAr)$  aplicada al control del inversor y c) corriente  $i_a(t)$  (A) dentro de los límites

En la figura 4.5.1.5 se puede observar con mayor claridad la influencia del índice de modulación de amplitud en la forma de la corriente de salida del inversor, y en especial la deformación que sufre al penetrar en zona de sobremodulación. En la segunda zona de sobremodulación se aprecia que la forma de onda de la corriente corresponde a la de modulación de onda cuadrada. El índice de modulación de frecuencia empleado en la generación de los pulsos de disparo de los semiconductores del inversor fue de  $mf=60$ ; se incorporó un filtro inductivo entre la salida del inversor y la red.

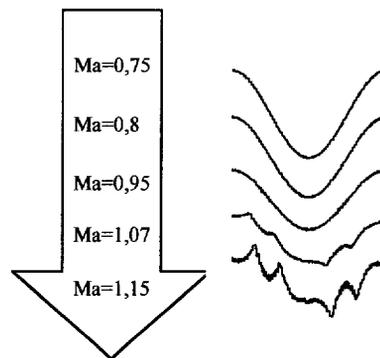


Figura 4.5.1.5 Evolución de la forma de onda de la corriente al aumentar  $Ma$

Por último se presenta la respuesta del inversor cuando se aplica un escalón de potencia reactiva que haga penetrar al inversor en la zona inductiva del diagrama de límites. Como ya no es objetivo penetrar en zona de sobremodulación, se trabaja en las condiciones establecidas en el apartado 4.3: tensión del bus de continua:  $UDC=400\text{ V}$ , tensión de fase en la red:  $Uf=132\text{ V}$ , y se emplea la reactancia de filtrado habitual de valor  $X_{red}=1,13\ \Omega$ . En la figura 4.5.1.6 se muestra la respuesta de la potencia reactiva ante un cambio en la consigna de la corriente  $I_q$  que obliga al inversor a trabajar en la zona inductiva; se puede observar en la figura 4.5.1.6c) la tensión  $U_{DC}$  apenas presenta perturbación alguna en el transitorio. Se ha ampliado la zona en que se produce el cambio de consigna con objeto de apreciar el cambio en el desfase entre la tensión y la corriente (figura 4.5.1.6b)).

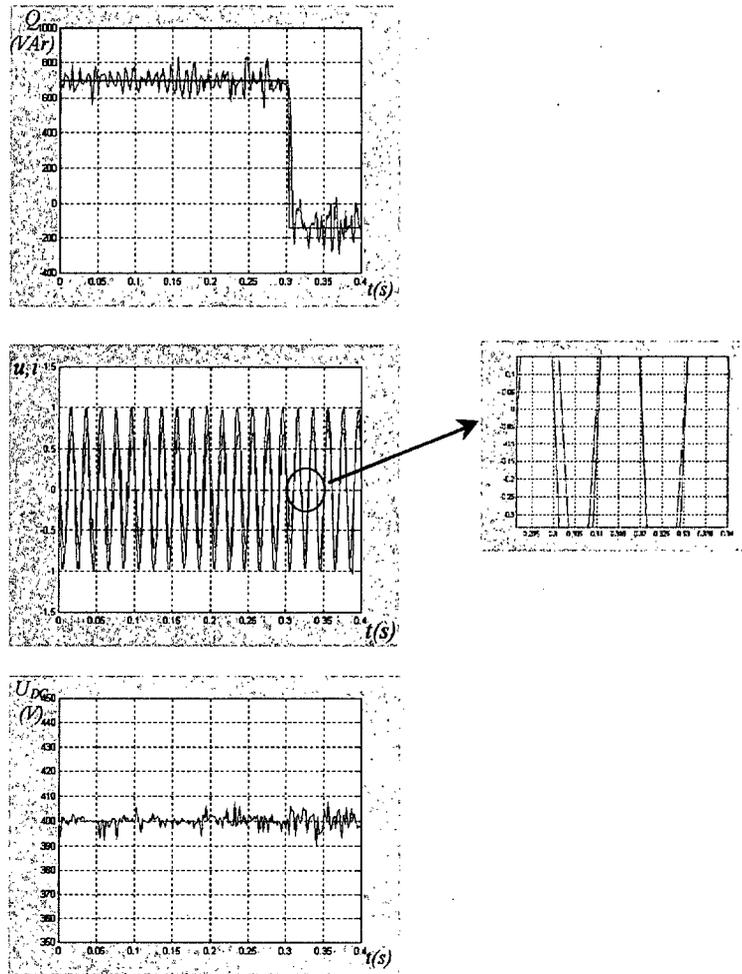


Figura 4.5.1.6 Cambio en la consigna de  $Q$  a la zona inductiva: a)  $Q$ (Var), b)  $u$  (pu),  $i$ (pu), c)  $U_{DC}$ (V)

#### 4.5.2 Seguimiento de la referencia de potencia activa

Una vez comprobado el ajuste del regulador de corriente (el mismo para los dos lazos internos de corriente) se analiza la respuesta del inversor ante la variación de la tensión de la etapa de corriente continua. Las condiciones de contorno son: tensión de red  $U_f=132\text{ V}$  y reactancia de filtrado  $X_{red}=1,13\ \Omega$

Para reajustar en tiempo real los parámetros de los reguladores previamente calculados (apartado 4.2), se cargó el condensador hasta una tensión de 300 V y se sometió a la referencia de tensión de la etapa de continua a un escalón de -50 Voltios; la respuesta obtenida para el

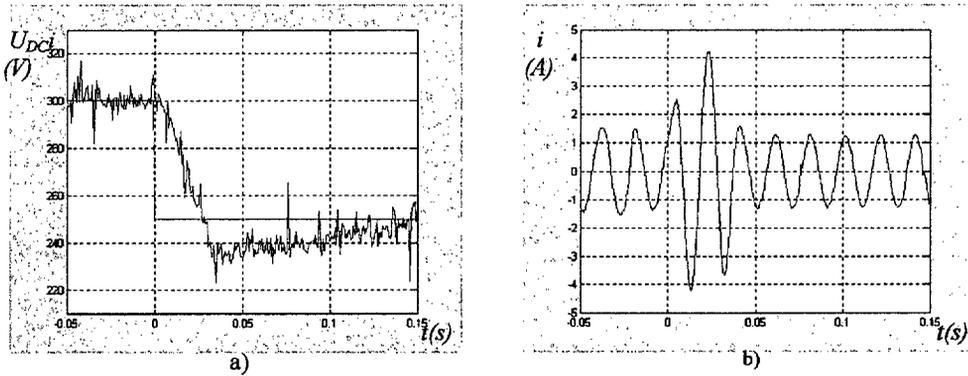


Figura 4.5.2.1 a) Cambio en la referencia de  $U_{DC}$  (V), b) corriente (A)

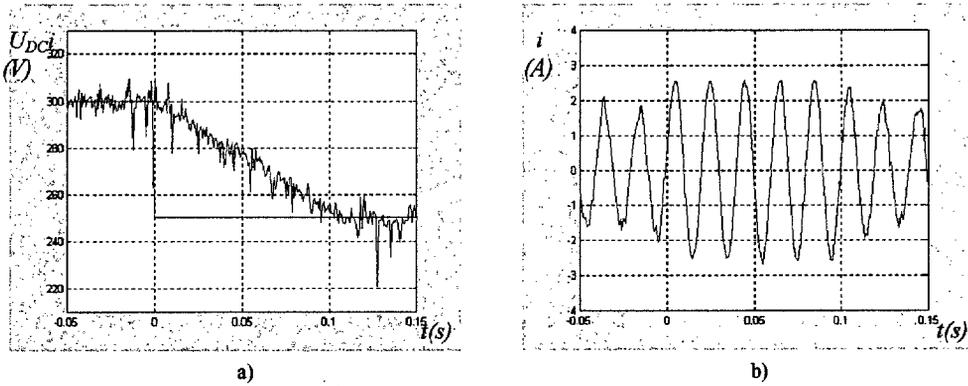


Figura 4.5.2.2 a) Cambio en la referencia de  $U_{DC}$  (V), b) corriente (A)

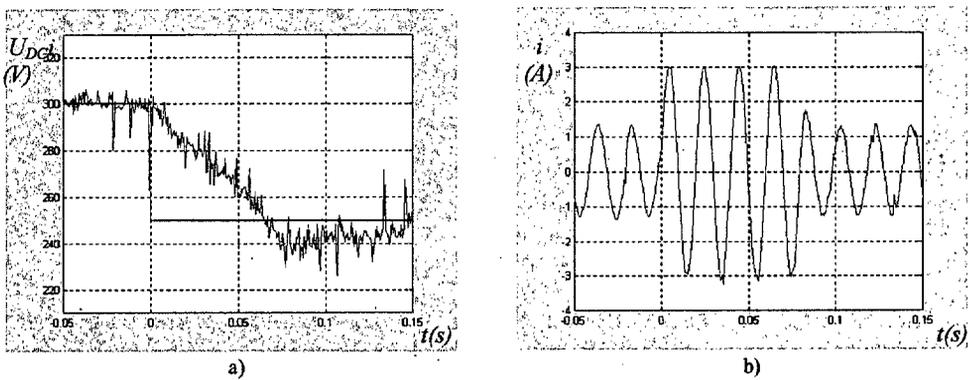


Figura 4.5.2.3 a) Cambio en la referencia de  $U_{DC}$  (V), b) corriente (A)

regulador calculado en el apartado 4.2 resulta excesivamente rápida (figura 4.5.2.1a), con el consiguiente incremento en los picos de corriente en régimen transitorio; se optó por emplear un regulador con una constante de tiempo un poco superior a la calculada; en las figuras 4.5.2.2 y 4.5.2.3 se muestran dos ejemplos de los efectos que este incremento produce. Finalmente se

optó por emplear un regulador con una proporcional  $k_p=2$  y una constante integral  $k_i = 8000$  (figura 4.5.2.2).

### 4.5.3 Tensión de alterna del inversor en las dos zonas de sobremodulación

Se han tomado muestras de la tensión de línea a la salida del inversor para diversos valores de la tensión de la etapa continua, con el objetivo de que el índice de modulación tome los valores de:  $Ma=1$  ,  $Ma=1,04$  ,  $Ma=1,09$  ,  $Ma=1,12$  y  $Ma=1,16$ . Se empleó un índice de modulación de frecuencia de  $mf = 60$  y se sincronizó la onda referencia de la tensión de red con con el muestreador; se capturaron en pantalla 1 de cada 20 muestras.

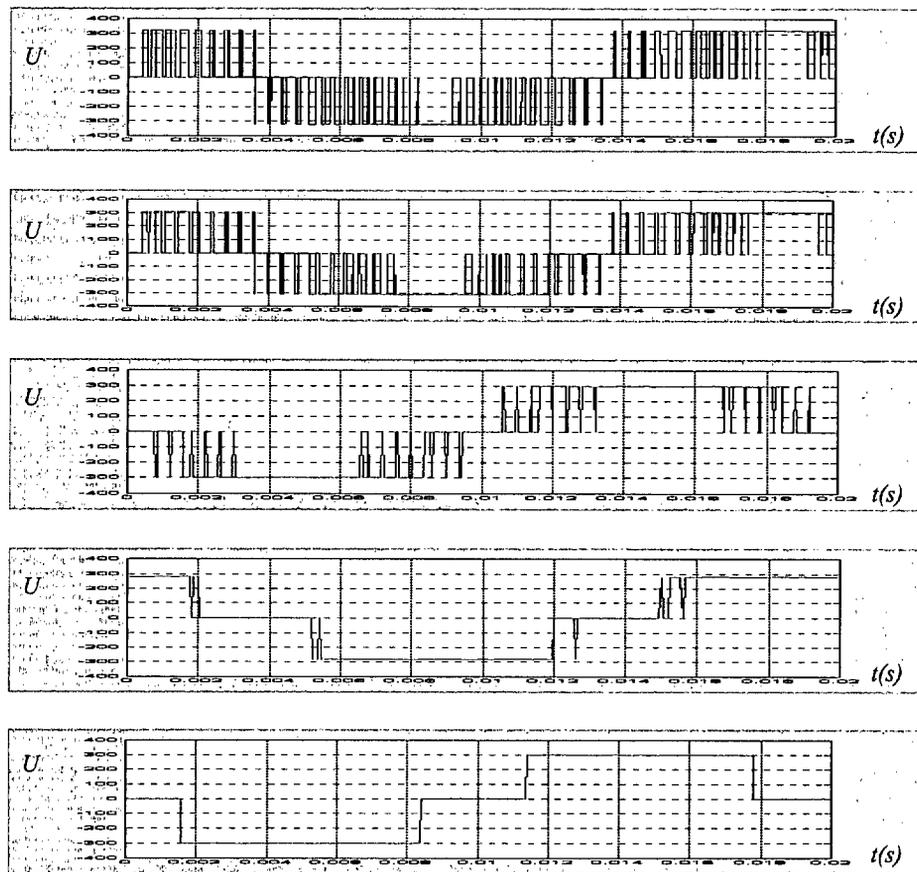


Figura 4.5.3.1 Tensión de línea (V) a la salida del inversor para  $Ma=1$ ,  $Ma=1,04$  ,  $Ma=1,09$  ,  $Ma=1,12$  y  $Ma=1,16$

En la figura 4.5.3.2 se puede comprobar como aumenta la amplitud de los armónicos de la tensión de baja frecuencia con el incremento del índice  $Ma$ .

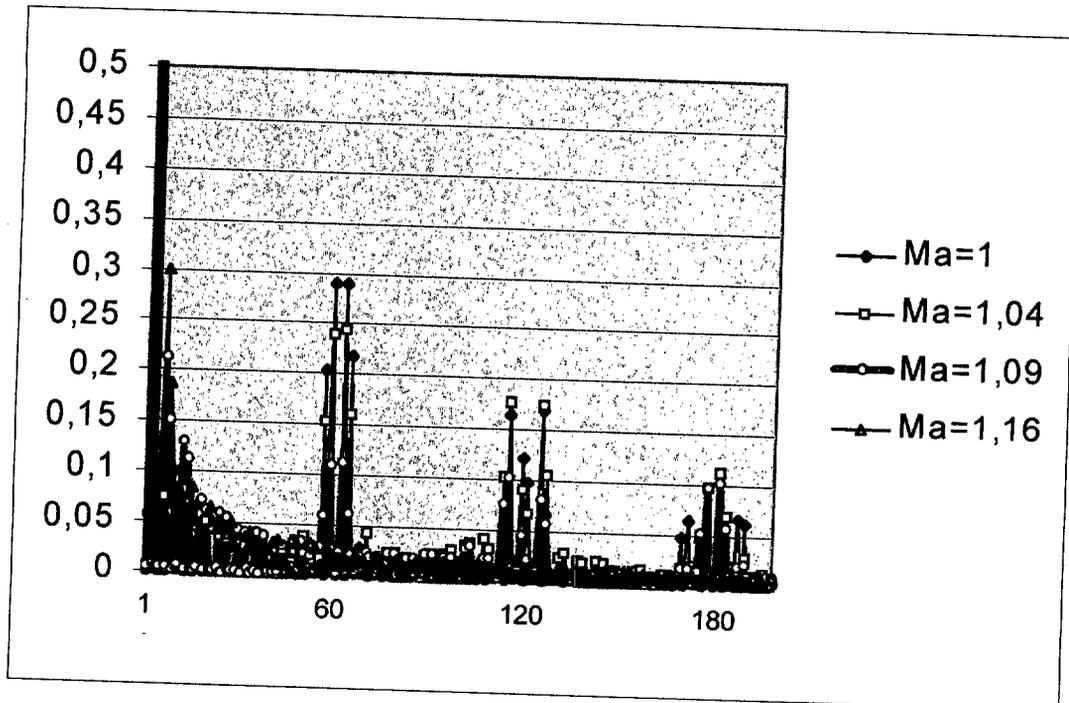


Figura 4.5.3.2: Espectro armónico de la tensión para varios valores de  $Ma$ .

## **CAPÍTULO 5**

### **CONTROL DEL SISTEMA AEROGENERADOR**

---

En el presente capítulo se analizan las posibles estrategias de regulación del sistema eólico de velocidad variable descrito. Se presentan los resultados experimentales del funcionamiento en bucle cerrado del sistema de control del aerogenerador, tanto a carga parcial como a plena carga (cuando actúa el regulador del paso de pala). Se confirma el seguimiento del punto de máxima potencia en el primer tramo funcionamiento a carga parcial, con referencias de id nula y de máximo rendimiento. Se comprueba el adecuado comportamiento del sistema en el arranque y ante entradas de viento turbulento medidas en campo o ráfagas de viento extremas.

---



## 5. CONTROL DEL SISTEMA AEROGENERADOR

Como se indicó en el capítulo 3, el control que se realiza sobre el convertidor conectado en bornas del generador es un control vectorial que permite controlar a voluntad las componentes  $d$  y  $q$  de la corriente estática. Los criterios propuestos para establecer la consigna de la componente magnetizante de la corriente (componente  $Id$ ) fueron justificados en el apartado 3.1. En este capítulo (apartado 5.1) se muestra el modo de generar la consigna de la componente de par ( $Iq$ ) de la corriente con el objetivo de extraer la máxima potencia del viento incidente sobre la aeroturbina respetando las restricciones impuestas al sistema, esto es, no sobrepasar la potencia asignada del generador y no sobrepasar la velocidad máxima de giro de la turbina; con este fin se realizará un control coordinado del ángulo de paso de pala (o ángulo de calado, es decir el ángulo que forma la línea de sustentación nula del perfil con el plano de giro del rotor) y del generador. Como conclusión del apartado se establece la estrategia de funcionamiento del aerogenerador de velocidad variable y paso variable en todo su rango de funcionamiento.

En el apartado 5.2 se muestran los resultados experimentales obtenidos en el prototipo desarrollado utilizando como entrada diferentes condiciones de viento.

### 5.1 Estrategia de regulación del aerogenerador

En tanto la potencia generada sea inferior a la potencia asignada del generador (en el intervalo de velocidades del viento comprendido entre la velocidad de conexión,  $v_0$ , y la velocidad del viento nominal, a la que se alcanza la potencia nominal del generador,  $v_N$ ), con objeto de extraer la máxima potencia del viento incidente, se trabajará con el ángulo de calado del perfil  $\beta_{opt}$  que proporcione el máximo coeficiente de potencia (figura 2.3.1.1). Manteniendo constante el ángulo de calado del perfil a carga parcial, se somete a menores esfuerzos al mecanismo de variación de paso de pala y en general a toda la estructura de la aeroturbina.

El sistema de regulación desarrollado en esta Tesis pretende ser de aplicación general a un sistema de generación eólica de velocidad variable con GSIP, acoplado a la red por lo que el sistema emulador de la turbina precisa de una curva  $cp(\lambda, \beta)$  similar a las empleadas en turbinas

de gran potencia. A partir de la curva característica de la aeroturbina para el ángulo de calado óptimo  $cp(\lambda, \beta_{opt})$ , se ha de determinar la estrategia de regulación del aerogenerador (es decir la relación entre la potencia generada y la velocidad de giro).

En el intervalo de velocidades comprendido entre la velocidad de conexión y la velocidad nominal del viento el control del sistema recae sobre el generador (se trabaja con un ángulo de paso de pala constante). En esta zona cabe distinguir dos tramos ([WEFEL93], [MILLE97]):

- **Tramo I:** en tanto no se alcance la velocidad de giro máxima admisible en la turbina se trabajará siguiendo el punto de máxima potencia. La velocidad de giro máxima de la aeroturbina viene limitada por consideraciones estructurales (fuerzas centrífugas, esfuerzos sobre la torre) o aerodinámicas (fenómenos no estacionarios a elevadas velocidades de giro, compresibilidad del aire, etc).
- **Tramo II:** desde aquella velocidad del viento a la que se alcance la velocidad de giro máxima admisible hasta que se alcance la potencia máxima del generador, el generador debe contribuir a limitar la velocidad de giro. De esta forma, en este tramo, la velocidad debe mantenerse prácticamente constante. En esta zona, a pesar de que el coeficiente de potencia va disminuyendo, conforme aumenta la velocidad del viento la potencia generada aumenta.

Por ser el caso más general, hasta aquí se ha supuesto que la velocidad de giro máxima admisible se alcanza antes que la potencia máxima del generador. En este sentido, el diseño de la instalación depende de la rentabilidad del sistema; a lo largo del apartado 5.1.1 se analizará cual es la turbina más conveniente para el generador del que se dispone y para un emplazamiento dado. No se dará nunca el caso de que, si la potencia del generador utilizado es reducida, se alcance antes el límite que corresponde a la potencia nominal del generador que el que corresponde a la máxima velocidad de giro. Este estudio se realiza en el apartado 5.1.1.

En el apartado 5.1.2 se indica el esquema de control preciso para conseguir que el generador siga la estrategia indicada. Una vez alcanzada la velocidad nominal del viento  $v_N$  (y hasta la velocidad de desconexión  $v_{DES}$ ), con objeto de no sobrepasar la potencia asignada del generador ni la velocidad máxima admisible, el control se llevará a cabo mediante la actuación conjunta del convertidor electrónico y del regulador del ángulo de calado de las palas (apartado 5.1.3).

En el apartado 5.1.4 se indica la forma de calcular las velocidades del viento de conexión, de desconexión y nominal.

### 5.1.1 Intervalo de velocidades del viento en el que el generador trabaja a carga parcial

Se dispone de un generador comercial y se desea calcular cuál es la turbina más adecuada a la que acoplarlo; el radio de la turbina dependerá del tipo de emplazamiento donde vaya a ser ubicada<sup>1</sup>.

Para ello se partirá de una curva  $c_p(\lambda, \beta_{opt})$  de una turbina real (procedente del catálogo de la empresa Jeumont) y de los datos del generador del que se dispone; se calculará el radio de la turbina que optimice el cociente energía promedio generada por  $m^2$  de área barrida por el rotor en un emplazamiento dado. De este modo se elegirá una turbina de radio  $R$ , que garantice que para el emplazamiento elegido, un incremento  $\Delta R$  sobre el valor elegido, no permite aumentar el cociente energía promedio entre área barrida por las palas.

En el caso de que se dispusiera de una turbina eólica con un perfil y con un radio determinados, para obtener la potencia nominal del generador a emplear habría que calcular la energía anual extraída para diferentes generadores y elegir aquella solución que proporcione el cociente entre energía anual generada y coste de la aeroturbina más favorable. Dado que el sistema desarrollado en esta Tesis es un modelo a escala de una turbina de gran potencia, en la curva de operación de la turbina se incluirán los dos tramos de funcionamiento especificados al comienzo del apartado 5.1. A continuación se especifica la potencia generada por el aerogenerador en cada tramo de regulación, para así poder determinar la energía promedio generada.

## I. TRAMO I: REGULACIÓN DE SEGUIMIENTO DEL PUNTO DE MÁXIMA POTENCIA

En el primer tramo de velocidades del viento, el objetivo perseguido es trabajar en el punto de máxima potencia de la turbina eólica, lo cual se produce cuando el valor

<sup>1</sup> Resulta frecuente ver en los catálogos de aerogeneradores comerciales, como un mismo generador es utilizado con turbinas de distinto radio en función de su futura ubicación. Como ejemplos, señalar dos de velocidad variable y paso variable: el aerogenerador D6 [DeWind] de 1250 kW de potencia nominal, lleva una turbina de 62 m de diámetro si se sitúa en un emplazamiento de clase II [IEC61400-1] o una turbina de 64 m de diámetro si se sitúa en un emplazamiento con viento de clase III; el aerogenerador E-40 [Enercon] de 600 kW de potencia nominal está unido a una turbina de 40 m de diámetro si se sitúa en un emplazamiento de clase I [IEC61400-1] o una turbina de 44 m de diámetro si se sitúa en un emplazamiento con viento de clase II.

del coeficiente de velocidad específica en punta de pala ( $\lambda$ ) es el óptimo. Cuando la turbina trabaje en ese punto óptimo, el par mecánico que desarrolla sigue una característica par-velocidad de giro cuadrática.

$$T = \frac{\frac{1}{2} \cdot \rho \cdot \pi \cdot R^2 \cdot v_1^3 \cdot cp}{\Omega} = \frac{\frac{1}{2} \cdot \rho \cdot \pi \cdot R^5 \cdot cp}{\lambda^3} \cdot \Omega^2 \tag{5.1.1.1}$$

En este tramo, el par de referencia del generador se obtiene a partir de la velocidad de giro del generador (medida):

$$T_{P \max} = k_{P \max} \cdot \Omega_{opt}^2, \tag{5.1.1.2}$$

siendo  $k_{P \max} = \frac{\frac{1}{2} \rho \pi R_t^5 cp_{\max}}{\lambda_{opt}^3}$

A partir de la medida de la velocidad de la turbina (en el prototipo experimental, la velocidad del generador dividida entre la relación de vueltas de la caja multiplicadora de velocidad) y mediante la ecuación (5.1.1.2), se determina la señal de referencia al bucle interno de control.

En la figura 5.1.1.1 b) se muestra la evolución del par de referencia en este tramo al variar la velocidad de giro (curva negra de trazo continuo). En la misma figura se muestran las curvas que proporcionan el par desarrollado por la turbina en función de la velocidad de giro para diferentes valores de la velocidad del viento (entre 9 y 14 m/s).

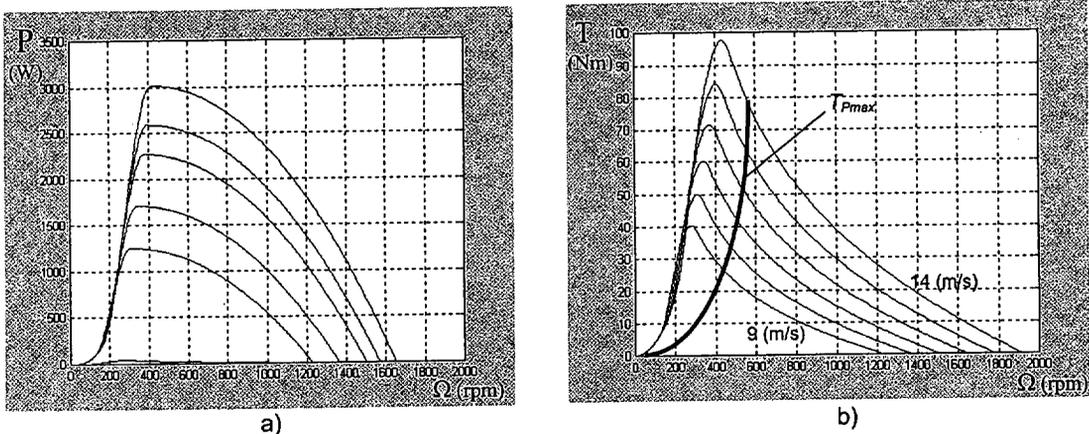


Figura 5.1.1.1 a) Curvas de potencia y b) curvas de par de la aeroturbina en función de la velocidad de giro para vientos de velocidad media entre 9 y 14 m/s

## II. TRAMO II: EN EL QUE SE MANTIENE LA VELOCIDAD DE GIRO CONSTANTE A CARGA PARCIAL

Como se ha indicado anteriormente, en una turbina eólica la velocidad de giro debe ser limitada por consideraciones estructurales y aerodinámicas (especialmente si el radio de la turbina es elevado).

La relación entre la máxima potencia del generador y la de la aeroturbina puede ser de dos tipos:

- Una primera posibilidad es que la potencia del generador sea igual a la que corresponde al punto de máxima potencia de la aeroturbina a la velocidad de giro máxima. El tramo II, en este caso no existe.
- Otra posibilidad es que la potencia nominal del generador sea algo superior a la de la aeroturbina. De este modo se alcanza antes el límite de velocidad de giro que el de potencia. Hasta alcanzar la velocidad máxima, el coeficiente de potencia se debe mantener en su valor máximo. Al aumentar la velocidad del viento y mantenerse la velocidad de giro en su valor máximo, el coeficiente de velocidad específica  $\lambda$  disminuye; consecuentemente, en este tramo, el coeficiente  $c_p$  se reduce conforme a la curva característica  $c_p(\lambda, \beta_{opt})$ ; pero como en relación, la disminución de  $c_p$  es menor que el incremento de la potencia (función de la velocidad al cubo), la potencia generada aumenta.

La segunda posibilidad citada permite aumentar la energía anual generada por una turbina de un radio determinado, y con ello optimizar la rentabilidad de la inversión.

A continuación se determina la energía promedio generada por una aeroturbina de radio genérico  $R$ , en un emplazamiento dado.

El dato característico del emplazamiento es la distribución de probabilidad de la velocidad del viento. Esta distribución de probabilidad se obtiene a partir de datos meteorológicos medidos a una altura de 10 metros, tomando medidas cada 10 minutos a lo largo de un año. Dado que la altura del buje de los aerogeneradores modernos (de potencias entre 600 y 1500 kW) está entre 40 y 80 metros, se han de corregir las velocidades de viento medias del emplazamiento en función de la altura del buje del aerogenerador y del tipo de terreno (rugosidad). Se ha elegido una distribución de probabilidad típica de la velocidad media del viento en el emplazamiento

[ALWIN] (figura 5.1.1.2). Se aproxima mediante una distribución de Weibull que es la habitualmente utilizada por los fabricantes de aeroturbinas para calcular la producción de energía en un emplazamiento:

$$f(v, C, A) = \frac{C}{A} \cdot \left(\frac{v}{A}\right)^{C-1} \cdot e^{-\left(\frac{v}{A}\right)^C} \tag{5.1.1.3}$$

siendo  $C$  el factor de forma (adimensional) y  $A$  el factor de escala [m/s] (que suele ser un 12% superior a la media de la distribución a aproximar). Se ha tomado un factor de forma de valor 2 y un factor de escala de 6 m/s (figura 5.1.1.2).

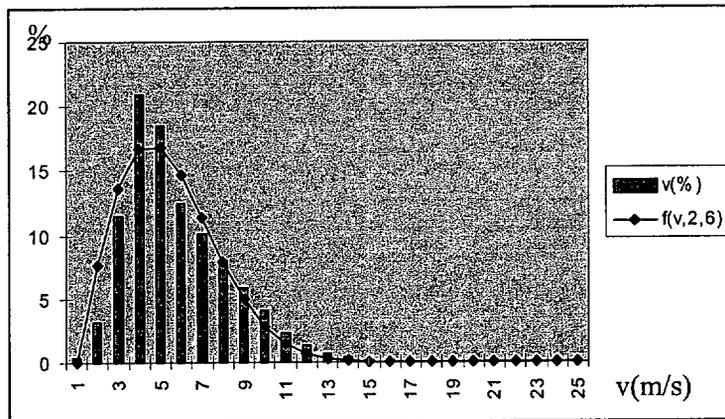


Figura 5.1.1.2: Frecuencia de aparición (%) de la velocidad del viento media en un emplazamiento típico y función de aproximación de Weibull  $f(v,2,6)(\%)$ .

La potencia media anual del aerogenerador en un emplazamiento determinado se obtendrá integrando la probabilidad de que se tenga un viento de una determinada velocidad media por la potencia generada a esa velocidad.<sup>2</sup>

$$\bar{P} = \int P_{aeroturbina}(v) \cdot f(v) \cdot dv \tag{5.1.1.4}$$

De modo que la energía promedio en un año es:

$$E = \bar{P} \cdot 365 \cdot 24 \text{ [kWh]} \tag{5.1.1.5}$$

<sup>2</sup> En el estudio que se realiza a partir de ahora, se han despreciado las pérdidas mecánicas y se ha supuesto que el sistema de regulación funciona correctamente, es decir, que en el primer tramo de regulación consigue mantener el valor de  $cp$  en el máximo, en el segundo tramo, mantiene la velocidad de giro en su valor nominal y que a plena carga el regulador del paso de pala mantiene la velocidad y la potencia en sus valores nominales.

Una vez obtenida la energía anual generada por el área barrida por el rotor

$$\frac{E}{\pi \cdot R^2}, \quad (5.1.1.6)$$

es posible obtener la curva de potencia del generador (función del radio a elegir) que optimiza dicho cociente.

Para optimizar la expresión (5.1.1.6) es preciso integrar la potencia de la aeroturbina en todo el margen de funcionamiento; se han de considerar los dos tramos previamente señalados de la curva de potencia del generador a carga parcial más el tramo correspondiente a plena carga:

- **Tramo I**

En el primer tramo (tramo en el que se sigue el punto de máxima potencia), la velocidad del viento está comprendida entre la de conexión,  $v_0$ , y aquella a la que se alcanza la velocidad de giro admisible por la aeroturbina. Con objeto de implementar el control en el prototipo a escala, se ha seleccionado la velocidad de giro nominal del generador de imanes permanentes del que se dispone. En este tramo, la relación entre la velocidad del viento y el radio del aerogenerador es lineal, puesto que el coeficiente de velocidad específica,  $\lambda$ , siempre se encuentra en su valor óptimo. Resulta útil establecer una sencilla proporción entre el radio y la velocidad de giro  $v_c$  que facilite los cálculos de la potencia media por unidad de área asociada al primer tramo de la curva  $P(v)$ . Según (2.3.17), en una aeroturbina con generador síncrono multipolar directamente acoplado, la relación entre el radio de la aeroturbina y la velocidad del viento a la que se alcanza la velocidad de giro del nominal del generador es:

$$R = \frac{\lambda_{opt} \cdot v_c}{\Omega_N} \quad (5.1.1.7)$$

Conviene expresar la energía anual generada por unidad de área en función de la velocidad  $v_c$  en vez de en función del radio de la aeroturbina, debido a que para calcular la potencia media en todo el intervalo de funcionamiento, se ha de integrar una función dependiente de la velocidad del viento, y la incógnita  $v_c$  es uno de los límites de integración. Con esta consideración, la energía anual generada por unidad de área en este tramo se puede expresar como:

$$\frac{\overline{P}_{T1}}{R^2} = \frac{\int_{v_0}^{v_c} 0,5 \cdot \rho \cdot \pi \cdot cp_{\max} \cdot \frac{\lambda_{opt}^2}{\Omega_N^2} \cdot v_c^2 \cdot v^3 \cdot \frac{v}{18} \cdot e^{-\left(\frac{v^2}{36}\right)} \cdot dv}{\frac{\lambda_{opt}^2}{\Omega_N^2} \cdot v_c^2} = \frac{k}{v_c^2} \cdot \int_{v_0}^{v_c} v_c^2 \cdot v^4 \cdot e^{-\left(\frac{v^2}{36}\right)} \cdot dv \quad (5.1.1.8)$$

• **Tramo II**

En el segundo tramo ( $v > v_c$ ,  $v < v_N$ ), al aumentar la velocidad del viento, la velocidad del generador se mantiene en su valor máximo admisible (en este caso en  $\Omega_N$ ), mientras que la potencia del generador crece hasta la nominal. La función  $P(v)$  en este tramo depende de su curva característica  $cp(\lambda, \beta_{opt})$ , (que en condiciones de velocidad de giro constante se puede expresar como  $cp(v, \beta_{opt})$ ) por lo que la potencia media por unidad de área en el segundo tramo es:

$$\frac{\overline{P}_{T2}}{R^2} = \frac{\int_{v_c}^{v_N} 0,5 \cdot \rho \cdot \pi \cdot \frac{\lambda_{opt}^2}{\Omega_N^2} \cdot v_c^2 \cdot cp(v, \beta_{opt}) \cdot v^3 \cdot \frac{v}{18} \cdot e^{-\left(\frac{v^2}{36}\right)} \cdot dv}{\frac{\lambda_{opt}^2}{\Omega_N^2} \cdot v_c^2} = \frac{k_2}{v_c^2} \cdot \int_{v_c}^{v_N} v_c^2 \cdot cp(v, \beta_{opt}) \cdot v^4 \cdot e^{-\left(\frac{v^2}{36}\right)} \cdot dv \quad (5.1.1.9)$$

• **Plena carga**

Una vez alcanzada la potencia nominal del generador comienza a actuar el regulador del paso de pala, manteniendo la velocidad y la potencia del generador en sus valores nominales hasta la velocidad del viento de desconexión ( $v_{DES}$ ). La potencia media por unidad de área desde la velocidad nominal del viento a la de desconexión es:

$$\frac{\overline{P}_{T3}}{R^2} = \frac{k_3}{v_c^2} P_N \cdot \int_{v_N}^{v_{DES}} v \cdot e^{-\left(\frac{v^2}{36}\right)} \cdot dv \quad (5.1.1.10)$$

Para maximizar el cociente entre la potencia media y el área del rotor en todo el rango de velocidades de funcionamiento del aerogenerador se debe cumplir que:

$$\frac{d\left(\frac{\bar{P}_{T1} + \bar{P}_{T2} + \bar{P}_{T3}}{R^2}\right)}{dv_c} = 0 \quad (5.1.1.11)$$

Los datos de la curva característica  $cp(\lambda, \beta_{opt})$  se han tomado del catálogo de la aeroturbina J-48 de Jeumont [Jeumont]. Los datos de potencia y velocidad nominal son los del generador del prototipo (apartado 2.5). La solución que obtiene el mayor aprovechamiento energético por unidad de área de este aerogenerador en el emplazamiento seleccionado es la que se representa en la figura 5.1.1.3 en trazo discontinuo. Se obtienen los siguientes valores de diseño de la aeroturbina para el emplazamiento y el generador mencionados:

- la velocidad del viento a la que se alcanza la velocidad nominal del generador (375 rpm) es de  $v_c=9,78$  m/s.
- El radio del aerogenerador resulta (5.1.1.6):  $R=1,52$  m.
- La potencia nominal del generador se alcanza a la velocidad del viento de  $v_N=13$  m/s.

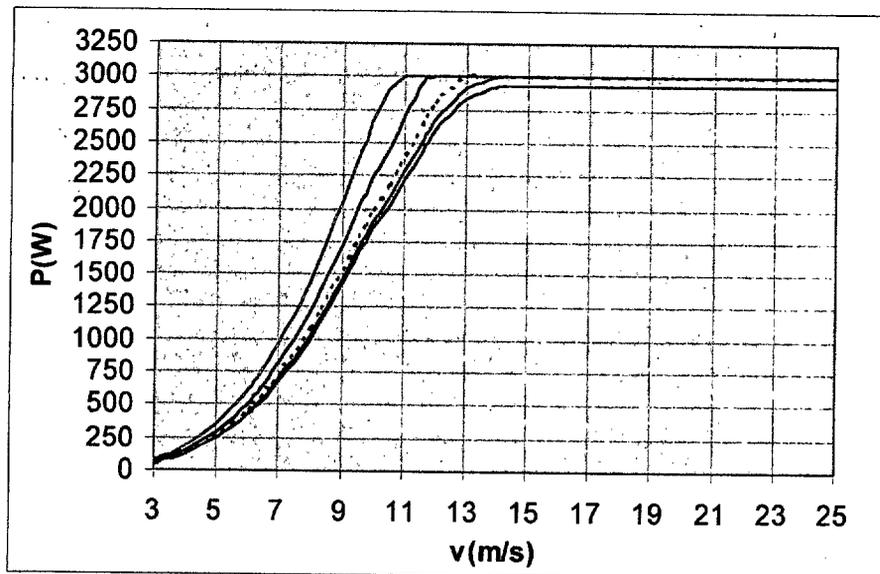


Figura 5.1.1.3. Posibles curvas de potencia de la aeroturbina del prototipo en función del radio. Curva que optimiza la expresión (5.1.1.6) (---)

A modo de comparación se presentan las curvas empleadas por tres fabricantes de aeroturbinas de velocidad variable: Enercon (E-40), Lagerway (LW-18/80) y Jeumont (J-48) (figura 5.1.1.4). Básicamente los tres coinciden en la estrategia del seguimiento del coeficiente de potencia

máximo en el primer tramo de regulación. En el segundo tramo, desde aquella velocidad del viento a la que se alcance la velocidad de giro máxima admisible hasta que se alcance la potencia máxima del generador, el generador debe contribuir a limitar la velocidad de giro; en este tramo la velocidad es prácticamente constante y se observa como, a pesar de que el coeficiente de potencia va disminuyendo conforme aumenta la velocidad del viento, la potencia generada aumenta.

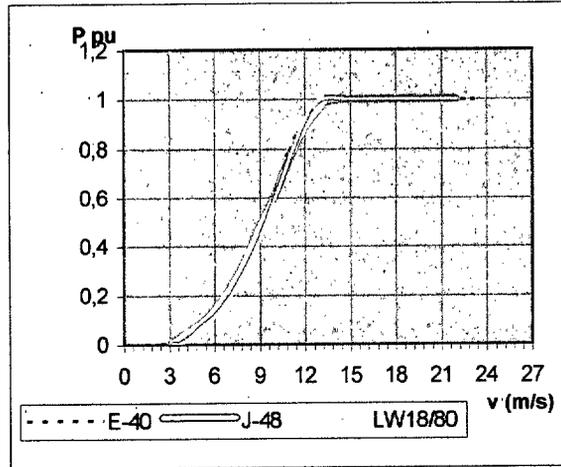


Figura 5.1.1.4 Comparación de curvas de potencia de aerogeneradores comerciales.

En el caso de la aeroturbina del LW-18/80, el intervalo de velocidades que limita el denominado segundo tramo, es casi inapreciable (figura 5.1.1.5). En el caso de la aeroturbina de Jeumont este tramo es mayor (figura 5.1.1.6). Se ha de señalar que el diseño de las aeroturbinas ha sido realizado para emplazamientos y curvas  $cp(\lambda)$  diferentes. En trazo grueso se han resaltado las funciones  $p(v)$  en el tramo en el que la relación entre la velocidad del viento y la de giro es lineal.

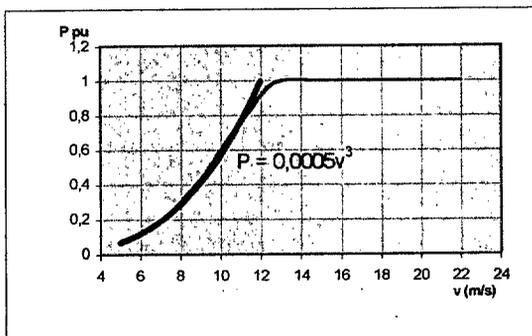


Figura 5.1.1.5. Curva de potencia del aerogenerador LW-18/80 (en trazo grueso: función cúbica de la velocidad)

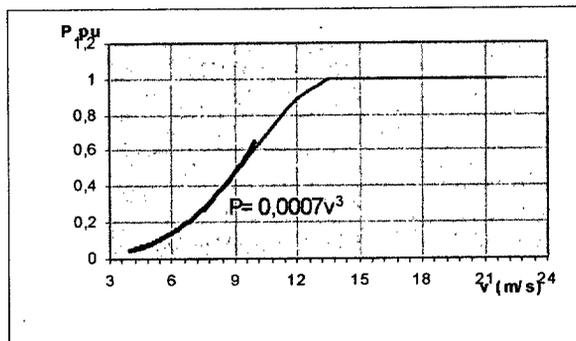


Figura 5.1.1.6. Curva de potencia del aerogenerador J-48 (en trazo grueso: función cúbica de la velocidad)

En la figura 5.1.1.7 se representa el comportamiento de la potencia de la aeroturbina elegida en función de la velocidad de giro. La potencia es función cúbica de la velocidad del viento en un

tramo de velocidades [3;9,78] m/s. La elección del valor de la velocidad de conexión  $v_0$  se justifica en el siguiente apartado. En el segundo tramo se mantiene la velocidad de giro en su valor máximo hasta que la potencia del generador alcanza su valor asignado.

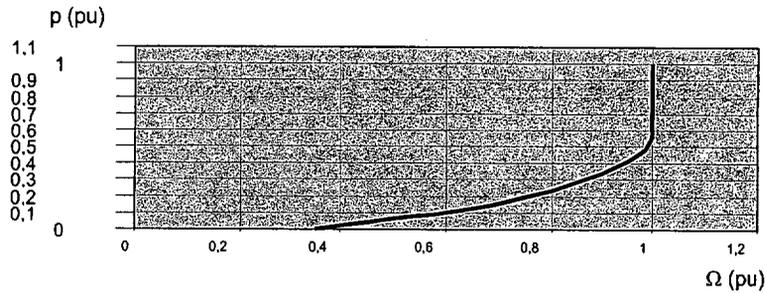
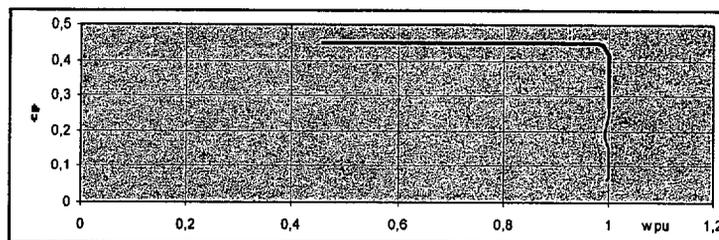
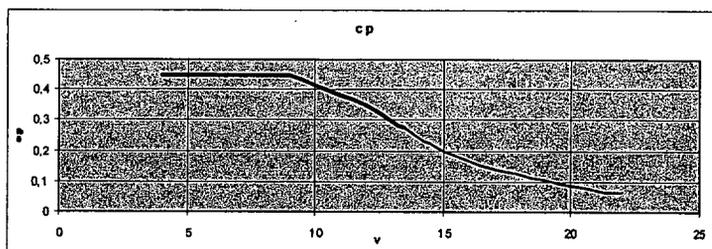


Figura 5.1.1.7 Potencia (pu) en función de la velocidad de giro(pu)

El coeficiente de potencia en este tramo por lo tanto es inferior al máximo y va disminuyendo con el incremento de la velocidad del viento (figura 5.1.1.8). Se ha marcado en trazo grueso la zona correspondiente a carga parcial. A partir de la velocidad del viento nominal (13 m/s), se ha de tener en cuenta el tipo de regulación del aerogenerador a plena carga; en el caso del J-48, que es de paso fijo, esta regulación la realiza el propio diseño de las palas. Como se verá en el siguiente apartado, en el aerogenerador prototipo, una vez alcanzada la potencia nominal del generador es el regulador del paso de pala el encargado de mantener este valor ante incrementos de la velocidad del viento. En cualquier caso, la función  $cp(v,\beta)$  cuando la velocidad del viento supera su valor nominal, debe ser una función inversamente proporcional al cubo de la velocidad del viento.



a)



b)

Figura 5.1.1.8 Coeficiente de potencia frente a) a la velocidad de giro (pu) y b) frente a la velocidad del viento(m/s) (en trazo grueso: carga parcial)

Con objeto de aplicar la mencionada estrategia de regulación al prototipo experimental, la referencia de par ha de ser una función de la velocidad de giro. Por ello, en vez de emplear una referencia de par vertical, que para un mismo valor de  $\Omega$  devuelve una referencia de par distinta –no es una función–, se empleará una recta de menor pendiente.

La influencia de la inercia de la turbina cuando se produce el cambio de tramo de funcionamiento en la regulación del generador es importante; si la inercia de la aeroturbina es muy pequeña, la respuesta de la velocidad de giro es rápida, y la diferencia entre el par de referencia y el mecánico es pequeña. Alcanzada la velocidad asignada del generador, cambia la referencia de par (pasa de ser cuadrática a ser lineal); entonces, ante el incremento del par que opone el generador, la aeroturbina frena, y la disminución de la velocidad de giro puede hacer cambiar de tramo de funcionamiento y consecuentemente de estrategia de forma brusca (o bien con la misma estrategia, que la referencia de par baje mucho y de nuevo se acelere). Si no se elige con cuidado la referencia de par en el segundo tramo de funcionamiento a carga parcial se pueden producir cambios de consigna oscilantes como las indicadas en la figura 5.1.1.9b) (obtenidas como respuesta de par del sistema eólico simulado ante la rampa de viento mostrada en la figura 5.1.1.9a) ):

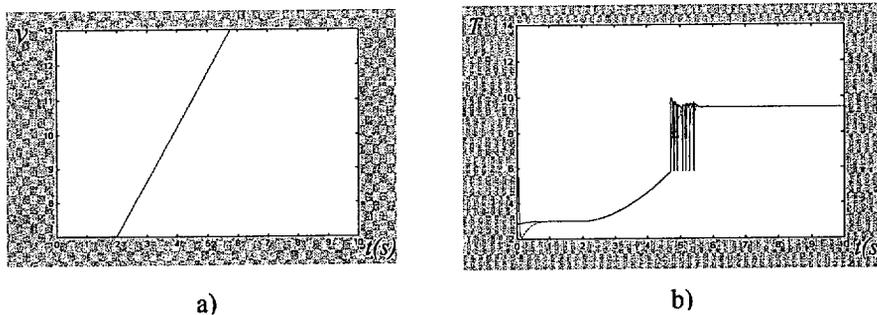


Figura 5.1.1.9 a) rampa de viento (m/s), b) par de referencia(---) y par del generador(---) (Nm)

Teniendo en cuenta la inercia del generador (APÉNDICE A) y la turbina elegida, se ha optado por la relación dada por la ecuación:

$$T = 4,812 \Omega - 1728,3 \quad (5.1.1.12)$$

con  $T$ [Nm] y  $\Omega$  en [rpm].

En la figura 5.1.1.10 se presenta la estrategia a seguir en la regulación del generador del prototipo experimental.

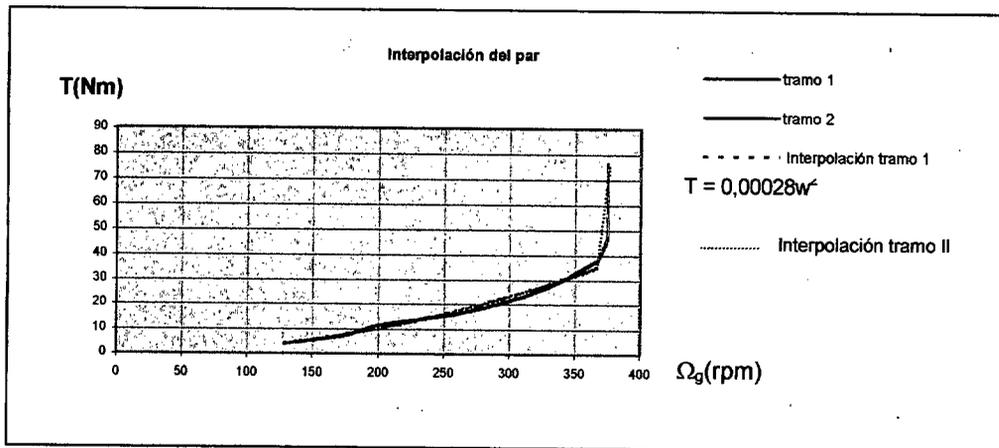


Figura 5.1.1.10. (---) Par del generador frente a velocidad de giro del generador, (---) Referencia de par del generador  $T^*(\Omega_g)$ .

A la hora de llevar esta estrategia a la práctica se ha de añadir un elemento suavizador en la referencia de par, que devuelve una referencia de par menos fluctuante. De este modo se evita que se produzcan alteraciones perjudiciales en la estructura de la aeroturbina derivadas de cambios extremos del par de referencia que recibe el generador y que éste impone sobre la aeroturbina.

El suavizador también influye en el grado de actuación del regulador del paso de pala; cuando se suaviza la referencia, disminuyen las oscilaciones de par pero aumentan las variaciones del ángulo de calado de las palas que impone el regulador del paso de pala [HANS99]. En el apartado 5.2 se estudia la influencia del suavizador sobre el conjunto.

### 5.1.2 Métodos de regulación del aerogenerador a carga parcial

Existen dos posibles métodos para controlar el generador funcionando con carga parcial, a los que se denominará “control directo” y “control indirecto”. A continuación se resumen sus principales características y se justifica el porqué de la elección del control indirecto como método a implementar en el aerogenerador prototipo. En el análisis se han de diferenciar los dos tramos de regulación a carga parcial; en el apartado 5.1.2.1 se analizan los dos métodos en el intervalo de velocidades del viento en que se realiza el seguimiento del punto ( $\lambda_{opt}$ ,  $c_{p,max}$ ); en el apartado 5.1.2.2 se analizan los dos métodos en el intervalo de velocidades del viento en que se mantiene la velocidad de giro en su valor nominal hasta que se alcanza la potencia nominal del

generador.

### 5.1.2.1 Tramo I. Seguimiento del punto ( $\lambda_{opt}$ , $c_{p_{max}}$ )

El objetivo en este tramo es enviar al lazo interno de control del generador una referencia de par tal que consiga hacer girar al conjunto a una velocidad óptima, aquella a la que se alcanza el máximo coeficiente de potencia, es decir a:

$$\Omega_{opt} = \frac{\lambda_{opt} \cdot v}{R} \quad (5.1.2.1)$$

#### 5.1.2.1.1 Control directo de velocidad en el tramo I.

Se realiza un control del generador en velocidad. Conocido el par de la turbina en cada instante, así como la relación entre el par de la turbina y la velocidad (ecuación 5.1.1.2), es posible obtener la velocidad de giro que ha de tener el generador.

Para extraer la máxima potencia del viento incidente en el aerogenerador prototipo, la consigna de velocidad resulta:

$$\Omega_{opt} = \sqrt{\frac{T}{0,0241}} \quad (5.1.2.1.1)$$

con T [Nm] y  $\Omega$  en [rad/s].

La velocidad de giro de referencia se puede calcular mediante un observador del par desarrollado por la turbina [AMEN00]. Tiene el inconveniente de que el parámetro que relaciona el par y la velocidad de giro depende de unos coeficientes fijos (densidad del aire, coeficiente de potencia correspondiente al punto de máxima potencia) que en realidad varían con las condiciones atmosféricas o con el envejecimiento de la turbina. Para evitar esta dependencia y para intentar mejorar la calidad de la potencia generada, algunos autores utilizan técnicas de lógica borrosa para estimar la referencia de velocidad óptima [GODO97], [ARNAL]. También hay autores que calculan la referencia  $\Omega_{opt}$  a partir de la medida o de la estimación [BHOW99] de la velocidad del viento (conocida la expresión (2.3.3.1.1)). La técnica de medida de la velocidad del viento no es recomendable debido a la poca fiabilidad que ofrece la medida directa de la velocidad a la altura del buje del aerogenerador.

Mediante un regulador de velocidad que recibe como entrada la diferencia entre la velocidad de giro de referencia ( $\Omega_{opt}$ ) y la velocidad medida, se determina la consigna de par del generador, entrada al lazo interno de par.

En [AMEN00] se realiza un estudio comparativo de tres técnicas posibles para implementar un control directo de velocidad aplicado a una aeroturbina de velocidad variable con un generador asíncrono doblemente alimentado; es posible concluir de este estudio que (a igualdad de criterio en el diseño del regulador) la técnica que emplea lógica borrosa es la que genera un potencia eléctrica con menor rizado, en detrimento de la precisión en el seguimiento del punto de máxima potencia. La técnica de observación del par mecánico, aunque permite un buen seguimiento del punto de máxima potencia, da lugar a un deterioro significativo de la calidad de la potencia generada. En cualquier caso se escoge un regulador de velocidad con una constante de tiempo significativa (del orden de 2 segundos) en aras de un incremento de la calidad de la potencia generada.

El esquema de regulación es el mostrado en la figura 5.1.2.1. De este modo, si la velocidad de referencia calculada es mayor que la velocidad medida, se establece una referencia de corriente  $I_q$  menor que haga disminuir el par eléctrico de carga en el generador y permita acelerar la máquina. De forma contraria, si la velocidad de referencia resulta menor que la medida, se establece una corriente  $I_q$  mayor que aumente el par en el generador y haga que éste decelere.

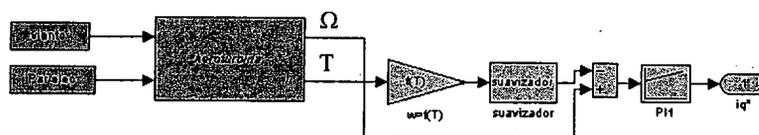


Figura 5.1.2.1. Generación de la consigna de par del generador. Control directo

La función del bloque “suavizador” mostrado en el esquema, consiste en suavizar la referencia de velocidad, que es muy oscilante al depender en cualquier caso de las fluctuaciones de la velocidad del viento. El bloque suavizador resuelve la ecuación:

$$\frac{d\omega_g}{dt} = \frac{\omega_{g.ref.} - \omega_g}{\tau_{SD}} \tag{5.1.2.3}$$

con una constante de tiempo  $\tau_{SD}$  que se ha de determinar en función de la inercia de la

aeroturbina y de la máxima fluctuación de par admisible en el eje.

**5.1.2.1 .2 Control indirecto de velocidad en el tramo I.**

Se realiza un control del generador en par; el par de referencia del generador se obtiene por cálculo, a partir de la medida de la velocidad de giro del generador.

En el primer tramo de funcionamiento a carga parcial, para extraer la máxima potencia del viento incidente, teniendo en cuenta la relación entre el par de la turbina y la velocidad (ecuación (5.1.1.2)), la consigna de par del generador del prototipo viene dada por la ecuación:

$$T = 0,0241 \cdot \Omega^2 \tag{5.1.2.1.2.1}$$

con T[Nm] y  $\Omega$  en [rad/s].

A partir de la referencia de par se fija la referencia de la componente  $I_q$  de la corriente teniendo en cuenta la proporcionalidad existente entre  $I_q$  y el par en el generador (ecuación 2.5.1.11). El esquema de regulación es el mostrado en la figura 5.1.2.2. De este modo, si la referencia de par calculada es mayor que el par eléctrico, se establece una referencia de corriente  $I_q$  menor que haga disminuir el par eléctrico del generador y permita acelerar la máquina. De forma contraria, se establece una corriente  $I_q$  mayor que aumente el par en el generador y haga que éste se decelere.

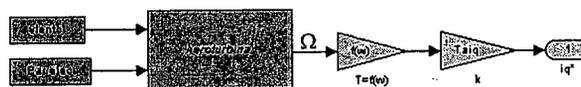


Figura 5.1.2.2. Generación de la consigna de par del generador. Control indirecto.

La principal ventaja del control indirecto es su sencillez frente al control directo; además, al utilizar realimentación de velocidad permite amortiguar las oscilaciones de par del sistema mecánico así como las fluctuaciones de la potencia generada en la red. Tiene el mismo inconveniente que el método de control directo: la relación entre el par y la velocidad (5.1.2.1.1) depende de unos coeficientes fijos ( $c_{p_{max}}$ ,  $\rho$ ) que en realidad varían con las condiciones atmosféricas o con el envejecimiento de la turbina. No obstante, es posible

condiciones atmosféricas o con el envejecimiento de la turbina. No obstante, es posible demostrar que si varían los coeficientes, el punto de funcionamiento es próximo al óptimo [Enertron]. A tal efecto, en el apartado 5.2 se presentan resultados experimentales.

### 5.1.2.2 Tramo II. Tramo de velocidad constante a carga parcial

#### 5.1.2.2.1 Control directo de velocidad en el tramo II.

El objetivo del control en este tramo de funcionamiento es mantener la velocidad de giro del generador en su valor nominal; conocido  $\Omega_N$ , solo se ha de utilizar este valor como referencia de velocidad en el esquema de regulación por control directo presentado en la figura 5.1.2.1

#### 5.1.2.2.2 Control indirecto de velocidad en el tramo II.

Se realiza un control del generador en par; el par de referencia del generador se obtiene por cálculo, a partir de la medida de la velocidad de giro del generador. En el segundo tramo, la relación entre la velocidad de giro y el par de la turbina viene dada por (5.1.1.12); en consecuencia en este tramo la consigna de par es:

$$T = 45,95 \cdot \Omega - 1728,3 \quad (5.1.2.2.2)$$

con  $T$ [Nm] y  $\Omega$  en [rad/s].

A partir de la referencia de par se fija la referencia de la componente  $I_q$  de la corriente teniendo en cuenta la proporcionalidad existente entre  $I_q$  y el par en el generador (ecuación (2.5.1.11)). El esquema de regulación es el mostrado en la figura 5.1.2.2.

Con objeto de comparar el control directo y el indirecto se han realizado varias simulaciones del comportamiento del conjunto ante una entrada de viento medida en campo. El esquema que resume el sistema de control del aerogenerador es el representado en la figura 5.1.2.3. La referencia de la componente de la corriente magnetizante se fija siguiendo una de las estrategias descritas en el apartado 3.4.

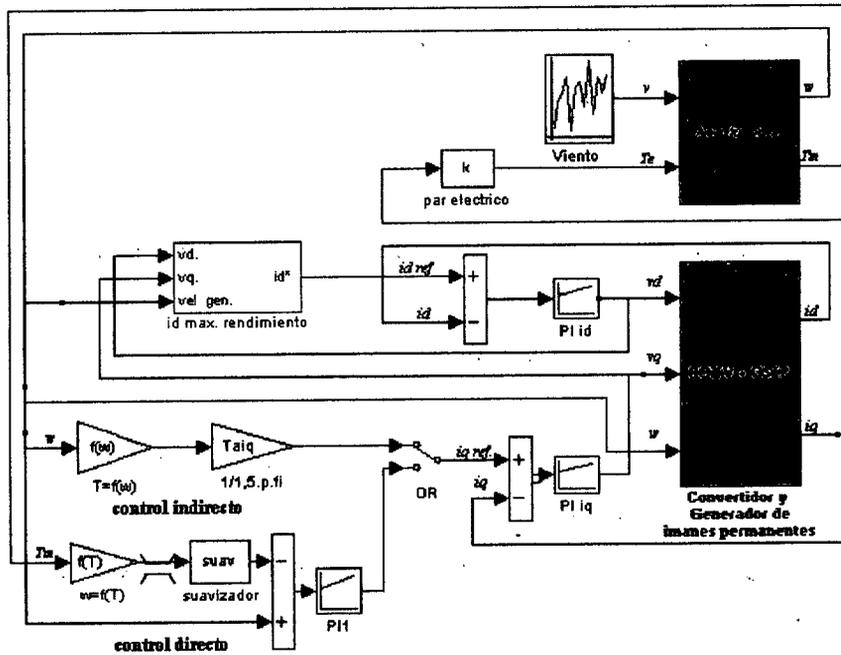


Figura 5.1.2.3. Control del aerogenerador.

A continuación se muestran los resultados obtenidos para las distintas simulaciones cuando se introduce una rampa de viento desde 2,87 a 7,2 m/s. Se ha empleado la referencia de la componente  $I_d$  que maximiza el rendimiento del generador. Para las dos metodologías, el tiempo de establecimiento de la respuesta de par es prácticamente el mismo si bien es cierto que en el régimen transitorio existe cierto desfase como se percibe en la figura 5.1.2.4 en la evolución de la velocidad de giro con el tiempo. Se ha empleado un regulador de velocidad con una constante de tiempo de 2 segundos. Se observa como la estrategia de control indirecto proporciona una respuesta de la potencia del generador mucho más suavizada que la estrategia de control directo.

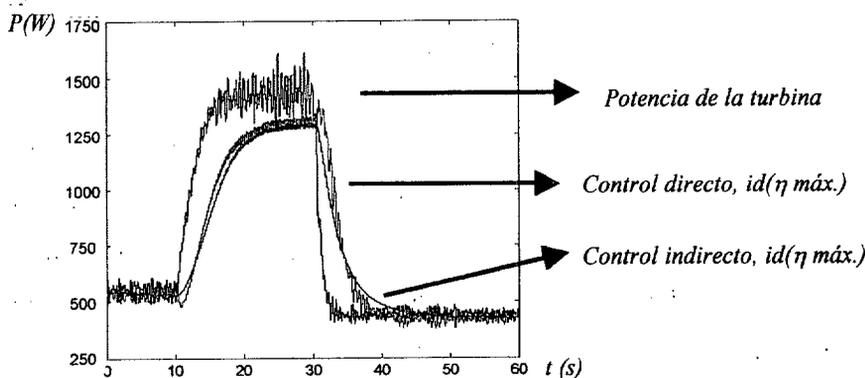


Figura 5.1.2.4 Potencia generada según el método de control aplicado directo o indirecto y según la consigna de corriente  $I_d$

La ventaja fundamental de introducir al sistema la referencia de la componente de par sin introducir previamente una referencia de velocidad consiste en que ante incrementos notables de la velocidad del viento la componente  $Tq$  nunca toma valores por debajo de su estado anterior. De este modo se evita en todo momento que el generador para acelerar, tenga que reducir en exceso la potencia que genera, o que en un caso límite, pueda motorizarse consumiendo potencia activa de la red a la que se encuentra acoplado.

La estrategia de máxima potencia a partir de una referencia de velocidad conlleva el cálculo de un regulador adicional y el riesgo de que el generador se motorice si no se suaviza adecuadamente dicha referencia. El control de velocidad resulta sensiblemente más rápido que el control indirecto; esto se debe a que la referencia de par en el primer caso se obtiene en cada momento a partir de un regulador, y por tanto sigue la dinámica del sistema, mientras que la referencia de par en el control indirecto se calcula a partir de una relación en régimen permanente entre el par y la velocidad de giro. Como conclusión se puede decir que el control en modo par resulta más adecuado fundamentalmente por dos motivos: suavidad de la respuesta (no recoge todas las fluctuaciones de la velocidad del viento) y mayor sencillez de implementación (ya que evita el cálculo y diseño del regulador de velocidad). Además, tan solo requiere la medida de la velocidad del generador mientras que en el control de velocidad es necesario observar el par mecánico de la turbina. La única ventaja que aportaría el uso del control directo es la posibilidad de una vez alcanzada la velocidad nominal, limitar la potencia y la velocidad de giro de forma sencilla. La manera de realizar esta limitación a plena carga cuando se aplica el método de control indirecto, se describe en el apartado 5.1.3. Por las razones indicadas, en la presente Tesis, en condiciones de carga parcial se empleará un control indirecto de la velocidad.

### 5.1.3 Regulación a plena carga. Control del regulador de paso de pala

Los sistemas de energía eólica de velocidad variable pueden clasificarse, en función del tipo de control utilizado para limitar la potencia eléctrica a plena carga, en sistemas de paso de pala fijo y de paso de pala variable. El control del ángulo de calado del perfil aerodinámico de las palas permite modificar la energía capturada por la aeroturbina. Los sistemas de paso variable se sirven de ello para controlar la velocidad de giro y la potencia entregada por el generador, para valores de la velocidad del viento superiores al nominal. Este control no es sencillo debido a que la relación entre el par aerodinámico y el ángulo de calado del perfil aerodinámico de las palas es no lineal (y es fuertemente dependiente del punto de trabajo de la aeroturbina).



En algunas aeroturbinas se emplea el mecanismo de control del paso de pala en el proceso de conexión de la aeroturbina a la red (ver apartado 5.2.1).

En los sistemas de velocidad variable y paso fijo, la regulación de potencia para velocidades del viento superiores a la nominal, se hace (en lugar de mediante un mecanismo de variación del ángulo de calado de las palas) mediante el diseño adecuado de las palas y el control del par del generador. Un diseño que produzca, una vez alcanzada la potencia nominal del generador, descensos del coeficiente de potencia de la aeroturbina que sean función cúbica de la velocidad del viento, es capaz de mantener la curva de potencia en su valor nominal hasta la velocidad del viento de desconexión. En el apartado anterior se expuso el ejemplo de la aeroturbina J-48 de Jeumont. En el control de la aeroturbina de la Tesis se ha optado por incorporar un mecanismo de variación del paso de pala. El objetivo del regulador del paso de pala a plena carga consiste en impedir que el valor asignado de corriente del generador sea superado; a su vez se han de reducir al mínimo las variaciones del ángulo de calado de las palas (con objeto de reducir las tensiones estructurales derivadas de la modificación del perfil aerodinámico). La variable a controlar puede ser tanto la potencia máxima [WANG97] como la máxima velocidad de giro [BOSSA86]. En la Tesis se ha optado por elegir la velocidad de giro como variable de entrada al controlador del ángulo de paso de pala. La razón que justifica esta elección es que la velocidad es una variable que se rige por una constante de tiempo muy superior a la de una variable eléctrica como es la potencia del generador. No obstante, simulaciones realizadas con objeto de comparar ambas estrategias [Enertrón] apenas muestran diferencias sustanciales derivadas de la elección de una u otra variable de control.

En la figura 5.1.3.1 se representa el diagrama de bloques del control de paso de pala aplicado al prototipo. La consigna del ángulo de calado del perfil de las palas es proporcionada por un regulador PI que recibe como entrada el error entre la velocidad de giro medida y la deseada ( $\Omega_{nom}$ ). El servomecanismo que acciona la posición de la pala recibe la referencia del ángulo de calado, la posición actual y la velocidad de giro de la pala y proporciona el par que debe desarrollar el actuador [HEIER98]. Por su parte el sistema actuador proporciona un par capaz de hacer girar las palas y modificar así el ángulo que forma la línea de sustentación nula del perfil con el plano de giro del rotor. El ángulo de calado modifica la curva característica de la aeroturbina. En la figura 2.3.2.2a) se representaron las curvas características  $cp(\lambda, \beta)$  de una aeroturbina de paso variable; se aprecia la clara disminución del coeficiente de potencia con el aumento del ángulo de calado.

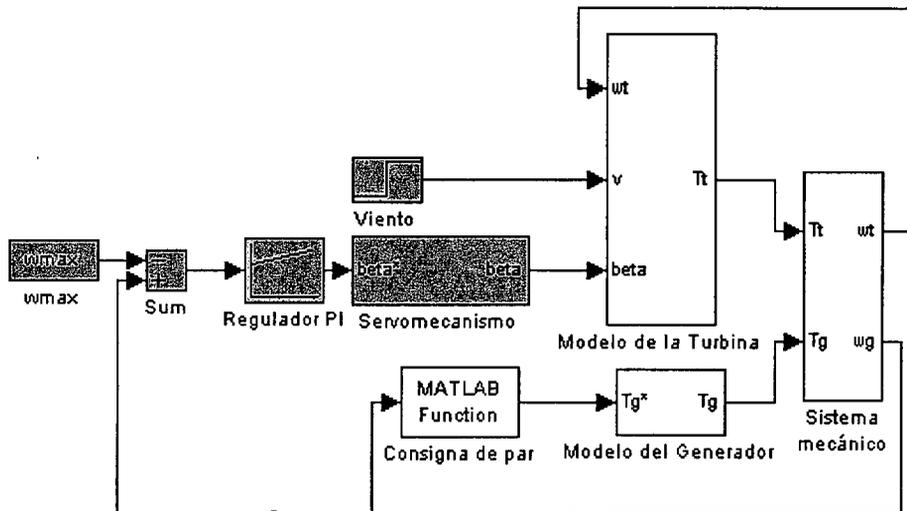


Figura 5.1.3.1. Esquema de regulación del paso de pala

En el sistema emulador del comportamiento de la aeroturbina desarrollado en la Tesis, la variación del ángulo de calado se manifiesta en la modificación de la curva característica  $cp(\lambda)$  y consecuentemente en la consigna de par mecánico que es enviada al accionamiento de la máquina de corriente continua. Con este fin se ha empleado un modelo simplificado de curva característica  $cp(\lambda, \beta)$  (apartado 2.3.2). En la figura 5.1.3.3 se representa la variación del coeficiente de potencia frente al coeficiente de velocidad específica cuando el ángulo de calado varía entre 0 y 10 °.

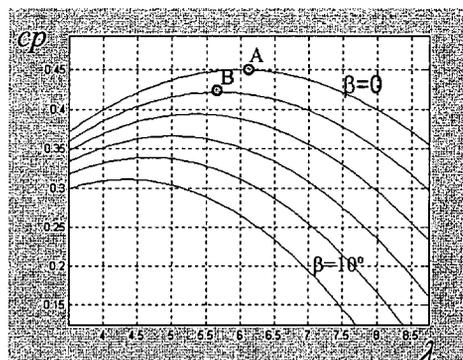


Figura 5.1.3.3 Curvas  $cp(\lambda, \beta)$ . Evolución del punto de funcionamiento de la aeroturbina a plena carga

Se muestra además como varía el punto de funcionamiento del sistema cuando, partiendo del punto A en condiciones de velocidad de giro nominal (potencia nominal), aumenta la velocidad del viento. Como el sistema tendería a acelerarse, el regulador del paso de pala genera una referencia tal que decrece la potencia que la aeroturbina puede extraer del viento, hasta que la velocidad de giro sea de nuevo la nominal. La variación del ángulo que forma la línea de

sustentación nula del perfil con el plano de giro del rotor respecto a la inicial modifica la curva característica  $cp(\lambda)$  de la aeroturbina de tal manera que se alcanza un nuevo punto de equilibrio en B. El nuevo coeficiente de velocidad específica,  $\lambda_B$ , es menor, puesto que ha variado la curva característica y además se ha producido un incremento de la velocidad del viento mientras que la velocidad de giro permanece en su valor nominal.

Por otro lado, superada la velocidad nominal, ¿qué ocurre con la consigna de corriente enviada al convertidor que controla el generador?

Es sabido que la respuesta del sistema ante la actuación del regulador del paso de pala es mucho más lenta que la respuesta ante el convertidor electrónico. De los estudios realizados [Enertrón] es posible concluir que de éste último dependerá el mantenimiento de la velocidad nominal durante los regímenes transitorios.

La referencia de par en esta zona de funcionamiento puede ser:

- continuar con la misma estrategia (5.1.1)
- limitar la referencia de par al par nominal del aerogenerador
- limitar la referencia de par a la potencia nominal del aerogenerador

En la figura 5.1.3.4 se expone de forma simplificada el modo de generar la consigna de corriente  $I_q$  para las tres opciones. La opción elegida para aplicar en el prototipo es la primera por ser la que produce una tasa menor de variaciones del ángulo  $\beta$  de las tres opciones expuestas.

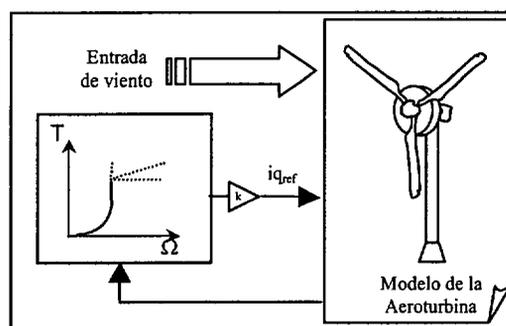


Figura 5.1.3.4 Bucle externo de control de la aeroturbina

### 5.1.4 Determinación de las velocidades del viento de conexión, de desconexión y nominal.

- La velocidad de giro del generador a la que se puede conectar el aerogenerador ( $\Omega_{\min}$ ) a red se encuentra limitada principalmente por los siguientes factores:

#### a) Pérdidas de potencia activa del generador

La potencia generada a la velocidad de conexión  $v_0$  ha de superar las pérdidas del sistema. Las pérdidas de potencia activa se deben fundamentalmente a las pérdidas en el generador (pérdidas por efecto Joule en los devanados del estator ( $P_{cu}$ ), a las pérdidas en el hierro ( $P_{Fe}$ )), a las pérdidas mecánicas (por fricción con el eje  $P_{mec}$ ) y a las pérdidas por conducción en los semiconductores de los dos convertidores electrónicos ( $P_{cond}$ ).

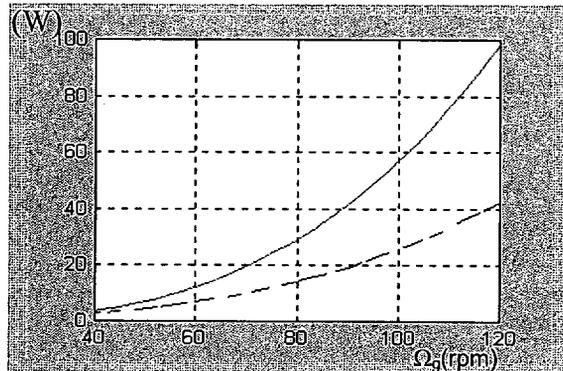


Figura 5.1.4.1 Pérdidas(---) y potencia generada (----) en W en función de la velocidad de giro.

En la figura 5.1.4.1 se presenta la evolución las mencionadas pérdidas con la velocidad de giro (ver formulación en el apartado 3.1.2.1), así como la potencia activa generada. La velocidad del viento que corresponde a aquella velocidad de giro a la que las pérdidas del sistema suponen menos del 50% de la potencia generada es de 2,63 m/s ( $\Omega=100$  rpm).

#### b) Frecuencia de resonancia de la torre

En el diagrama de Campbell (representación de las frecuencias naturales de una aeroturbina en función de la velocidad de giro) se observa como los valores típicos de la frecuencia natural de resonancia de la torre están entre 2 y 3 Hz [FRERIS90]. En consecuencia, se han de evitar velocidades de giro de conexión de entre 15 y 22,5 rpm, valores muy inferiores al límite de 100 rpm calculado en el apartado anterior.

Se ha estudiado otro posible factor como son los armónicos de par admisibles en el eje que no ha resultado ser limitador de la mínima velocidad de conexión, porque:

**c) Armónicos de par en el eje a baja velocidad de giro.**

La velocidad de giro de conexión del generador impone una frecuencia mínima en las ondas de tensión y de corriente del generador. La amplitud del primer armónico de la tensión en bornas del generador a la velocidad mínima de conexión es muy reducida. Como es sabido, el control sobre el inversor de red permite mantener la tensión de la etapa de continua constante en todo momento, incluso en los instantes previos al arranque y conexión a red del generador. En consecuencia, el índice de modulación de amplitud a baja velocidad, es muy reducido. En [HOLTZ92] se resume un estudio sobre la variación del factor de distorsión de la corriente en función del índice de modulación de amplitud  $Ma$ . El factor de distorsión de la corriente se define como el cociente entre el valor eficaz de la componente distorsionada de la corriente y el valor eficaz la componente distorsionada de la corriente de la misma máquina funcionando en onda cuadrada; Holtz justifica el empleo del factor de distorsión  $d$  con el objetivo de comparar distintos métodos de modulación de los pulsos de disparo, independientemente de la impedancia interna de la máquina. El estudio de Holtz muestra que si se aplica una modulación PWM vectorial (con una secuencia de aplicación de los vectores activos y nulos, así como con un cálculo de los tiempos de disparo igual a la empleada en la Tesis en zona lineal) sobre el convertidor, el factor  $d$  crece con el índice de modulación  $Ma$ , para  $Ma \in (0, 0,5)$ , para índices de modulación de frecuencia  $mf$  suficientemente elevados. Por ello, para índices  $Ma$  reducidos (en el entorno de 0,2) e índices de modulación de frecuencia elevados (por ejemplo  $mf=40$ ), el factor de distorsión de la corriente es menor que el obtenido con índices de modulación en el entorno de 0,9. En consecuencia éste no es un factor a tener en cuenta a la hora de calcular la velocidad del viento mínima de conexión.

Según lo expuesto, se ha elegido como velocidad del viento de conexión la determinada por las pérdidas del sistema; se ha tomado un margen de error en los cálculos de las pérdidas a bajas vueltas del 10%, por lo que la velocidad de conexión mínima (a la altura del buje de la aeroturbina) resulta  $v_0=3$  m/s.

- La velocidad a la que se producirá la desconexión ( $v_{\max}$ ) del generador de la red está limitada por los esfuerzos mecánicos sobre los elementos del sistema, fundamentalmente sobre las palas y la torre. En la punta de la pala, con el aumento de la velocidad del viento, se llegan a producir fenómenos que imponen una velocidad máxima en la punta de la pala que está en el entorno de los 90 m/s. La fuerza de tracción ejercida sobre la torre es otro fenómeno a considerar a la hora de establecer la máxima velocidad del viento permisible (a la altura del buje de la aeroturbina). Un valor empleado con frecuencia es  $v_{\max}=25$  m/s [ALWIN]



## 5.2 Funcionamiento en bucle cerrado del sistema de control del aerogenerador. Resultados experimentales

En el último apartado del capítulo 3 se ha comprobado el correcto funcionamiento del control aplicado al generador; se produce un adecuado seguimiento de las consignas de potencia impuestas al generador en tiempo real. De igual manera en el capítulo 4 se comprobó experimentalmente el correcto seguimiento de las consignas de potencia impuestas al inversor conectado a red. En este apartado se presentan los ensayos finales en bucle cerrado realizados al aerogenerador conectado a red. Se han aplicado como entrada de velocidad viento tanto las curvas normalizadas que fueron expuestas en el apartado 2.2, como registros de viento obtenidos por medición en campo.

### 5.2.1 Funcionamiento carga parcial

#### 5.2.1.1 Arranque del sistema

Inicialmente la aeroturbina se encuentra parada y el generador desconectado de la red. El sistema de control recibe constantemente los datos de la medida de la velocidad del viento; cuando ésta supera durante un tiempo determinado la velocidad de arranque, la turbina se orienta a la dirección del viento. Es entonces cuando comienza el proceso de carga del condensador de la etapa de continua; inicialmente se carga hasta la máxima tensión que permitan los diodos en antiparalelo del inversor de conexión a red y después, mediante el control de potencia activa del inversor se incrementa la tensión  $U_{DC}$  hasta el valor de diseño previamente calculado (apartado 4.3.3.1).

Como la aeroturbina es de paso variable, para conseguir el par de arranque basta con que el sistema ajuste el ángulo del paso de pala a un valor prefijado (aquel que permite que las palas adquieran el suficiente par de arranque). Son los perfiles más cercanos al eje de giro los que tienen un ángulo de ataque mayor y por lo tanto los principales encargados de proporcionar el par de arranque. En el momento en que se alcanza la velocidad de conexión del generador a red, se fija el paso de pala a un determinado valor (que permanecerá fijo hasta que se alcance la potencia nominal). Es entonces cuando se activan los lazos de control del rectificador que controlan el generador. En caso de que a la hora de conectar el generador a red el viento soplase en exceso, se ha de emplear el control del paso de pala para evitar que el par de conexión del generador sea desproporcionado.

A continuación se presentan los resultados correspondientes al proceso de arranque del aerogenerador prototipo. El condensador de la etapa de continua se carga por medio de puente de diodos en antiparalelo hasta 172 V; después y mediante sucesivos escalones de la consigna  $U_{DC}$  de referencia, dirigidos desde el panel de control (figura 4.4.2) se eleva la tensión hasta un valor de 420V (figura 5.2.1.1.1).

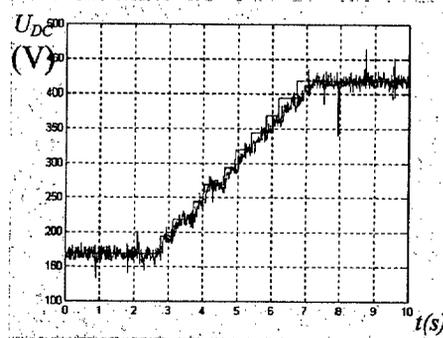


Figura 5.2.1.1.1. Carga del condensador

La conexión del convertidor que controla el generador se produce cuando la velocidad del viento supera los 3m/s (apartado 5.1.3). La consigna de entrada al sistema eólico es un viento inicial de 3 m/s; en estas condiciones, se aplica a la aeroturbina del prototipo, la ráfaga de viento real indicada en la figura 5.2.1.1.2a). Se aprecia como se produce la aceleración del generador con un cierto retardo fundamentalmente dependiente de la inercia del conjunto (figura 5.2.1.1.2b). La inercia de la aeroturbina actúa como un filtro paso bajo, amortiguando las fluctuaciones que lleva el viento.

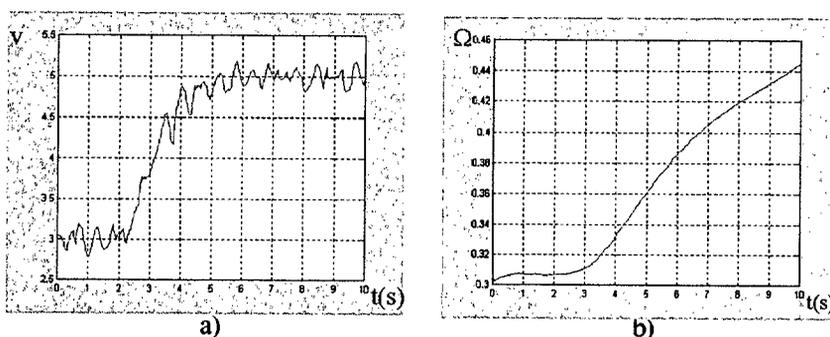


Figura 5.2.1.1.2 a) Velocidad del viento (m/s) y b) Velocidad de giro(pu) (en el proceso de arranque

En la figura 5.2.1.1.3 se muestra la evolución del par y de la potencia generada en el proceso arranque. El seguimiento de la consigna de par es casi instantáneo, tal y como era de esperar tras los ensayos realizados a velocidad constante (apartado 3.5.2). La referencia de par del generador se ve afectada por la lenta respuesta dinámica de la velocidad de giro y depende de la inercia de

la turbina. Como se ha elegido una turbina de inercia tal que el cociente  $J1/J2$  es cercano a la unidad, la influencia de las oscilaciones de par del generador sobre el eje de transmisión es menor. Las fluctuaciones del viento apenas trascienden a la medida efectuada del par en el eje del generador.

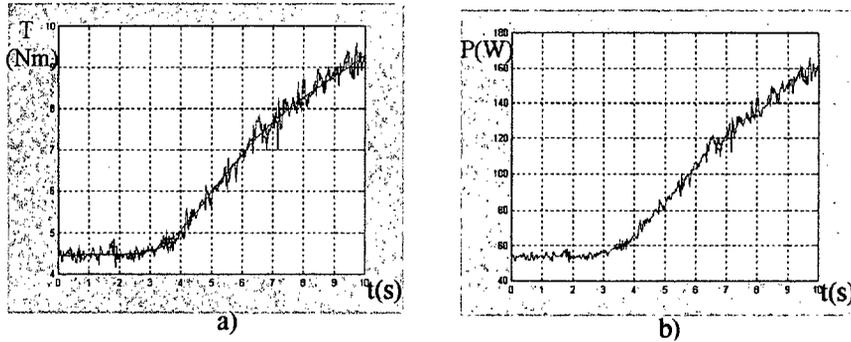


Figura 5.2.1.1.3 a) par del generador (Nm),  
b) potencia del generador, en el proceso de arranque.

### 5.2.1.2 Comportamiento del sistema ante viento en escalón, turbulento o ráfagas de viento extremas

Para la realización de los siguientes experimentos, se introdujeron como entradas de viento al sistema eólico prototipo los siguientes archivos temporales de velocidad del viento: A) consignas en escalón de la velocidad del viento en el primer tramo de funcionamiento a carga parcial, B) una rampa y C) una ráfaga extrema de velocidad del viento correspondientes a un emplazamiento de clase IV y de tipo B según la norma IEC 61400-1 (ver apartado 2.2.2), dentro del intervalo de velocidades del viento que incluya los tramos I y II de funcionamiento a carga parcial.

**A: Entrada de viento: consignas en escalón desde una velocidad del viento de 5 a 6 m/s, (figura 5.2.1.2.1 a))**

A continuación se muestran los resultados en tiempo real obtenidos cuando se aplican a la aeroturbina del prototipo, los escalones de viento que se muestran en la figura 5.2.1.2.1 a). La consigna de corriente  $I_d$  aplicada es la de máximo rendimiento. Como resultado del seguimiento de las referencias de par enviadas a la turbina (por el sistema de emulación) y al generador (por el sistema de control del rectificador), la respuesta dinámica de la velocidad de giro del generador es la indicada en la figura 5.2.1.2.1b). La inercia de la turbina, así como su

característica  $cp(\lambda)$ , impiden una respuesta más rápida del conjunto; sin embargo el seguimiento de la consigna de par del generador es inmediato (figura 5.2.1.2.2 a)).

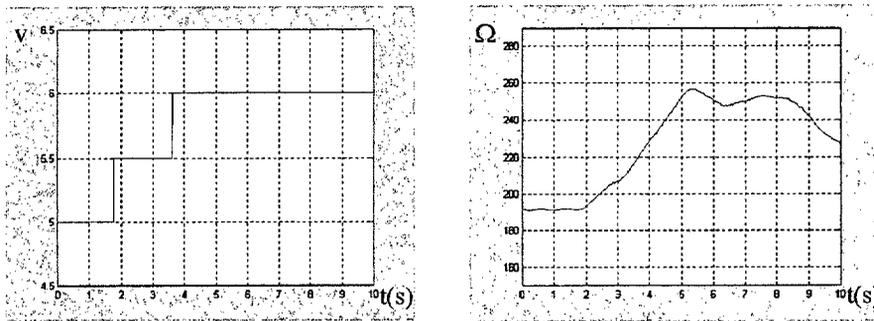


Figura 5.2.1.2.1 a) Escalón de viento (m/s) y b) Velocidad de giro del GSIP (rpm)

La evolución en el tiempo del coeficiente de potencia es la mostrada en la figura 5.2.1.2.2b); se observa como inicialmente se encuentra en su valor máximo, pues el experimento se realizó partiendo de las condiciones en régimen permanente correspondientes a un viento de 5 m/s. A lo largo del transitorio, y hasta que la velocidad de giro alcanza el valor de 230 rpm (régimen permanente correspondiente a  $v=6$  m/s), el valor de  $cp$  se mantiene por encima de 0,43; a los 5 segundos aproximadamente después del último escalón de viento, el valor de  $cp$  vuelve a alcanzar su máximo.

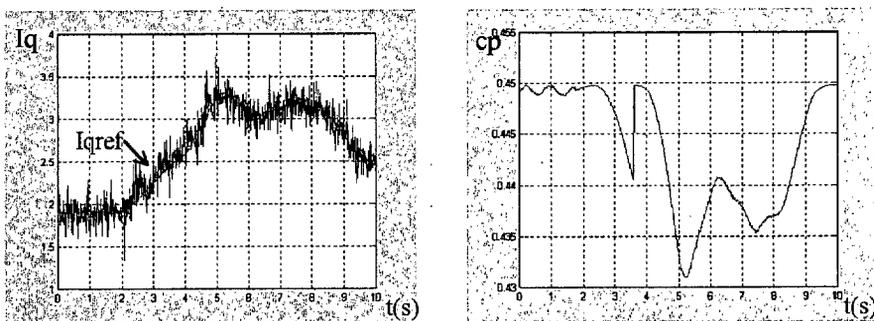


Figura 5.2.1.1.2 a)  $I_q(A)$  y referencia , b) Coeficiente de potencia

Antes de introducir al sistema prototipo una entrada de viento que comprenda los dos tramos de funcionamiento a carga parcial, se presenta una de las pruebas preliminares realizadas para comprobar el comportamiento del aerogenerador en la zona de debilitamiento de flujo.

### 5.2.1.2.1 Control en zona de debilitamiento de flujo

Tal como se indicó en el apartado 3.2.3 del tercer capítulo, una vez alcanzada la tensión asignada es posible establecer la consigna  $I_d$  de dos maneras diferentes: por formulación matemática o mediante un bucle externo de regulación que incluya un regulador Proporcional-Integral. Se han realizado simulaciones de ambas alternativas con objeto de compararlas y seleccionar la alternativa a implementar en el prototipo. En las simulaciones que se muestran en este apartado se ha considerado que el convertidor electrónico es ideal, esto es, que la tensión en bornas del generador es una senoide con una amplitud, frecuencia y fase determinadas por el sistema de control. La razón de ello es que, en ocasiones se ha simulado el comportamiento del sistema durante decenas de segundos, con lo que una simulación detallada sería muy larga y consumidora de memoria. Se presentan además los resultados experimentales en tiempo real.

#### 5.2.1.2.1.1 Establecimiento de la consigna de $I_d$ a partir de un calculador

La evolución de la tensión, de las referencias de corriente y como se siguen, ante una rampa de corriente  $I_q$  que haga entrar en la zona de debilitamiento de campo al generador es la mostrada en la figura 5.2.1.2.1.1. Tal y como se expuso en el apartado 3.2.3.1, este procedimiento produce una cierta oscilación de la tensión de salida, apreciable con claridad en la figura 5.2.1.2.1.1c)

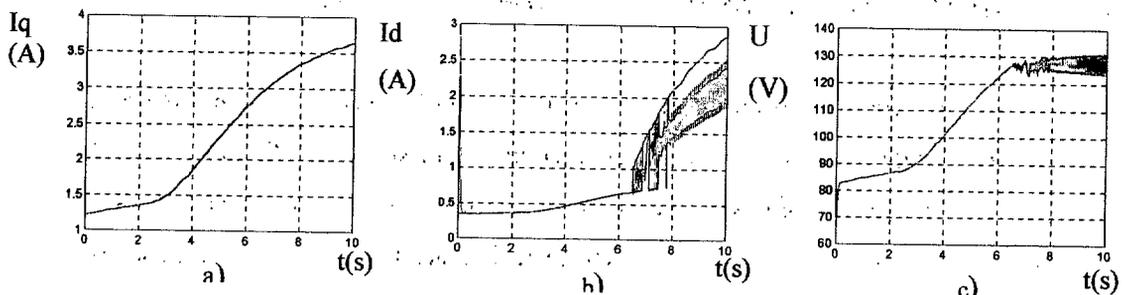


Figura 5.2.1.2.1.1 a)  $I_q^*(---), I_q$ , b)  $I_d^*(---), I_d$ , c) tensión, ante una rampa de  $I_q$  hasta penetrar en la zona de debilitamiento de campo obtenidas por simulación cuando se usa un calculador.

#### 5.2.1.2.1.2 Consigna de $I_d$ establecida mediante un bucle externo de regulación

Se han realizado simulaciones del funcionamiento del aerogenerador, incluyendo en el control el lazo externo de regulación de tensión, con el regulador PI previamente calculado. En

la figura 5.2.1.2.1.2 se muestra la evolución de las componentes de la corriente y de sus correspondientes referencias, así como de la tensión, cuando se aplica al sistema una rampa de corriente  $I_q$  que hace que el generador entre en la zona de debilitamiento de campo.

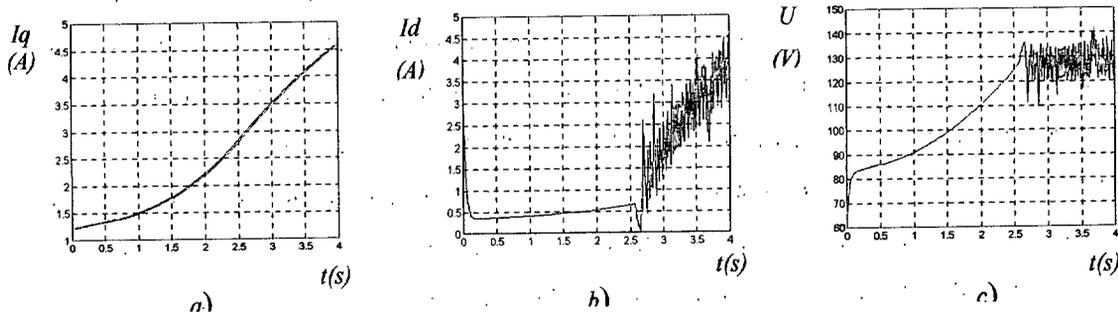


Figura 5.2.1.2.1.2  $I_q^*$ (---) e  $I_q$  (a),  $I_d$  (b), tensión (c), ante una rampa de  $I_q$  hasta penetrar en la zona de debilitamiento de campo obtenidas por simulación cuando se usa un regulador externo.

Por medio de los resultados de simulación expuestos, se puede concluir que, en la zona de debilitamiento de flujo, la estrategia mas favorable para generar la consigna de corriente directa es la derivada del empleo de un regulador de tensión, en el lazo externo de control. En el siguiente apartado se muestran los resultados experimentales tomados del prototipo cuando se aplica la estrategia mencionada.

### 5.2.1.2.1.3 Resultados experimentales en zona de debilitamiento de campo

El comportamiento del sistema en tiempo real, cuando la consigna de corriente reactiva es nula y se varía la referencia de corriente  $I_q$  en escalón, se muestra en las figuras 5.2.1.2.1.3.1 y 5.2.1.2.1.3.2. Se ha comprobado experimentalmente que no es necesario compensar las salidas de los reguladores en los lazos internos de corriente añadiendo las fuerzas electromotrices internas. Las fluctuaciones de tensión (figura 5.2.1.2.1.3.2) derivadas son inferiores a las

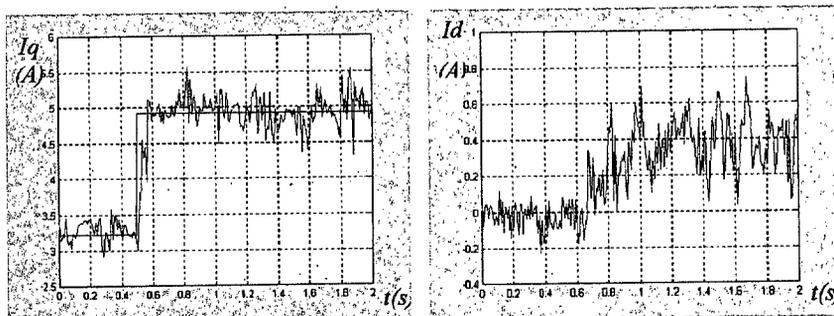


Figura 5.2.1.2.1.3.1 a)  $I_q^*$ (---),  $I_q$  (---), b)  $I_d$  ante un escalón de  $I_q$  hasta penetrar en la zona de debilitamiento de campo obtenidas experimentalmente

obtenidas mediante el cálculo de la consigna por medio de la expresión (3.1.2.2.4). Esta expresión, además de ser fuertemente dependiente de la variación de los parámetros del generador ( $L_s$  y  $\Psi$  obtenidos en los ensayos), implica un tiempo de cálculo adicional que afecta al seguimiento de la consigna de corriente directa, y por lo tanto a la limitación de tensión en la zona de debilitamiento de campo. La gráfica representa el valor eficaz del primer armónico de la tensión de fase; por ser una variable que no se puede medir de forma inmediata, se ha representado a partir de la medida en tiempo real del índice de modulación de amplitud y de la tensión de continua, aplicando la expresión (2.6.2.10), válida en zona lineal.

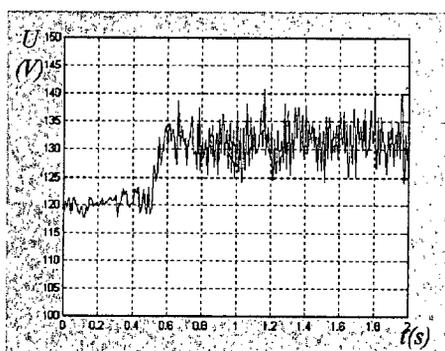


Figura 5.2.1.2.1.3.2 Evolución de la tensión del GSIP ante un escalón de  $I_q$  hasta penetrar en la zona de debilitamiento de campo

### **B: Entrada de viento: rampa con modelo de turbulencia normalizado que comprenda los dos tramos de funcionamiento a carga parcial**

A continuación se muestran los resultados en tiempo real obtenidos cuando se aplica la ráfaga normalizada mostrada en figura 5.2.1.2.3 a), a la aeroturbina del prototipo. Para introducir esta entrada mediante el software de la tarjeta se han de tomar muestras  $[t,v]$  de la onda e introducirla como una serie repetitiva de período 30 segundos. Se ha de elegir un período de muestreo del programa de visualización suficientemente elevado (en este caso 50 veces superior al período de integración en tiempo real) para evitar saturar el tiempo total de cálculo y toma de datos (ver apartado 2.7.1).

La respuesta dinámica de la velocidad de giro del generador es la indicada en la figura 5.2.1.2.3 b). Esta respuesta es lenta, lo que explica la diferencia entre la consigna de par teórica mostrada en la figura 5.1.1.10 y la obtenida (figura 5.2.1.2.4 a)). Al alcanzar la velocidad asignada del generador, cambia de referencia de par (pasa de ser la dada por (5.1.1.2) a ser la dada por (5.1.1.12)). No se empleó el regulador de debilitamiento de flujo, por considerarse que la sobretensión (del 12% sobre la asignada) medida en bornas del generador es asumible por el generador. La consigna de corriente  $I_d$  aplicada es la de máximo rendimiento en todo el rango de operación a carga parcial. El generador sigue en todo momento la consigna de corriente  $I_d$  de máximo rendimiento aplicada (figura 5.2.1.2.5 a)).

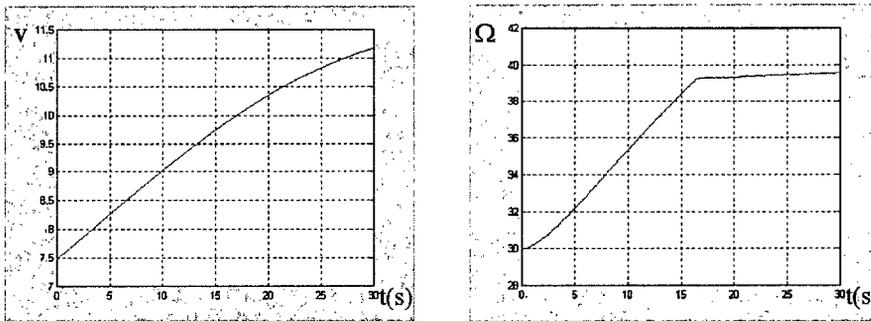


Figura 5.2.1.2.3 a) Ráfaga de viento (m/s) y b) Velocidad de giro del GSIP (rpm)

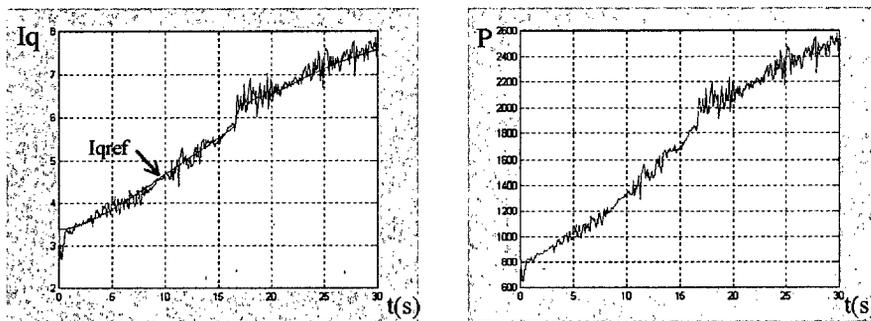


Figura 5.2.1.2.4 a) par del generador (Nm), b) potencia del generador (W)

También resulta interesante observar la evolución en el tiempo del coeficiente de potencia; en la

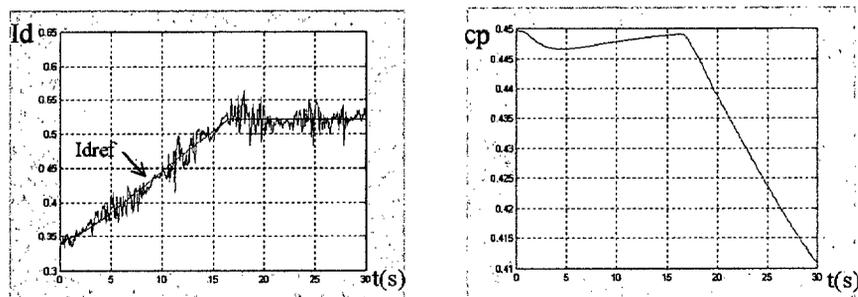


Figura 5.2.1.2.5 a)  $I_d$ (A) y referencia de  $I_d$  de máximo rendimiento  
b) Coeficiente de potencia

figura 5.2.1.2.6 se observa como en el primer tramo de funcionamiento, entre los valores de la velocidad del viento de 7,5m/s y 9,78 m/s, el valor del coeficiente  $c_p$  se encuentra en torno a su máximo valor. El experimento se realizó partiendo de condiciones en régimen permanente, en las que el  $c_p$  se encontraba en su valor máximo.

Antes de presentar los resultados obtenidos al aplicar una ráfaga de viento extrema que abarque los dos tramos de funcionamiento se ha considerado interesante mostrar la evolución de ciertas variables del sistema ante una ráfaga de menor intensidad.

A continuación se muestra la evolución de la referencia del par de la turbina y del par del generador en el primer tramo de funcionamiento a carga parcial; se ha comprobado que la referencia de par es seguida casi instantáneamente por el generador; sin embargo el variador de velocidad Simoreg introduce un pequeño retardo en el seguimiento de la consigna de par que recibe del sistema software emulador de la aeroturbina. Como resultado, la velocidad de giro evoluciona según se muestra en la figura 5.2.1.2.6 b).

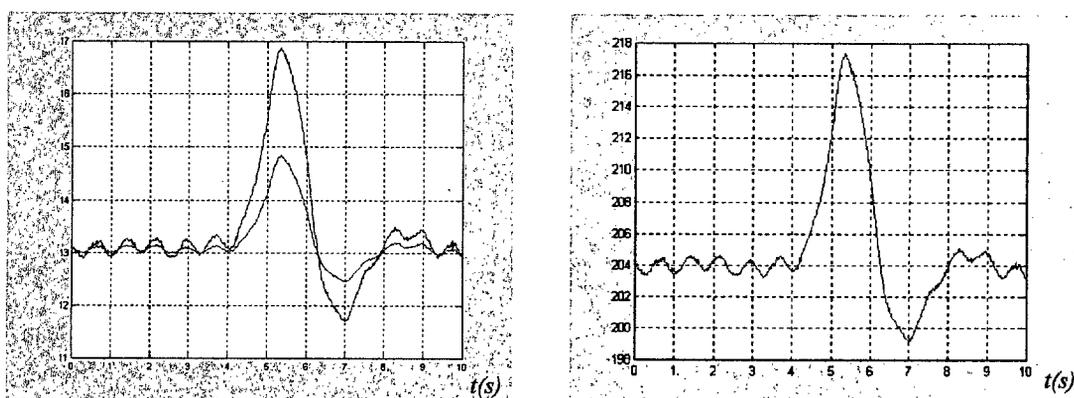


Figura 5.2.1.2.6 a) Referencias de Par de la turbina (---) y del par del generador(—) (Nm) , b) velocidad de giro (rpm)

### C: Entrada de viento: ráfaga normalizada que comprenda los dos tramos de funcionamiento a carga parcial (figura 5.2.1.2.7 a))

Se aplicó al sistema una ráfaga de viento extrema (según la norma IEC 61400-1) (figura 5.2.1.2.7 a)). Los resultados del seguimiento de la referencia de par del generador se muestran en la figura 5.2.1.2.8 a). De nuevo no se empleó el regulador de debilitamiento de flujo, (por considerarse que la sobretensión medida en bornas es asumible por el generador), y la consigna

de corriente  $I_d$  aplicada es la de máximo rendimiento en todo el rango de operación a carga parcial.

La respuesta dinámica de la velocidad de giro del generador es la indicada en la figura 5.2.1.2.7 b). De nuevo se aprecia como se produce la aceleración del generador con un cierto retardo; este retardo lleva a que, en vez de trabajar en el tramo II ( $v > 9,78 \text{ m/s}$ ,  $v < 13 \text{ m/s}$ ) durante más de 2 segundos de la ráfaga, cuando se alcanza la velocidad de giro asignada del generador (en  $t=6$  segundos) la referencia de par cambie durante un segundo tramo de funcionamiento de muy corta duración (apenas medio segundo). Las oscilaciones de par son menores, gracias a la estrategia de control indirecto de par aplicada al generador.

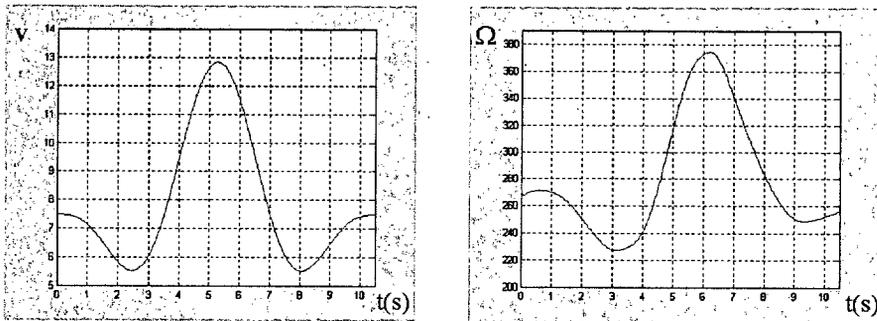


Figura 5.2.1.2.7 a) Ráfaga de viento (m/s) y b) Velocidad de giro del GSIP (rpm)

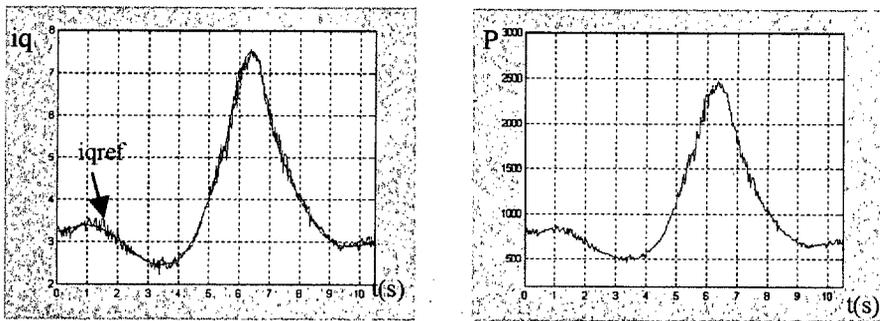


Figura 5.2.1.2.8 a) par del generador (Nm), b) potencia del generador (W)

### 5.2.2 Resultados del funcionamiento del sistema aerogenerador de paso de pala variable a plena carga.

Se presenta la evolución de la referencia del par de la turbina y del par del generador en el segundo tramo de funcionamiento a carga parcial y a plena carga, para una entrada de viento real en rampa de subida y posteriormente de bajada (figura 5.2.2 a)); alcanzada la velocidad asignada, la referencia de par (se ha comprobado que la referencia de par ( $Iq$ ) es seguida casi instantáneamente por el generador) es inferior a la que correspondería a la máxima potencia; el coeficiente  $c_p$  se encuentra por debajo de su valor máximo, 0,45 (figura 5.2.2 d)). Una vez superada la velocidad nominal del viento (13m/s), se alcanzan la potencia y el par nominal del generador, y comienza a actuar el regulador del paso de pala; se ha incorporado un suavizador de la referencia de par para evitar posibles oscilaciones de la consigna al cambiar de estrategia. Como se observa en la figura 5.2.2 b), el par del generador se mantiene en el nominal, mientras que el de la turbina descende ligeramente con el incremento de la velocidad del viento. Como resultado, la velocidad de giro evoluciona según se muestra en la figura 5.2.2 c).

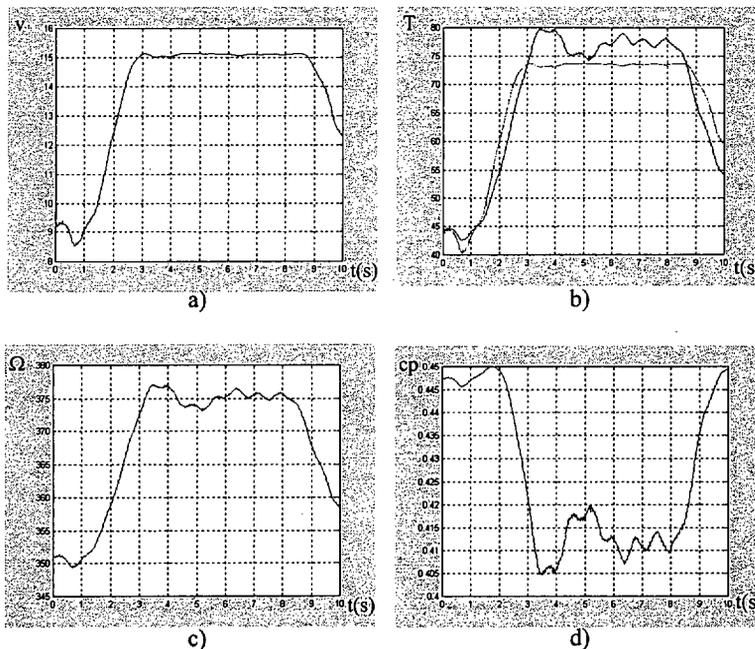


Figura 5.2.2 a) viento real (m/s) b) referencias de Par de la turbina (---) y del par del generador (—) (Nm), c) velocidad de giro (rpm), d) coeficiente  $c_p$

### 5.2.3 Parada del sistema

El aerogenerador entra en el modo de funcionamiento de parada cuando debido a alguna contingencia el sistema supervisor considere que se debe parar la planta. Si la parada es debida a una emergencia, entonces las palas se ponen inmediatamente en bandera, es decir, con el borde de ataque enfrentado al viento de forma que no se produce ningún par, comportándose como aerofrenos. El sistema de control del convertidor también debe reaccionar. La parada de emergencia se puede deber a diversas causas como son:

- **Pérdida de red.** Si hubiera una falta en la red el generador dejaría de producir par eléctrico la turbina se embalaría. Para evitarlo, cuando el sistema detecta una falta en la red, aunque sea corta, parará el aerogenerador.
- **Cortocircuito.** En caso de detectarse un cortocircuito se procederá a una parada de emergencia. Independientemente de esto, el convertidor dispone de elementos de protección.
- **Sobrevelocidad.** En el funcionamiento a plena carga el par del generador es fijo y se permiten pequeñas variaciones de la velocidad de giro. Sin embargo si el sistema detecta que la sobrecarga persiste parará el aerogenerador para evitar daños en el generador.

En la figura se representa una parada simulada de la aeroturbina; en este caso la aeroturbina prototipo se encuentra girando a 190 vueltas por minuto, cuando el operador da la orden de pararla; se actúa sobre el regulador del paso de pala, incrementándose el ángulo de calado de las palas, hasta que la aeroturbina deja de dar par y se reduce la referencia de par enviada al generador (figura 5.2.3a) reduciéndose así la velocidad de giro del conjunto (figura 5.2.3b).

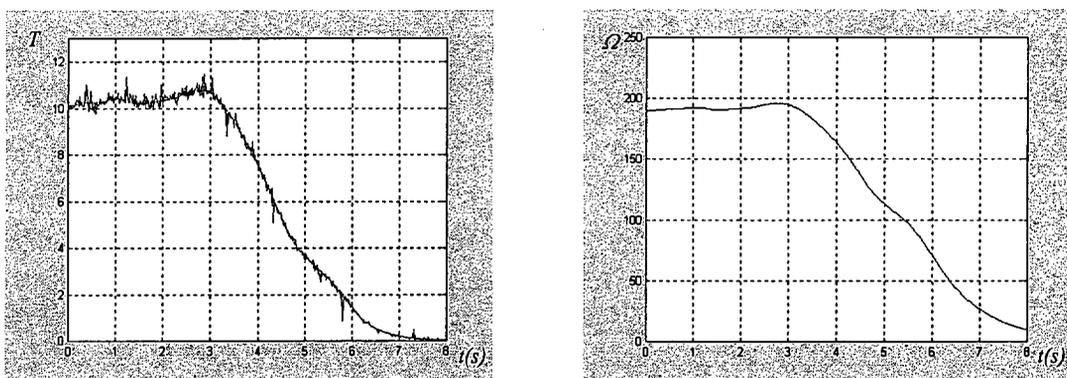


Figura 5.2.3. a) Par (---) y referencia de par (---) enviada al generador (Nm), b) Velocidad de giro (rpm)

## 6. CONCLUSIONES Y TRABAJOS FUTUROS

### 6.1 Conclusiones

Se ha conseguido completar el objetivo principal que dio origen a la presente Tesis Doctoral, es decir, se ha realizado un sistema de control aplicable a aeroturbinas de velocidad variable con generador síncrono multipolar de imanes permanentes que mejora de la eficiencia del sistema respecto a la obtenida actualmente en los sistemas de control de GSIP de aeroturbinas de velocidad variable. Esta mejora proviene esencialmente de la consecución de los siguientes objetivos:

- Conseguir que la turbina extraiga la máxima energía del viento incidente. El valor del coeficiente de velocidad específica en punta de pala es el óptimo en un intervalo de velocidades de giro máximo. La dinámica de la respuesta del sistema de control es la adecuada.
- Minimizar las pérdidas del generador. Se ha calculado la consigna de corriente que maximiza el rendimiento del generador y se ha comprobado experimentalmente el incremento de rendimiento que su empleo conlleva.
- Aprovechar emplazamientos con velocidades del viento bajas por la confluencia de dos aspectos:
  - El empleo de aerogeneradores directamente acoplados, conlleva una disminución de la pérdidas mecánicas debido a la eliminación del multiplicador de velocidad.
  - Se ha calculado la velocidad mínima del viento a la que se conecta el aerogenerador a red realizando un balance energético entre las pérdidas del conjunto y la potencia que el sistema es capaz de generar a esa velocidad. El control del convertidor permite la transferencia de potencia a la red a partir de la velocidad mínima calculada.

Además se ha desarrollado un sistema de control capaz de limitar la potencia eléctrica y la velocidad de giro a velocidades del viento elevadas. El sistema de control es capaz de detectar las diferentes zonas de funcionamiento del aerogenerador y variar la estrategia de control.

Mediante el sistema de modulación de los pulsos de disparo de los semiconductores del puente inversor, se ha conseguido mejorar la calidad de la potencia eléctrica generada; además una buena modulación del disparo de los IGBT's del inversor redundará en una reducción de la tasa de distorsión armónica de la potencia entregada a la red. Es posible también ejercer un control

sobre el factor de potencia. El sistema de control del inversor permite la transferencia de la potencia entregada por el generador a la red con un factor de potencia seleccionado por el usuario sin que se superen los límites de funcionamiento del convertidor.

Con objeto de validar el correcto funcionamiento del control del aerogenerador, se ha realizado el dimensionado y puesta en marcha de un prototipo de aerogenerador basado en una máquina síncrona multipolar de imanes permanentes.

A lo largo del desarrollo de la Tesis han surgido diversos interrogantes tanto de índole teórica como de carácter práctico, a los que se aportaron soluciones originales. Son de destacar los estudios y aportaciones realizados en relación con :

- Límites de funcionamiento de inversores PWM en fuente de tensión.  
Se ha realizado un profundo estudio de los límites de funcionamiento del inversor, estudio que permite seleccionar de manera óptima sus componentes, y así completar el dimensionado óptimo del sistema de generación.
- Implementación práctica del control vectorial de convertidores PWM en zona de sobremodulación.  
Las aportaciones realizadas en el desarrollo de una técnica de implementación de la modulación PWM vectorial en zona de sobremodulación, permiten ampliar la zona de funcionamiento del inversor en un 10% de modo que la distorsión armónica no supere la impuesta por la normativa vigente.
- Integración del control del paso de pala y del control de par del generador para velocidades superiores a la nominal.

## 6.2 Propuestas de trabajos futuros

Como posibles trabajos complementarios al realizado en la Tesis se proponen los siguientes :

- Desarrollo de una tarjeta comercial de control que incorpore las funciones de control, ajuste de parámetros y visualización de las principales variables. La tarjeta incorporaría los procesadores de señal y los periféricos adecuados para actuar como unidad de control de todo el sistema.

- Aplicación del control a un prototipo instalado en campo.  
Observación del sistema ante distintos regímenes transitorios como la conexión y desconexión de la red o análisis de las fluctuaciones en la tensión de la red.
  
- Estudio de sistemas aislados de velocidad variable con generador síncrono de imanes permanentes y su aplicación a la producción descentralizada de electricidad. Al respecto cabe señalar los trabajos realizados por J. Amador [AMAD00] en el campo de la electrificación rural.
  
- Implementación de un observador que posibilite la eliminación del encóder.
  
- Realización de un estudio económico con objeto de comparar el sistema tradicional basado en un generador de inducción con caja multiplicadora y operando a velocidad fija con este sistema basado en un generador síncrono directamente acoplado y operando a velocidad variable; se han de cuantificar los costos de adquisición, operación y mantenimiento de cada sistema y determinar el período de amortización respectivo para fijar su rentabilidad según la potencia del generador y teniendo en cuenta el precio de la energía eléctrica suministrada a la red así como la disponibilidad de viento según el emplazamiento.



# APÉNDICE A. Ensayos realizados al generador

## A.1 Medida de la resistencia estática

Aplicando una tensión continua entre dos fases de 3.8 V, absorbe 0,83 A, luego la resistencia por fase del devanado esotórico es:

$$R_{\text{devanado}} = 2,289 \Omega$$

## A.2 Ensayo de vacío

$\Omega$ (rpm)	Eo fase (V)	flujo (V.s)
52,9010	21,1818	3.8236
77,2014	31,1737	3.8560
116,1744	46,9215	3.8569
156,9065	63,3920	3.8580
171,077	70,7427	3.8578
199,3978	80,2736	3.8444
226,0944	90,9508	3.8414
269,6327	108,7543	3.8516
291,6866	118,0859	3.8659
324,4302	131,0928	3.8586
334,0511	135,9269	3.8588
374,0879	151,3881	3.8645

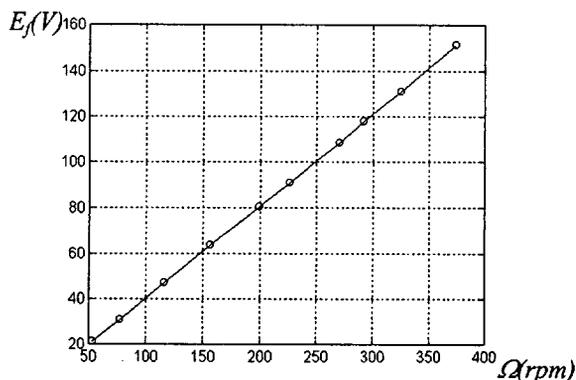


Figura A.1 Ensayo en vacío

A partir del ensayo en vacío se obtiene el flujo del imán, como pendiente de la recta mostrada en la figura A. 1:

$$E_{of} [V] = \psi [V.s]. \Omega [rad/s]$$

El flujo resultante es :

$$\psi = 3,8521 [V.s]$$

Resulta ser un valor coherente en comparación con el de otros generadores conocidos:

- $E_o [V] = 3,275 [V.s] . \Omega [rad/s]$  generador de 5 kW, (imanes de ferrita)[PERAH95]
- $E_o [V] = 1,654 [V.s]. \Omega [rad/s]$  generador de 8 kW, (imanes de ferrita) [DOMBU94]
- $E_o = 15,51 [V.s] . \Omega [rad/s]$  generador de 40 kW (imanes de ferrita) [CARL99]

$$E_o = 19,49 [V.s] \cdot \Omega [rad/s]$$

generador de 20 kW (imanes NdFeB pegados en rotor, interno, 12 polos) [YILD98]

$$E_o = 30,95 [V.s] \cdot \Omega [rad/s]$$

generador de 20 kW (imanes NdFeB pegados en rotor, externo, 84 polos) [VILLS96]

### A.3 Ensayo en carga. Método de la corriente

Como se mencionó en el apartado 2.5, debido a la excitación que introducen los imanes no es posible aplicar los métodos convencionales de medida de parámetros de máquinas síncronas. Con objeto de calcular las reactancias en eje directo y transversal, se ha empleado el método de la corriente descrito en [PEREZ90].

Se tomaron varias medidas para diversas cargas resistivas:

$$R_{carga} [\Omega] = 11,8$$

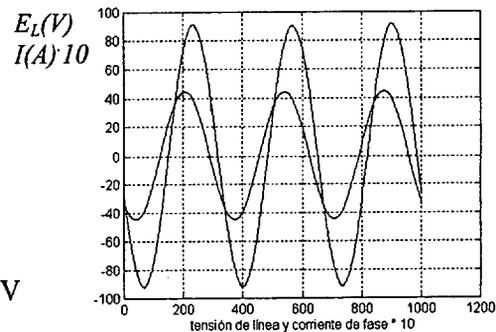
$$\Omega_1 [rpm] = 118,318$$

$$U_{f1} [V] = 37,490$$

$$I_1 [A] = 3,1672$$

$$Potencia [W] = 354,748$$

$$\text{Según el ensayo de vacío : } E_{o1} = 47,787 \text{ V}$$



Num. muestras

Figura A.2 Ensayo en carga

$$R_{carga} [\Omega] = 5,9$$

$$\Omega_1 [rpm] = 157,01$$

$$U_{f1} [V] = 49,729$$

$$I_1 [A] = 8,43$$

$$P [W] = 1257,31$$

$$\text{Según el ensayo de vacío : } E_{o1} = 63,40 \text{ V}$$

Conocida  $R_{dev} = 2,289 \Omega$ , se comprobó que la relación entre la reactancia en eje directo y en eje transversal era:  $X_d = 0,998 X_q$ , por lo se puede considerar como una máquina síncrona de rotor liso.

Con estos datos, resulta una inductancia por fase de:

$$L_{sd} = L_{sq} = L_s = 46,3 \text{ mH}$$

Comparación de este valor con otros conocidos: en el artículo [CARL99], generador de 40 kW :  $L_s = 119 \text{ mH}$ .

## A.4 Medida de la inercia del generador

### A.4.1 Cálculo del par resistente

La carga para este ensayo es un rectificador de diodos y una resistencia de 5,4  $\Omega$ .

Ensayo: Desconecto la tensión de inducido a 277 [rpm]

$$\text{Pérdidas fijas} = U I - R I^2$$

Las medidas tomadas fueron :

$n_{\text{BAJA}}$ [rpm]	$n_{\text{BAJA}}$ [rad/s]	$U_{\text{DC}}$ [V]	$I_{\text{DC}}$ [A]	$P_{\text{fijas}}$ [W]	$Mr$ [Nm]
0	0	0	0	0	0
39,7	4,1574	30	0,9	22,6260	1,7285
79,3	8,3043	57	1,1	56,1660	2,1454
119,05	2,4669	82	1,2	90,6240	2,3077
158,7	6,6190	107	1,25	125,3125	2,3933
198	0,7345	130	1,45	177,1465	2,7066
238,1	4,9338	155	1,6	234,1760	2,9816
277,8	9,0911	180	1,75	298,4625	3,2573

Tiempo transcurrido entre  $n_{\text{alta}} = 277$  [rpm] y paro del motor =  $t(\Omega_2 - \Omega_1) = 1$  segundo

Par resistente medio:  $Mr = 2,3077$  [Nm]

### A.4.2 Cálculo de la inercia

$$J = Me - Mr / ([\Omega_2 - \Omega_1] \cdot [\pi/30] / t[\Omega_2 - \Omega_1]) = 2,3077 / [39,27 / 1] = 0,0588 \text{ Kg.m}^2$$



## BIBLIOGRAFÍA

- [ALWIN]. Base de datos de emplazamientos y de curvas de potencia de aerogeneradores comerciales. Programa de cálculo de instalaciones eólicas.
- [AMAD00] J. Amador Guerra, "Análisis de los parámetros técnicos en la aplicación de los sistemas de información geográfica a la integración regional de las energías renovables en la producción descentralizada de electricidad", Tesis Doctoral, E.T.S.I. Industriales, U.P.M, Madrid, 2000.  
[ftp://gestion.euiti.upm.es/PUBLICO/tesis/2000\\_01/](ftp://gestion.euiti.upm.es/PUBLICO/tesis/2000_01/)
- [AMEN00]. J.L.R. Amenedo, "Análisis dinámico y diseño del sistema de control de aeroturbinas de velocidad variable con generador asíncrono de doble alimentación", Tesis Doctoral, Universidad Carlos III, Madrid, 2000.
- [AMLA92] B. Amlang, D. Arsurdis, D. Leonhard, W. Vollstedt, K. Wefelmeier, "Elektrische Energieversorgung mit Windkraftanlagen", BMFT-Forschungsvorhaben 032-8265-B, Braunschweig, 1992.
- [ANDER83] P.M. Anderson, A. Bose, "Stability simulation of wind turbine systems", IEEE Transaction on Power Apparatus and Systems, Dic. 1983.
- [ARIAS0] Fernando Arias, "Nociones de aerodinámica", Informe del Curso: "Desarrollo tecnológico de Sistemas Aislados con energía eólica", CIEMAT, Oct, 2000.
- [AVIA00] Felix Avia, Ignacio Cruz "Spain: wind power forges ahead", Renewable Energy World, May-June, 2000.
- [BAKH00] Bakhshai, A R; Joos, G; Jain, P K; Jin, H "Incorporating the Overmodulation Range in Space Vector Pattern Generators Using a Classification Algorithm", IEEE Transactions on Power Electronics, 2000 - Volume 15 - issue 1, Pp.: 83 – 91.
- [BHOW99] S. Bhowmik, R. Spée, J.H.R. Enslin, "Performance Optimization for double fed wind power generation systems", IEEE Transactions On Industry Applications, Vol. 35, N°4, Julio/Agosto 1999.
- [BIAN96] N. Bianchi, A. Lorenzoni ; " Permanent magnet generators for wind power industry: an overall comparison with traditional generators"; International Conference on Opportunities and advances in International Power Generation, Marzo 96, pp. 49-54.
- [BOGL93] A. Boglietti, P.P. Ferraris, M. Lazzari, F. Profumo, "Effects of different modulation index on the iron losses in soft magnetic materials supplied by PWM inverter", IEEE Transactions on Magnetics, Vol.29, N°6, Nov. 1993, pp. 3234-3236.
- [BOSE97] B. Bose, "Power Electronics and Variable frequency drives". Technology and Applications, IEE-Press, New York, 1997.
- [BOWE00] S. Bowes, R. Grewal, S. Sukhminder, "Novel Space-Vector-Based Harmonic Elimination Inverter Control", IEEE Transactions on Industry Applications, 2000 - Volume 36 - issue 2, Pp: 549 – 557.
- [BOWE97] S. R. Bowes, Y.S. Lai, " The relationship between SVM and regular sampled PWM ", IEEE Tran. On Industrial electronics, Vol. 44, N°5, Oct. 1997.

- [BOWE99] Bowes, S R; Grewal, S. , " Novel harmonic elimination PWM control strategies for three-phase PWM inverters using space vector techniques" IEE Proceedings - Electric Power Applications, 1999, Vol. 146 - issue 5. Ppp.495 - 514.
- [BROE88] H.W. Van der Broeck, H. Skundelny, G.V. Stanke, "Analysis and realization of a Pulsewidth Modulator based on Voltage Space Vectors", IEEE Transactions on Industry Applications, 1988 - Volume 24 - issue 1, Pp: 142-150.
- [BRUNE94] Chris S. Brune, René Spée, Alan K. Wallace "Experimental Evaluation of a Variable-Speed, Doubly-Fed Wind-Power Generation System", IEEE Transactions On Industry Applications. Vol. 30, No. 3, May/June 1994
- [BUXB90] A. Buxbaum, K. Schierau, A. Straughen, "Design of control systems for DC drives", Springer Verlag, New York, 1990
- [CADO96] John B. Cadogan, B. Parsons, J.M. Cohen, B. L. Johnson, "Characterization of wind technology progress ", AWEA Windpower NREL, July 1996
- [CARI92] Caricchi F., Crescimbin F., Honorati O., Santini, E., "Performance evaluation of an axial-flux Permanent Magnet Generator ", ICEM, 1992, pp. 761-765.
- [CARL94] O. Carlson, A. Grauers, Svensson J., Larsson A., "A Comparison of Electrical Systems for Variable Speed Operation of Wind Turbines", European Wind Energy Conf., 1994, pp. 500-505.
- [CARL96,1] O. Carlson; E. Ulén, "Torque control of synchronous and induction generators for variable-speed operation of wind turbines ", EWEC'96, pp. 496-499.
- [CARL96,2] O. Carlson; J. Hylander K. Thorborg , "Survey of variable-speed operation of wind turbines" , EWEC'96, pp. 406-409
- [CARL99] O. Carlson, A. Grauers, A. Williamson, S. Engström, E. Spooner, " Design and Test of a 40kW directly driven permanent magnet generator with a frequency converter" Proc. of EWEC 99.
- [CATTO96] G. Catto; " Recent developments in the use of electrical machines in wind turbines", ICEM 1996, pp. 353-357.
- [CHAL99] Chalmers B. J., Wu W., Spooner E., "An Axial-Flux PM Generator For a Gearless Wind Energy System", IEEE Trans. on Energy Conversion, Vol 14, No.2, June 1999, pp. 251-256.
- [CHEN95,1] Chen, Z.; Spooner, E. , "A modular, permanent-magnet generator for variable speed wind turbines" Durham Univ., UK ; Seventh International Conference on Electrical Machines and Drives , 1995 ; pp. 453-7.
- [CHEN95,2] Chen, Z.; Spooner, E., "A variable-speed, permanent-magnet, wind-turbine generator and its control" UPEC '95. 30th Universities Power Engineering Conference 1995. Conference Proceedings, Vol.2, pp.517-20.
- [CHEN96,1] Z. Chen, E. Spooner , "Grid interface in variable-speed, permanent magnet, wind turbine generator ", ICEM '96, pp. 347-352
- [CHEN96,2] Z. Chen, E. Spooner , " A solid-state synchronous Voltage source with low harmonic distortion ", International Conference on opportunities and Advances in International Power Generation, 1996, pp. 158-163.
- [CHEN96,3] Z. Chen, E. Spooner , " A DC to AC converter with thyristor inverter and active compensation" , Sixth International Conference on Power Electronics and Variable Speed Drives, pp.1-6.

- [CHEN98,1] Z. Chen, E. Spooner , " Grid interface options for variable-speed, permanent-magnet generators", IEE Proceedings Electr. Power Appl., Vol 145, N° 4, July 1998, pp. 273-283.
- [CHEN98,2] Z. Chen, E. Spooner , " Simulation of a direct drive variable speed energy converter ", ICEM '98, Istambul,pp. 2045-2050
- [CHIN99] M.Chinchilla, S.Arnalte , J.L.Rodríguez, and J.C. Burgos, " Multipole Permanent Magnet Machine Using PWM Converters Applied To Variable Speed Wind Energy Generation", Electrimacs, Lisboa. Vol. 3, Sept. 1999, pp. 233-238.
- [CHUN95], A.W.K. Chung, J.A.M. Bleijs, "Optimal performance of synchronous generator with boost rectifier for variable speed wind turbine", Proceedings of 30th Universities Power Engineering Conference, Vol. 2, 1995.
- [CORRA82] J. Corrales Martín, "Cálculo Industrial de Máquinas Eléctricas", Vol 1 y 2. Ed. Marcombo, 1982.
- [DIOP01] A.D. Diop, C. Nichita, J.J. Belhache, B. Dakyo, E. Ceanga, "Error evaluation for models of real time wind turbine simulators", Wind Engineering, Vol. 24, N° 3, 2000, pp. 203-221.
- [DOMBU94] L.Dombur,V.Bezrukov" On the use of PM motor as a generator for the wind power plant ", Latvian Journal of Physics and technical sciences,1994,N° 5, pp. 63-67.
- [DSPACE1] dSPACE GmbH, Solutions for Control- Catalog, 1999.
- [DSPACE11] dSPACE GmbH, DS1102 Program Loader (LD31) , 1998.
- [DSPACE2] dSPACE GmbH , DS1102 COCKPIT Instrument Panel, 1998.
- [DSPACE3] dSPACE GmbH, DS1102 Real-Time TRACE Module, 1998.
- [DSPACE4] dSPACE GmbH, DS1102 Real-Time Interface to SIMULINK, 1998.
- [DSPACE5] dSPACE GmbH, DS1102 Floating-Point Controller Board, 1998.
- [DSPACE6] dSPACE GmbH, DS1102 Real-Time TRACE Module for MATLAB (MTRACE), 1998.
- [DSPACE7] dSPACE GmbH, DS1102 Software Environment, 1998.
- [DSPACE8] dSPACE GmbH, DS1102 DSP Device Driver, 1998.
- [DSPACE9] dSPACE GmbH, DS1102 MATLAB-DSP Interface Library (MLIB) , 1998.
- [DUB00] M. Dubois, "Comparison of generator topologies for direct-drive wind turbines", NORPIE 2000.
- [ELPAIS01] R. Zúñiga, "Molinos de viento de carbono", Diario El Pais, 15 de abril de 2001, Sección Negocios, p. 10.
- [ENERTRON] S. Arnalte, J.C. Burgos, C. Veganzones, "Informe Enertrón", Informe de las Universidades Carlos III y UPM para la empresa Enertrón , 2000.
- [FENG92] Wang Fengxiang; Wang Yiquan; Wang Xiangheng, "A novel square wave permanent magnet wind generator" Dept. of Electr. Eng., Shenyang Polytech. Univ., China ;Proceedings. International Conference on Electrical Machines , VOL. 3 pp. 1039-42 .
- [FRAILE95], J. Fraile Mora, "Máquinas Eléctricas", Colegio de Ingenieros de Caminos, Canales y Puertos, 1995, Libro 3ª Edición, 728 páginas.
- [FRERIS90] L.L. Freris, "Wind Energy conversion systems", Ed. Prentice Hall, 1990, Libro 386 páginas.

- [GODO97] M. Godoy Simoes , B. K. Bose , R. J. Spiegel, " Fuzzy logic based intelligent control of a variable speed cage machine wind generation system", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 12, nº 1, Enero 1997, pp. 87-95.
- [GONZ01] J.I.González Zúñiga, "Diseño de un aerogenerador síncrono de imanes permanentes y velocidad variable de 500 kVA", Proyecto Fin de carrera, director : J.Sanz, Universidad Carlos III, 2001.
- [GRAU96,1] Grauers, A. "Directly Driven Wind Turbine Generators". International Conference on Electrical Machines ICEM 96. Vigo. Sept 1996.
- [GRAU96,2] A. Grauers , " Efficiency of three wind energy generator systems" , IEEE Transactions on Energy Conversion , Vol.11, Nº 3, Sept. 1996, pp. 650-657.
- [GRAU96,3] Grauers, A. "Generators for gearless wind energy converters", EWEC 96; pp. 418-421.
- [GRAU96] A. Grauers , "Design of direct-driven permanent magnet generators' for wind turbines", Technical report 292, Universidad de Chalmers, 1996.
- [HEIER98] Siegfried Heier, "Grid Integration of Wind Energy Conversion Systems", Ed.Wiley, 1998, Libro, 385 páginas.
- [HOEI91] M.J. Hoeijmakers, "Synchronous machine with rectifier for wind turbines", <http://courses.its.tudelft.nl/mjh/publications.html>.
- [HOLTZ92] J. Holtz , "Pulsewidth Modulation-A survey", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol39,Nº 5, Dic.1992, pp. 410-419.
- [HONO91] Honorati,O., Caricchi F.,..., "Gear-less wind energy conversion system using an axial PM synchronous machine", European Wind Energy Conference, 1991, 814-818.
- [IEC 61400-1] Normativa reguladora de sistemas de generación con turbinas eólicas. Especificaciones de seguridad.
- [IEC 1000-2-2] Normativa reguladora de los niveles de emisión de armónicos de tensión en el punto de conexión común para redes de baja tensión .
- [IEC 1000-3-2] Normativa reguladora de los niveles de emisión de armónicos de corriente para equipos de menos de 16 A de corriente nominal .
- [JEUM]. Catálogo de aerogeneradores de la empresa Jeumont.
- [JIAN98] Jian Yi Chen, Cem V. Nayar , " A Multi-pole Permanent Magnet Generator direct coupled to Wind turbine", ICEM 1998, pp. 1717-1722.
- [JOCK96] S. Jöckel; " Gearless wind energy converters with permanent magnet generators - an option for the future? ", EWEC'96, pp. 414-417.
- [JOULE,1] Ir. A.T. Veltman, D.G. Infield, " Advanced AC/DC/AC converter for variable speed wind turbines" Proyecto JOULE2 con número de contrato: J0U2-J0UR-082-C, Wind Energy contractors meeting, 1995.
- [JOULE2,2] N. Vilsboll, "Wind turbine integrated multipole permanent magnet generator" Proyecto JOULE2 con número de contrato: J0U2-CT92-0214, Wind Energy contractors meeting, 1995.
- [JOULE2,3] "Directly driven wind turbine generator project" Proyecto JOULE2 con número de contrato: J0U2-CT93-0297.

- [KAZM98] M.PP.Kazmierkowski, L. Malesani, "Current Control Techniques for three-phase Voltage-Source PWM converters: a survey", IEEE Tran. On Industrial electronics, Vol. 45, N°5, Oct. 1998, pp. 691-703.
- [KLADA98] A.G. Kladas, M.PP.Papadopoulos, J.A. Tegopoulos" Multipole Permanent Magnet design for gearless Wind power applications ", ICEM 1998, pp. 2055-2059
- [LAMP95,1] Lampola, P.; Perho, J.; Saari, J., "Electromagnetic and thermal design of a low-speed permanent magnet wind generator", Lab. of Electromechanics, Helsinki Univ. of Technol., Espoo, Finland; Stockholm Power Tech International Symposium on Electric Power Engineering, 1996, Vol. 3, pp. 211-16.
- [LAMP96,1] Lampola, P.; Perho, J.; Väänänen, J., " Analysis of a low-speed permanent magnet wind generator connected to a frequency converter ", ICEM 1996, pp. 393-398.
- [LAMP96,2] Lampola, P.; Perho, J.; Väänänen, J., " Analysis of a low-speed permanent magnet wind generator ", EWEC 1996, pp. 500-503.
- [LAMP98,1] Lampola, P. " Electromagnetic Design of an unconventional Directly driven Permanent-Magnet Wind Generator ", ICEM 1998, pp. 1705-1710.
- [LAUW83] T.H. Lauw, "AC-DC-AC Conversion system for mains-connected wind power", Proc. ASME Wind Energy Symposium, 1983.
- [LAUW83] T.H.Lauw, "AC-DC-AC conversion system for mains-connected windpower generation". Proc. 2nd ASME Wind Energy Symposium , ASME, 1983., pp. 193-203.
- [LEIT91] , W.E. Leithead, S. de la Salle, D. Reardon, " Role and objectives of control for wind turbines", IEE Proceedings-C , Vol. 138, N° 2, Marzo 1991.
- [LEON96] , Leonard J. Bohmann, D.O. Wiitanen " A variable Voltage and frequency scheme to optimize the efficiency of a wind-driven induction generator " . electric Machines and Power Systems , 24, pp. 429-435, 1996.
- [LLOY96] Lloyd, S.H.; Infield, D.G." Model development and controller design for the proven 2.2 kW wind turbine" (Dept. of Electron. & Electr. Eng., Loughborough Univ. of Technol., UK), Wind Energy Conversion 1996. Proceedings of the 18th British Wind Energy Association Conference, pp. 57-60.
- [MANWE91] J.F. Manwell, J.G. McGowan, B.H. Bailey ; "Electrical/Mechanical options for variable speed wind turbines". Solar Energy , Vol. 46, N°1, pp 41-51, 1991
- [MED99] Medio Ambiente y Electricidad. Consideraciones desde la Ingeniería. Informe. Comité de Energía y Recursos Naturales. Diciembre de 1999
- [MERCE96] A.S.Mercer, E. A. Bossanyi; "Stall regulation of variable speed hawts", EWEC'96, pp. 825-828 , Mayo 96
- [MILLE97] A. Miller, E. Muljadi, D. S. Zinger, "A variable speed wind turbine power control", IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 12, N° 2, Junio, 1997
- [MOHAN95], N. Mohan, "Power Electronics" Ed. Wiley, 1995, Libro, 801 páginas
- [MORI90] S. Morimoto, Y. Takeda, T. Hirasa, K. Taniguchi, "Expansion of operating limits for PM motor by current vector control considering inverter capacity" IEEE Transactions on Ind. Appl., pp. 26, n° 5, 1990, pp. 866-871.

- [MPEK00] S. Mpekos, E. Tsimplotsephanakis, E. Tatakis, A. Safacas, "Control technique for a variable speed WECS using a synchronous generator", ICEM,2000, pp. 1092-1095.
- [MULJ98] Muljadi E., Butterfield C.P., Wan Y-H: "Axial-Flux, Modular, PM Generator with a toroidal winding for wind turbine application", IEEE Conf. on Ind. Appl. and Systems, 1998, pp. 174-179.
- [NOVO96] Novotny, Lipo, "Vector control and dynamics of AC drives", Ed. Clarendon Press,1996, 433 páginas,
- [OGATA96] K. Ogata,"Sistemas de control en tiempo discreto", Prentice may, Libro, 500 páginas.
- [PAPA96] A. Papantoniou, A. Coonick, L. Freris, " Simulation of wind energy conversion systems ( WECS ) using SABER "., EWEC '96, pp. 432-435.
- [PEÑA96] Peña, R.; Clare, J.C.; Asher, G.M. "Doubly fed induction generator using back-to-back PWM converters and its application to variable-speed wind-energy generation" IEE Proc-Electr Power Appl Vol 143 No 3 May 1996, pp. 231-241
- [PERA97] M. Perales, F.Barrero, J.L. Mora y otros, "DSP and FPGA based system to control a wind turbine generator implementing a variable speed vectorial control method", Proceedings of the XII DCIS'97, Sevilla , Nov. 97, pp. 609-612.
- [PERAH95] J.Perahia,C.V.Nayar, "Model and simulation of a wind turbine powered PM alternator battery charging system ", Wind Engineering, 1995, Vol. 19, N° 6, pp. 303-319.
- [PEREZ90] M. Perez Donsión, M.A. Fernández Ferro, "Motores síncronos de imanes permanentes", Universidad de Santiago de compostela",1990, Libro, 144 páginas.
- [PIER91] J.T.G. Pierik; M.J. Hoeijmakers; J.M. Vleeshouwers y otros "A variable Speed System with Integral Control for Wind Turbines", (IRFLET) EWEC 91. Amsterdam.
- [PIER94] J.T.G. Pierik, Veltman A.T., de Haan S.W.H., Smith G.A., Infield D.G., Simmons A.D.,"A new class of converters for variable-speed wind turbines", EWEC 1994, pp. 534-539.
- [RODR98] J.L. Rodríguez, M. Chinchilla, S. Arnalte, J.C. Burgos , " Comparison of two variable speed wind energy generators and their control: direct driven PM synchronous generator and doubly fed induction generator ",UPEC, 1998, pp 233-236.
- [ROGE] M.C.M. Rogers, "Relationship of the controllability of power/torque fluctuations in the drive-train to the wind turbine configuration", BWEA , pp . 213-219
- [SADRE97] Maxime Sadre ; "Electromechanical Converters associated to wind turbines and their control". Solar Energy , Vol. 61, N°2, 1997, pp.119-125.
- [SAKU92] Sakutaru Nonaka; Takemi Kawaguchi, "A new variable speed AC generator using a brushless self-excited-type Synchronous. Motors", IEEE Tr. Ind. Appl.,V 28, n° 2,1992, pp. 490-496.
- [SANZ95] M.A. Sanz, "Modelización dinámica y control vectorial de motores síncronos de imanes permanentes con aplicación de observadores de estado", Universidad de Gijón, Tesis Doctoral, Nov. 1995
- [SCHIE00] I. Schiemenz, M. Stiebler, "Maximum power point tracking of a wind energy system with a permanent-magnet synchronous generator". ICEM 2000, pp. 1083-1086
- [SERRA95] L. Serrano Iribarnegaray, "Fundamentos De Máquinas Eléctricas Rotativas", Universidad Politécnica de Valencia, 1995, Libro, 360 páginas.
- [SCHO98] Konrad Schoepp, Piotr Zielinski," Low-speed split-poles Synchronous generator for wind plant application ",ICEM 1998, pp. 1699-1704.

- [SHIM96] Y. Shimizu,....; " Development of advanced passive controlled hub of horizontal axis wind turbine", EWEC'96, Mayo 96, pp. 846-849.
- [SODE96] Soderlund, L.; Eriksson, J.-T.; Salonen, J.; Vihriala, H.; Perala, R." A permanent-magnet generator for wind power applications", Lab. of Electr. & Magnetism, Tampere Univ. of Technol., Finland; IEEE Transactions on Magnetics.
- [SOUL99] J. Soulard, B. Multon, "Maximum power limits of small single-phase permanent magnet drives" IEE Proceedings - Electric Power Applications, 1999, Vol. 146 - issue 5, pp. 457 – 462.
- [SPERA94] D. Spera, "Wind Turbine Technology; fundamental concepts of wind turbine engineering", ASME, New York, 1994, Libro, 638 páginas.
- [SPOON92] Spooner E., Chalmers B.J., "TORUS": A slotless, toroidal-stator, permanent-magnet generator", Proc. of IEE-B, Vol. 139, No. 6, Nov. 1992, pp. 497-504.
- [SPOON93,1] Spooner, E.; "Direct coupled, direct connected, permanent magnet generators, BWEA 1993 , pp.149-154.
- [SPOON94,1] Spooner, E.; Williamson, A.C.; Catto, G."Braking of PM, direct-coupled, wind turbine generators" Sch. of Eng., Durham Univ., UK; ICEM 94. International Conference on Electrical Machines, Vol.3, pp.239-43
- [SPOON96,1] Spooner, E.; Williamson, A.C.; Catto, G., "Modular design of permanent-magnet generators for wind turbines", IEE Proceedings-Electric Power Applications, 1996; Vol: 143 Iss: 5 pp. 388-95.
- [SPOON96,2] Spooner, E.; Williamson, A.C., "Modular, permanent-magnet wind turbine generators", Conference Record of IEEE Ind. Applications, 1996, Vol 1, Iss:31, pp. 497-502.
- [SPOON96,3] Spooner, E.; Williamson, A.C., "Direct coupled, permanent magnet generators for wind turbine applications, IEE Proceedings-Electric Power Applications, 1996, Vol: 143 Iss: 1 pp. 1-8.
- [SPOON96,4] Spooner, E.; Williamson, A.C., "Modular construction of large- diameter, multipole, permanent-magnet machines", ICEM pp. 285-289.
- [SVEN98] J.Svennsson, "Grid-Connected Voltage Source Converter-Control principles and wind energy applications", Technical report N° 133, Universidad de Chalmers, 1998
- [VELT93] A.T. Veltman; S.W.H. de Haan; G.A. Smith; D.G. Infield; D.A. Simmons, "Advanced power interface and controller for variable Speed Wind Turbines", EWEC 93, pp. 631-634.
- [VEGAN96] C. Veganzones , J.C. Burgos , J.L. Rodriguez- Amenedo. J. Sánchez, J.L. García "Transient operation simulator for variable speed wind energy systems with double output induction generator", ICEM 96, Vigo , pp. 387-392.
- [VENKA96] G. Venkataramanan, B. Milkovska, V. Gerez, H. Nehrir " Variable speed operation of Permanent Magnet alternator wind turbines using a single switch power converter", Journal of Solar Energy Engineering, Nov 96, Vol 118, pp. 235-238.
- [VILLS96] Villsboll, N.; Pinegin, A.; Goussarov, D.; Bugge, J., "Designing and testing a 20 kW multi-pole permanent magnet alternator for use in wind turbines"(Folkecenter for Renewable Energy, Hurup Thy, Denmark) Wind Engineering, 96 Vol: 20 Iss: 3 pp.107-114.

- [VILLS97] N. Villsbol, A. L. Pinegin, T. Fisher, J. Bugge, " Analysis of advantages of the double supply machine with variable rotation speed application in wind energy converters" , Dewi Magazin , Nº 7, Agosto 97.
- [WEFEL93] K. Wefwelmeier "Supervisory control of a wind park", EWEC'93, pp. 571-574.
- [WEH88] Weh H., Hoffman H., Landrath J., Mosebach H., Poschadel J., "Directly driven Permanent-Magnet Excited Synchronous Generator for Variable Speed Operation", Proc. of EWEC 88, pp. 566-570.
- [WOON00] G. Woon-Seng, Ch. Yong-Kim, T. Wei-Tong, "Rapid prototyping for teaching real-time digital signal processing", IEEE Transactions on Education, Vol. 43, Nº1, Feb. 2000, pp. 19-24.
- [YILD98] D. Yildirim, E.F. Fuchs, T. Batan, " Test results of a 20 kW variable-speed direct drive wind power plant ", ICEM 1998, pp. 2039-44.
- [ZHAN96] Zhang Z., Profumo F., Tenconi A., "Axial Flux versus Radial Flux permanent magnet motors", Electromotion, Vol. 3, 1996, pp. 134 -137.