

### 3. LA MAQUINA DE FLUJO AXIAL. PARAMETROS DE DISEÑO

#### 3.1. Solución analítica de las ecuaciones de la máquina de inducción.

En la elaboración del proyecto final de carrera del autor en el año 1.995 se dedujeron de forma analítica las expresiones de las componentes natural y forzada de la máquina trifásica general [131]. En este capítulo se desarrollan conclusiones que no se llegaron a extraer en su momento, por ser otros los objetivos del proyecto.

La expresión parte del modelo equivalente obtenido al transformar la máquina en una máquina bifásica equivalente, según un eje directo y un eje transversal.

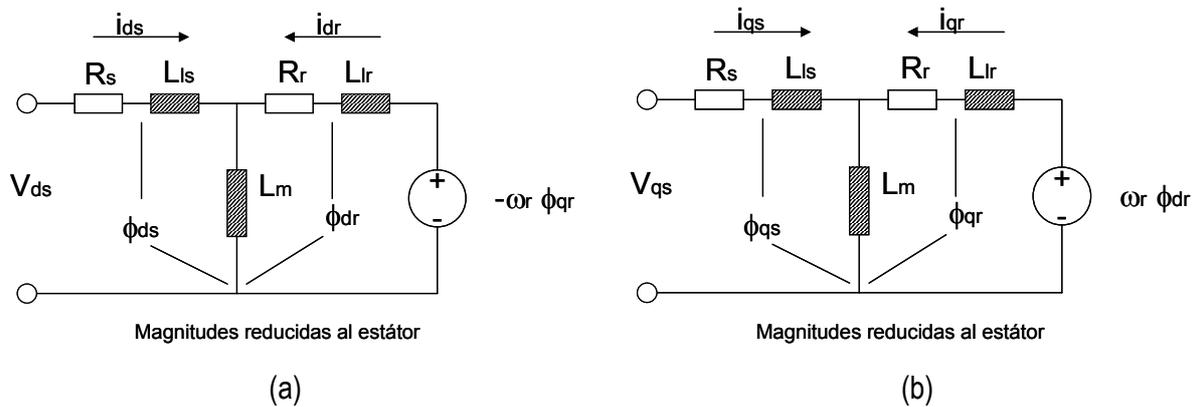


Figura 22. Circuito equivalente en eje directo (a) y transversal (b) de la máquina de inducción.

La expresión general es la siguiente y es válida para cualquier tipo de máquina, ya que se dedujo para velocidades de giro del campo en el entrehierro generales.

$$\vec{i}(t) = \vec{i}_n(t) + \vec{i}_f(t) \quad (3.1)$$

$$\vec{i}_f(t) = \vec{\varepsilon}_1 \cdot \cos(\omega_\alpha \cdot t) + \vec{\varepsilon}_2 \cdot \text{sen}(\omega_\alpha \cdot t) \quad (3.2)$$

$$\vec{i}_n(t) = e^{\alpha(t-t_0)} (\vec{\varepsilon}_3 \cdot \cos(\beta(t-t_0)) + \vec{\varepsilon}_4 \cdot \text{sen}(\beta(t-t_0))) + e^{\delta(t-t_0)} (\vec{\varepsilon}_5 \cdot \cos(\mu(t-t_0)) + \vec{\varepsilon}_6 \cdot \text{sen}(\mu(t-t_0))) \quad (3.3)$$

$\alpha, \delta$  : Componente real de las raíces de la máquina.

$\beta, \mu$  : Componente imaginaria de las raíces de la máquina.

$\vec{\varepsilon}_i$ : fasor de valor constante dependiente de los parámetros de la máquina

$$\varepsilon_i = f(R_S, R_R, L_{lS}, L_{lR}, L_m, \omega_\alpha, \omega_R)$$

$\vec{i}_n(t)$ : fasor formado por las componentes naturales de eje directo y transversal

$$\vec{i}_n(t) = \begin{bmatrix} i_{dS}^n & i_{qS}^n & i_{dR}^n & i_{qR}^n \end{bmatrix}$$

$\vec{i}_f(t)$ : fasor formado por las componentes forzadas de eje directo y transversal

$$\vec{i}_f(t) = \begin{bmatrix} i_{dS}^f & i_{qS}^f & i_{dR}^f & i_{qR}^f \end{bmatrix}$$

$\omega_\alpha$ : Velocidad angular de rotación del sistema de referencia. Generalmente el sistema trifásico de tensiones equilibradas con que se alimenta el estator ( $\omega_\alpha = \omega_e$ )

$\omega_R$ : velocidad angular de rotación del rotor

Como se desprende de la ecuación anterior, la componente natural de la máquina está formada de forma general por dos senoides amortiguadas de periodo y constante de amortiguamiento diferente.

$$\tau_1 = \frac{1}{\alpha}, \quad \tau_2 = \frac{1}{\delta} \quad (3.4)$$

$$\omega_1 = \beta, \quad \omega_2 = \mu \quad (3.5)$$

Tanto las constantes de tiempo como las frecuencias naturales dependen de las constantes de la máquina, así como de la velocidad de rotación del rotor y la del sistema de referencia que se tome. La expresión de las componentes real e imaginaria viene dada por.

$$\alpha = \frac{\sqrt{2} \cdot \sqrt{\sqrt{a^4 + 2a^2(b^2 \cdot 4c) - 16a \cdot b \cdot d + b^4 + 8b^2 \cdot c + 16c^2 + 16d^2 + a^2 - b^2 - 4c}}}{4} - \frac{a}{2} \quad (3.6)$$

$$\delta = -\frac{\sqrt{2} \cdot \sqrt{\sqrt{a^4 + 2a^2(b^2 \cdot 4c) - 16a \cdot b \cdot d + b^4 + 8b^2 \cdot c + 16c^2 + 16d^2 + a^2 - b^2 - 4c}}}{4} - \frac{a}{2} \quad (3.7)$$

Siendo los valores de los componentes de la ecuación.

$$a = \frac{L_R R_S + L_S R_R}{L_R L_S - L_m^2} \quad (3.8)$$

$$b = -(\omega_R - 2\omega_\alpha) \quad (3.9)$$

$$c = \omega_\alpha (\omega_R - \omega_\alpha) + \frac{R_R R_S}{L_R L_S - L_m^2} \quad (3.10)$$

$$d = -\frac{\omega_R L_R R_S - \omega_\alpha (L_R R_S + L_S R_R)}{L_R L_S - L_m^2} \quad (3.11)$$

Los valores de las frecuencias naturales de oscilación de la máquina quedan recogidos en la expresión,

$$\beta = -\frac{\sqrt{2} \cdot \sqrt{\sqrt{a^4 + 2a^2(b^2 \cdot 4c) - 16a \cdot b \cdot d + b^4 + 8b^2 \cdot c + 16c^2 + 16d^2} + a^2 - b^2 - 4c}}{4} \cdot \text{sign}(L_R R_S - L_S R_R) + \frac{b}{2} \quad (3.12)$$

$$\mu = \frac{\sqrt{2} \cdot \sqrt{\sqrt{a^4 + 2a^2(b^2 \cdot 4c) - 16a \cdot b \cdot d + b^4 + 8b^2 \cdot c + 16c^2 + 16d^2} + a^2 - b^2 - 4c}}{4} \cdot \text{sign}(L_R R_S - L_S R_R) + \frac{b}{2} \quad (3.13)$$

La función signo depende de las constantes del rotor, de tal forma que cuando la constante de tiempo del rotor es menor que la del estator el signo es negativo, y al revés, positivo.

La posición de las raíces en el plano complejo presenta valores dobles de la componente real en un entorno acotado en torno al punto medio de las raíces, fuera de esta zona el valor real es único. La componente real es siempre negativa.

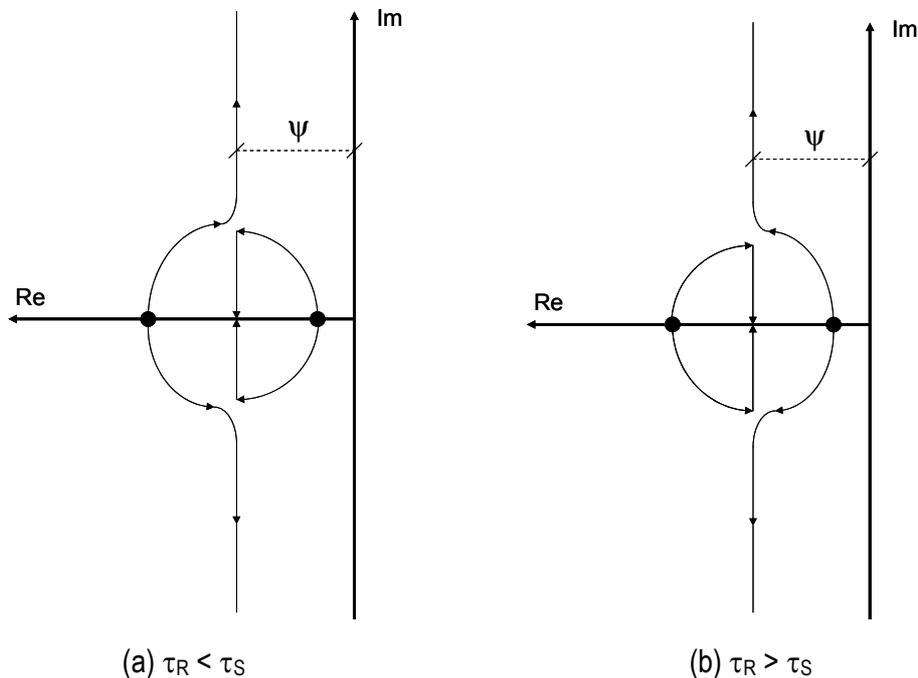


Figura 23. Posición de las raíces de la máquina en el plano complejo.

Como se puede comprobar, para cada máquina existe un límite para el valor de la constante de amortiguamiento, que depende del deslizamiento de la misma, es decir que el transitorio de una máquina en particular depende del deslizamiento del que parta.

El punto medio de las raíces de la máquina ( $\psi$ ), o lo que es lo mismo el valor de la constante de amortiguamiento a la que tenderá la máquina cuando el deslizamiento sea muy grande es,

$$\Psi = -\frac{a}{2} = -\frac{L_R R_S + L_S R_R}{2(L_R L_S - L_m^2)} \quad (3.14)$$

Cuando se estabiliza el amortiguamiento de la máquina en este valor, ello es debido a que el contenido de la raíz de (3.6) y (3.7) es prácticamente nulo. Cuando se llega a este punto, las componentes imaginarias pasan a ser,

$$\beta = \mu = \frac{b}{2} = \frac{1}{2}(2\omega_\alpha - \omega_R) \quad (3.15)$$

Tomando como referencia la pulsación de un sistema trifásico equilibrado de tensiones ( $\omega_\alpha = \omega_e$ ), la frecuencia de oscilación de la componente transitoria de las corrientes será

$$\beta = \mu = \frac{1+s}{2} \cdot \omega_e \quad (3.16)$$

### 3.2. Justificación de la máquina de flujo axial.

En lo que sigue cuando se hace referencia a la máquina axial, se habla de una máquina de una sola etapa. Explicitando en cada caso si se trata de máquinas de rotor interior o exterior, o si se adoptan configuraciones NN ó NS.

Las máquinas de flujo axial son especialmente recomendables en aplicaciones donde se cumplen los siguientes condicionantes:

- Bajas velocidades.
- Pares elevados.
- Pesos de máquina necesariamente bajos.
- Sobrecargas elevadas y frecuentes.

Las máquinas convencionales de inducción o las máquinas de CC, no suelen ser apropiadas para este tipo de aplicaciones debido a su baja densidad de par (par/peso máquina) y baja sobrecarga [21] . Sobre todo si se las compara con las actuales máquinas axiales síncronas, realizadas a base de imanes permanentes de tierras raras con elevado valor del producto  $\vec{B} \times \vec{H}$  .

#### 3.2.1. Densidad de potencia de la máquina axial.

Si se compara con las máquinas eléctricas convencionales, las máquinas eléctricas de flujo axial pueden diseñarse con un ratio potencia/peso de la máquina mucho más alto que en las máquinas convencionales, para rendimientos similares. Este ratio tan alto se consigue con un número de polos elevado. Por tanto, este tipo de máquinas son recomendables en aquellas aplicaciones que requieran pares altos y velocidades bajas.

Una forma rápida de justificar cuando emplear una máquina axial (AFIM) se puede obtener comparando las densidades de potencia respecto a una máquina radial (RFIM).

Se define la densidad de potencia como:

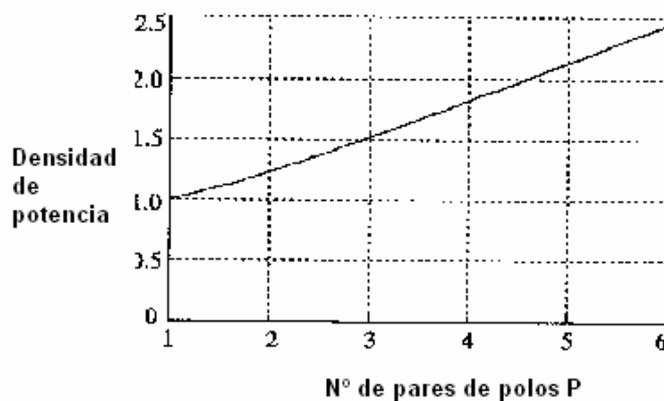
$$\xi_M = \frac{P_M}{V_M} = \frac{\text{Potencia}(W)}{\text{Volumen...del...nucleo}(m^3)} \quad (3.17)$$

Para máquinas de potencias medias y pequeñas el ratio que compara las densidades de potencia para ambos tipos de máquina, de características similares (un rotor y un estator) viene dado por [74] ,

$$\xi_M = \frac{\xi_{MA}}{\xi_{MR}} = \frac{p(1 + \pi/4 p)^2}{\pi} \quad (3.18)$$

Como se deduce de la ecuación, la densidad de potencia es función del número de pares de polos  $p$ . De donde se desprende que a para máquinas multipolares la densidad de potencia es mucho mayor en máquinas axiales. En la gráfica siguiente se muestra la ecuación (3.18)

La razón principal para esta diferencia en las densidades de potencia se debe a que el ratio par/volumen o par/peso de este tipo de máquinas es muy alto. Esto se produce en máquinas con rotor exterior, donde la utilización de los conductores del estator es muy alta (se aprovechan las dos caras del estator) y mayor que en las máquinas radiales convencionales.



**Figura 24. Variación de densidad de potencia respecto a máquina radial en función del número de polos.**

### 3.2.2. El Par de la máquina axial y su relación con el diámetro exterior.

El par de la máquina axial depende principalmente del diámetro exterior de la misma. Si el espacio del que se dispone es pequeño se puede obtener el par deseado a base de aumentar el número de etapas de la máquina. Si  $i$  es el número de etapas de la máquina, se precisarán  $i$  estatores e  $i+1$  rotores, con los devanados trifásicos de todas las etapas conectados en serie o en paralelo.

Si además se puede variar el conexionado de los devanados durante la operación de la máquina en función de su velocidad de giro, en este caso se puede incluso emplear un convertidor de potencia menor.

En investigaciones recientes se está profundizando en la máquina sin hierro en el estator, sobre todo en aplicaciones con imanes permanentes [4] [17] [40] [52] [71] [76] , por lo que ya existen expresiones de carácter general para este tipo de máquinas.

El par desarrollado por una máquina de flujo axial viene dado por la expresión que se muestra a continuación [21] , bajo la hipótesis de máquina de rotor exterior, con

$$T = k_t \cdot \pi \cdot q_i \cdot B \cdot D_o^3 \cdot K_r \cdot (1 - K_r^2) \quad (3.19)$$

$$K_r = \frac{D_i}{D_o} \quad q(r) = q_i \cdot \frac{R_i}{r} \Big|_{r=R_i} = q_i = \frac{3 \cdot N \cdot I_{rms}}{2 \cdot \pi \cdot R_i} \quad (3.20),$$

$$(3.21)$$

$K_t$  : constante que depende del diseño de la máquina ( $10^{-6}$ ).

$D_i$  : Diámetro interior del estator (mm).

$D_o$  : Diámetro exterior del estator (mm).

$q_i$ : corriente por unidad de longitud en la zona inferior del estator (A/mm)

$B$ : Densidad de campo media en el entrehierro (T).

$R_i$ : Radio interior del estator (mm).

$r$  : Radio entre el interior y exterior del estator (mm).

$N$ : número de vueltas por fase del bobinado estatórico.

$I_{rms}$ : Valor eficaz de la corriente estatórica (A).

Esta ecuación es la que se acepta habitualmente para máquinas axiales síncronas con núcleo de hierro, bajo la hipótesis de onda de campo cuadrada, incluye el factor  $k_t$ , que viene determinado por la distribución de flujo en el entrehierro.  $k_t = 1$  en el caso en que se tuviera un bobinado trapecoidal

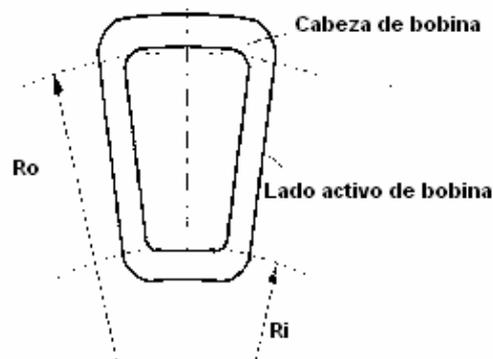


Figura 25. Bobinado en sector.

que proporcionase una onda de flujo cuadrada. Debido a la existencia de flujos de dispersión en las cabezas de bobina, el valor de  $k_t$  es siempre  $<1$ .

La experiencia ha demostrado que  $K_r$  determina el valor del par, la densidad de par y la fuerza contraelectromotriz [10], mientras que tiene poca influencia sobre el rendimiento. Para un determinado estado de carga, se obtiene el par máximo para un valor de

$$[K_r]_{r_{\max}} = \frac{1}{\sqrt{3}} \quad (3.22)$$

Este valor fue deducido en 1974 por P. Campbell. Generalmente se adopta un valor comprendido entre 0.6 y 0.7 [21] puesto que el valor máximo del par y de la densidad de par (par/peso máquina) no coinciden, y se encuentran comprendidos entre estos dos valores.

El par por unidad de volumen o de masa (par específico) se puede calcular en la forma siguiente recogida en [62],

$$T_{e/V} = \frac{4 \cdot k_t \cdot \pi \cdot q_i \cdot B \cdot D_o^3 \cdot K_r \cdot (1 - K_r^2)}{\pi \cdot L \cdot D_o^2} = 4 \cdot \pi \cdot q_i \cdot B \cdot \frac{D_o}{L} \cdot K_r \cdot (1 - K_r^2) \quad (3.23)$$

$$T_{e/m} = \frac{4 \cdot k_t \cdot \pi \cdot q_i \cdot B \cdot D_o^3 \cdot K_r \cdot (1 - K_r^2)}{\rho_m \cdot \pi \cdot L \cdot D_o^2 (1 - K_r^2)} = \frac{4 \cdot \pi}{\rho_m} \cdot q_i \cdot B \cdot \frac{D_o}{L} \cdot K_r \quad (3.24)$$

$T_{e/V}$ : Par por unidad de volumen (Nm/m<sup>3</sup>)

$T_{e/m}$ : Par específico (Nm/kg)

L: Longitud axial de la máquina (mm).

$\rho_m$ : Densidad media de la sección activa de la máquina (hierro y conductores).

Como se puede observar de (3.23) y (3.24), el valor de  $K_r$  de (3.22) maximiza también el par por unidad de volumen, pero no el par específico. Como se ve en (3.24) el par específico se maximiza cuando  $K_r$  se aproxima a 1, lo que implica un motor imposible de masa cero.

En la práctica el valor óptimo que considera tanto masa como volumen está en algún lugar entre 0,5 y 0.65. Profundizando en la optimización de la máquina, desde el punto de vista de par, en [79] se puede encontrar las curvas obtenidas para una máquina axial síncrona de 16 polos. Se ha de comentar que los valores de par, densidad de par y rendimiento varían en función del número de polos y de las dimensiones de la máquina, pero los valores de  $K_r$  donde se maximiza par y densidad de par se mantienen invariables.

El valor óptimo de diseño de  $K_r$  desde el punto de vista del par y densidad de par es el que obtiene el mejor valor de ambos al mismo tiempo. Como se desprende de la gráfica adjunta, este valor es,

$$[K_r]_{OPTIMO} = 0.63 \quad (3.25)$$

Como se observa también de la gráfica anterior, éste parámetro no afecta prácticamente al rendimiento de la máquina.

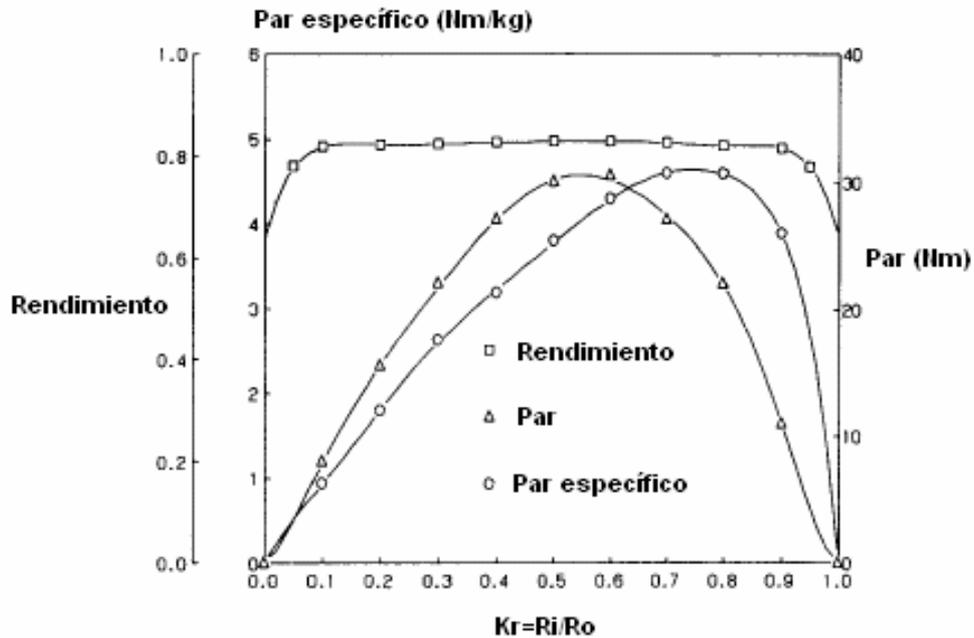


Figura 26. Variación de los parámetros de la máquina con Kr.

Por último, la expresión más simplificada del par, suponiendo que puede evacuar sin problemas el calor generado por efecto Joule, queda en función únicamente del diámetro exterior de la máquina [79] Valor que se afirma como parámetro de diseño fundamental de la máquina, puesto que también determina su potencia nominal.

$$T = A \cdot R^{3,5} \quad (3.26)$$

Donde la constante **A** depende de los parámetros térmicos y geométricos de la máquina.

En aplicaciones donde el peso de la máquina es absolutamente crítico, como en propulsión naval, el valor de diseño que se recomienda para **K<sub>r</sub>** está comprendido entre 0.7 y 0.8 [11] ya que es un valor de compromiso que reduce el peso de la máquina sin afectar gravemente al rendimiento.

### 3.2.3. Influencia del número de polos en el par y el rendimiento.

De lo visto en el apartado anterior, el par de la máquina, a diferencia de las máquinas radiales, es independiente de su longitud. A pesar de ello, existe un límite inferior para este parámetro que es la mínima necesaria para soportar el flujo nominal.

En [62] se puede encontrar la expresión analítica de la longitud de la máquina axial. La expresión se determina para una máquina de continua con excitación a base de imanes permanentes, no obstante ello, la fórmula y las consecuencias que de ella se derivan es válida para cualquier tipo de máquina axial.

$$L = \frac{2 \cdot \pi \cdot D_i}{p \cdot K_C} + 2 \frac{K_{Cu} \cdot q_i / J + g}{1 - B/B_R} \quad (3.27)$$

p : Número de pares de polos de la máquina.

K<sub>C</sub>: factor de llenado de ranura (Acobre/Aranura).

J: Densidad de corriente de los conductores del estator (J = I<sub>rms</sub> / A cobre).

g :longitud del entrehierro (mm).

B<sub>R</sub>: Campo magnético en el rotor (T).

De acuerdo con [62] el segundo término de la ecuación (3.27) es aproximadamente constante para todas las máquinas y varía entre 3 y 10 cm.

El primer término es directamente proporcional al radio interior de la máquina e inversamente proporcional a los pares de polos de la máquina. Para motores de pequeña potencia domina el segundo término de la expresión, mientras que para potencias medias y grandes domina el primero. En base a esto y habiendo fijado R<sub>i</sub> al determinar el par de la máquina, para máquinas grandes, cuanto más se aumente el número de polos de la máquina menor será su longitud.

De todo lo anterior se deduce también que cuanto mayor sea el número de polos de la máquina mayor será, también su par específico.

Lo anterior ha sido confirmado experimentalmente por investigadores de la Universidad de Wisconsin en EE.UU [32] y se muestra en las gráficas adjuntas. Las pruebas se realizaron para motores de diferentes pares de polos (potencias), tomando como ratio de referencia la densidad de par y el par específico. Las máquinas analizadas eran de imanes permanentes Nd-Fe-B. Como se puede observar, cuanto mayor es el número de polos mayor es el par de la máquina y su par específico.

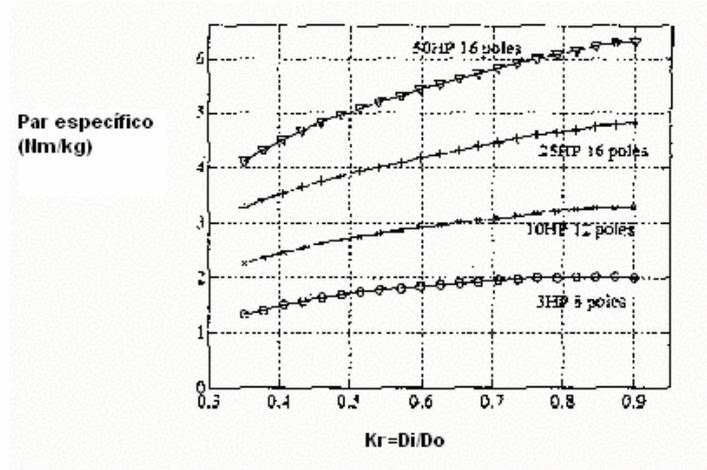


Figura 27. Variación del par específico con Kr.

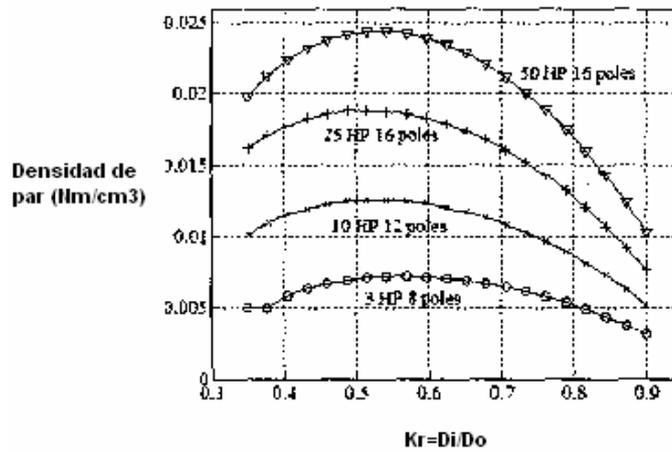


Figura 28. Variación de la densidad de par con Kr.

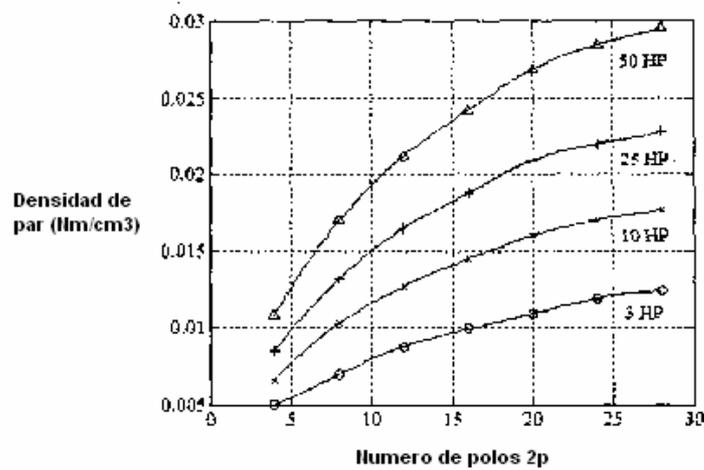
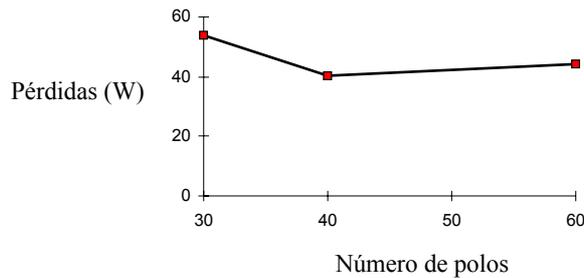


Figura 29. Variación de la densidad de par con par de polos.

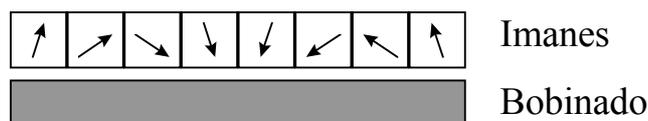
Ramsden, Mercrow y Lovatt [118] empleando cálculo por elementos finitos en 2 dimensiones llegaron recientemente a la conclusión de que el número de polos que optimizaba las pérdidas en máquinas axiales era de 40 ( $p=20$ ). Las máquinas sobre las que trabajan son máquinas de rotor de imanes permanentes dispuestos en lo que se denomina configuración de Halbach.



**Figura 30. Variación de las pérdidas en función del número de polos en un motor axial con rotor de imanes permanentes.**

Estos resultados fueron determinados sin tener en cuenta pérdidas en cojinetes ni en las cabezas de bobina, además se centró la optimización en máquinas entre 30 y 60 polos, por lo que el estudio se iniciaba en 30 polos.

La llamada configuración de Halbach consiste en agrupar imanes permanentes cada uno imanado en una dirección preferente, de tal forma que al agruparlos las líneas de campo tiendan a cerrarse de forma natural. En el ensayo realizado por Ramsden Mercrow y Lovatt los imanes están agrupados en 4 imanes por polo, con el ángulo de magnetización de  $30^\circ$  y  $60^\circ$  respecto a la dirección axial.



**Figura 31. Configuración de Halbach.**

Una configuración de este tipo permite emplear imanes permanentes sin necesidad de montarlos sobre una base de hierro, lo que según estos autores disminuye las pérdidas del orden del 20%.

En la comparación realizada por Lipo et al. [32], se comparó la eficiencia de máquinas radiales y axiales para diferentes potencias y número de polos. De su estudio se deduce que el rendimiento disminuye, en general, al aumentar el número de polos, presentando un valor máximo en torno a los 10 pares de polos. Pero estos datos son muy dependientes de la geometría y diseño de la máquina.

En la gráfica que sigue se muestran los resultados extraídos de la referencia señalada.

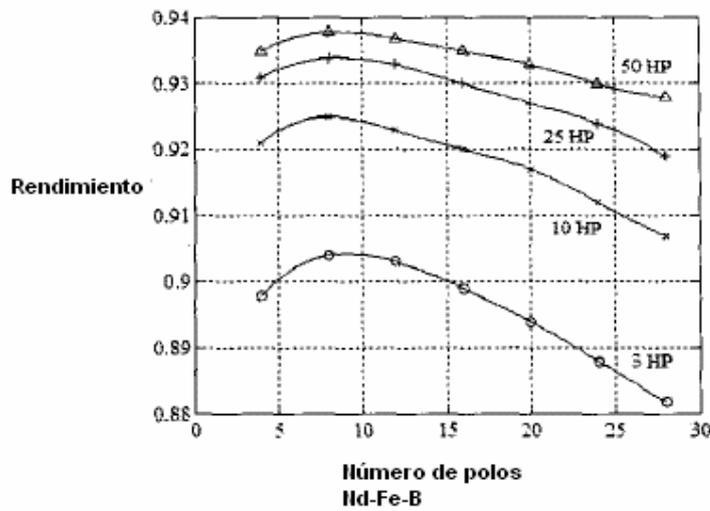


Figura 32. Rendimiento en función de número de polos para máquina axial AFPM.

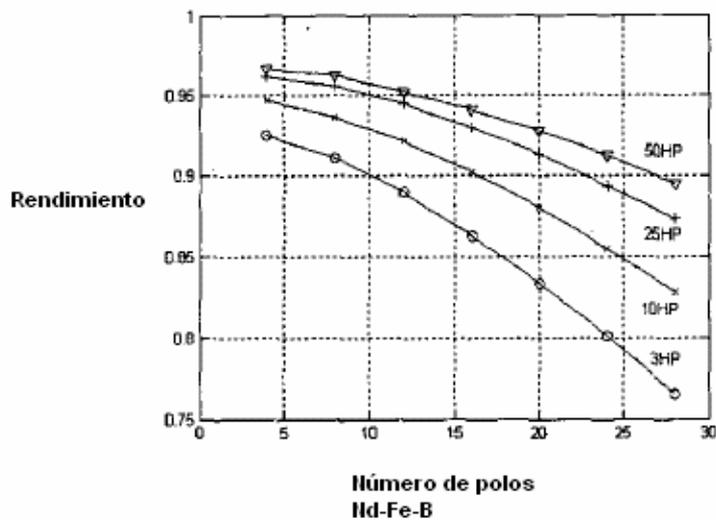


Figura 33. Rendimiento en función de número de polos para máquina radial RFPM.

### 3.2.4. Ecuación dimensional de la máquina general.

El diseño tradicional de las máquinas de alterna se ha basado en la premisa de máquina con flujo radial, con un estator y un rotor y alimentada por una fuente sinusoidal. Pero el desarrollo de la electrónica de potencia ha cambiado completamente este entorno que fijaba el diseño de las máquinas, puesto que actualmente el diseño óptimo de una máquina es aquel que integra en su diseño el convertidor de potencia.

A partir de este hecho se entra en la discusión de cuando es mejor emplear máquinas convencionales, o en el caso de esta tesis, máquinas de flujo axial. El paso a la comparación de máquinas es inmediato, pero para ello es necesario realizarlo en base a parámetros comparables.

En la literatura se han desarrollado diferentes ecuaciones para comparar máquinas, basados en sus características geométricas, desde que en 1.996 apareció por primera vez la formulación de máquina general [97] publicada por Huang, Leonardi y Lipo, ha sido constantemente referenciada por investigadores de máquinas eléctricas y reconocida su validez. Las ecuaciones de potencia y densidad de potencia de la máquina son las siguientes,

$$P_M = \frac{1}{1 + K_\phi} \cdot \frac{m}{m_1} \cdot \frac{\pi}{2} \cdot K_e \cdot K_i \cdot K_p \cdot K_L \cdot \eta \cdot B \cdot q \cdot \frac{f}{p} \cdot K_o^3 \cdot D_o^3 \quad (3.28)$$

$$(3.29)$$

$$K_i = \frac{I_{pk}}{I_{rms}} \quad K_L = \frac{L_e}{D_g} \quad K_o = \frac{D_g}{D_o} \quad K_\phi = 1 - \frac{q_r}{q_s} \quad q = q_s + q_r \quad (3.30)$$

$$(3.31)$$

$$(3.32)$$

$$K_p = \frac{1}{T} \int_0^T \frac{e(t) \cdot i(t)}{E_{pk} \cdot I_{pk}} \cdot dt \quad E_{pk} = K_e \cdot N \cdot B \cdot \frac{f}{p} \cdot D_g \cdot L \quad (3.33)$$

$$(3.34)$$

$$(3.35)$$

m : Número de fases de la máquina

m<sub>1</sub>: Número de fases de cada estator, si hay más de uno, si no m<sub>1</sub>=m.

K<sub>e</sub> : factor de fuerza electromotriz que incorpora el factor de bobinado K<sub>w</sub> y el ratio entre área de entrehierro y área de polo salientes si los hay.

K<sub>i</sub> : factor de forma de la corriente de fase (I<sub>pico</sub>/I<sub>rms</sub>)

K<sub>p</sub> : factor de forma de la potencia (I<sub>pico</sub>/I<sub>rms</sub>)

L<sub>e</sub>: Longitud efectiva de la máquina (mm). Sin tener en cuenta cabezas de bobina.

I<sub>pk</sub>: valor de pico de la corriente de fase (A).

E<sub>pk</sub>: valor de pico de la onda de F.E.M. en el entrehierro (V).

D<sub>g</sub>: Diámetro del entrehierro (mm)

q<sub>s</sub>: corriente por unidad de longitud en la zona inferior del estator (A/mm)

q<sub>r</sub>: corriente por unidad de longitud en la zona inferior del rotor (A/mm)

η: rendimiento

$$q_s = 2 \cdot m_1 \cdot N \cdot \frac{I_{rms}}{\pi \cdot D_g} \quad (3.36)$$

En la tabla que sigue se muestran los valores de  $K_i$  y  $K_p$  para diferentes formas de onda de corriente y F.E.M.. En [55] se puede encontrar la justificación de la bondad de la fórmula comparada mediante el empleo de los Elementos Finitos.

Modelo	$e(t)$	$i(t)$	$K_i$	$K_p$
Onda sinusoidal con factor de pot.			$\sqrt{2}$	$\frac{1}{2} \cos \phi$
Onda sinusoidal			$\sqrt{2}$	0.5
Onda rectangular			1	1
Onda trapezoidal			1.134	0.777
Onda triangular			$\sqrt{3}$	0.333
Onda trapezoidal y rectangular			1.134	0.8
Onda trapezoidal y rectangular con cero intermedio			1.389	0.556
Onda trapezoidal con cero intermedio			1.389	0.519
Onda rectangular y triangular con cero intermedio			1.5	0.333
Onda rectangular			1.225	0.667

Figura 34. Valores de  $K_i$  y  $K_p$  para diferentes formas de onda.

Finalmente la densidad de potencia se obtiene dividiendo por el volumen total de la máquina,

$$\xi_M = \frac{4 \cdot P_M}{\pi \cdot D_o^2 \cdot L} \quad (3.37)$$

### 3.2.5. Ecuación dimensional de la máquina de inducción.

Partiendo de la hipótesis de formas de onda sinusoidales de corriente y F.E.M. (fuerza electromotriz), los valores de  $K_i$  y  $K_p$  son,

$$K_i \cdot K_p = \frac{\sqrt{2}}{2} \cdot \cos \phi_r \quad (3.38)$$

Para una máquina de inducción el valor de  $K_e$  es [97] ,

$$K_e = 2 \cdot \pi \cdot K_w \quad (3.39)$$

De donde se obtiene la ecuación general para una máquina de inducción.

$$P_M (IM) = \frac{\sqrt{2} \cdot \pi^2}{2 \cdot (1 + K_\phi)} \cdot K_w \cdot \cos \phi_r \cdot K_L \cdot \eta \cdot B \cdot q \cdot \frac{f}{p} \cdot K_o^3 \cdot D_o^3 \quad (3.40)$$

$$\xi_M (IM) = \frac{2 \cdot \sqrt{2} \cdot \pi}{(1 + K_\phi)} \cdot K_w \cdot \cos \phi_r \cdot K_L \cdot \eta \cdot B \cdot q \cdot \frac{f}{p} \cdot K_o^3 \cdot \frac{D_o}{L} \quad (3.41)$$

El valor del factor de potencia está relacionado con la potencia de la máquina, el número de polos y la frecuencia del convertidor, en [97] se puede encontrar una expresión aproximada para el  $\cos \phi$  para motores jaula de ardilla.

$$\cos \phi_r = \frac{1.07 \cdot P_M^{0.015}}{p^{0.08} \cdot f^{0.07}} \quad (3.42)$$

Así como otra para el factor  $K_\phi$ , que está íntimamente relacionado con  $\cos \phi$ .

$$K_\phi = \frac{1.06 \cdot P_M^{0.0116}}{p^{0.062} \cdot f^{0.054}} \quad (3.43)$$

$\cos \phi_r$	0.65	0.7	0.75	0.8	0.85	0.9	0.95
$K_\phi$	0.74	0.77	0.82	0.86	0.9	0.95	0.985

### 3.2.6. Ecuación dimensional para la máquina de flujo axial.

La expresión de la ecuación para este tipo de máquina se desarrolla en [15] y parte de la misma expresión general empleada para deducir las fórmulas anteriores.

$$P_M = \eta \cdot \int_0^T e(t) \cdot i(t) \cdot dt = \eta \cdot m \cdot K_p \cdot E_{pk} \cdot I_{pk} \quad (3.44)$$

Debido a la especial geometría de la máquina, el valor del diámetro en el entrehierro  $D_g$  adopta una expresión que depende de  $K_r$ .

$$P_M = \frac{1}{1+K_\phi} \cdot \frac{m}{m_1} \cdot \frac{\pi}{2} \cdot K_e \cdot K_i \cdot K_p \cdot \eta \cdot B \cdot q \cdot \frac{f}{p} \cdot (1-K_r^2) \cdot \frac{1+K_r}{2} D_o^3 \quad (3.45)$$

Para una máquina de inducción axial de rotor sólido (sin bobinado), con una sola etapa y con formas de onda sinusoidal se obtiene la siguiente ecuación,

$$P_M(IM) = \frac{\sqrt{2} \cdot \pi^2}{2} \cdot K_w \cdot \cos \phi \cdot \eta \cdot B \cdot q \cdot \frac{f}{p} \cdot (1-K_r^2) \cdot \frac{1+K_r}{2} D_o^3 \quad (3.46)$$

De ella se deduce que la potencia se maximiza para un determinado valor de  $K_r$ , que es dependiente del número de polos de la máquina.

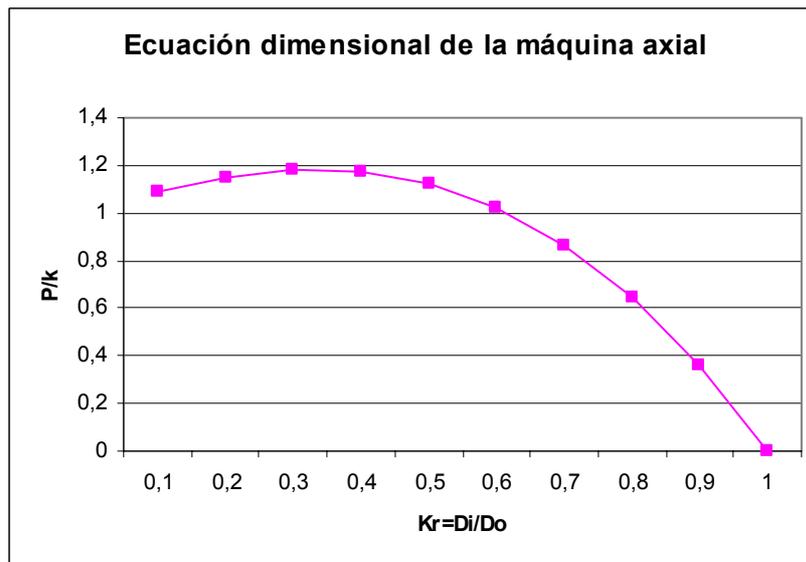


Figura 35. Forma de la potencia de la máquina axial en función de  $K_r$ .

Para una máquina axial síncrona de imanes permanentes, actualmente muy empleadas en aplicaciones diversas, la expresión de la ecuación dimensional viene dada por [15],

$$P_M(AFPM) = 0.22 \cdot \pi^2 \cdot \eta \cdot K \cdot B_u \cdot q \cdot \frac{f}{p} \cdot (1 - K_r^2) \cdot \frac{1 + K_r}{2} D_o^3 \quad (3.47)$$

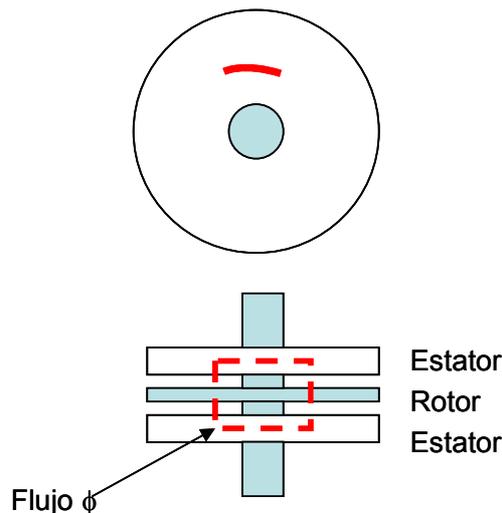
Los valores de  $K_r$  que maximizan la potencia teniendo en cuenta la dependencia del número de pares polos han sido investigados para máquinas de imanes permanentes, llevando a los siguientes valores.

$$K_r = \begin{cases} 0,315 & \left. \begin{array}{l} 2 \\ 3 \\ 4 \\ 6 \end{array} \right\} p \end{cases} \quad (3.48)$$

### 3.3. Criterios de diseño de máquinas axiales.

En este apartado se describen los parámetros fundamentales de diseño de la máquina axial. De las múltiples configuraciones de máquina existente, se describe la metodología para máquinas de 2 estatores y 1 rotor entre ellas.

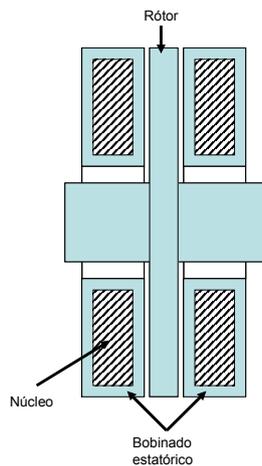
La razón de escoger este tipo de máquina se justifica por ser la tipología de trabajo en el Departamento de Ingeniería Eléctrica de la UPC, además de ser una propuesta aceptable en vehículos eléctricos con volante de inercia.



**Figura 36. Recorrido de las líneas de flujo en una AFIM de rotor interior.**

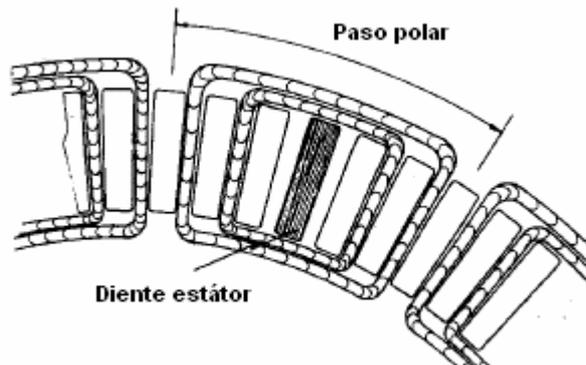
### 3.3.1. El bobinado. Máquinas con y sin hierro.

Este tipo de máquinas con 2 semiestatores presenta el problema de que si se bobina el rotor siguiendo la forma toroidal, como si fuera una bobina, más del 60% del cobre estático se emplea en disipación por efecto Joule en lugar de en producir par, si no se incrementa su sección.



**Figura 37. Sección máquina AFIM 1 etapa.**

Para un mejor aprovechamiento del bobinado del estator es recomendable una configuración como la planteada en [91], donde se realiza un bobinado a base de bobinas concéntricas.



**Figura 38. Bobinado en sector.**

Un bobinado como el mostrado evita cruces en las cabezas de bobina y consigue un factor de bobinado suficientemente alto, para no penalizar la F.E.M. y una distribución próxima a la sinusoidal de la FMM (fuerza magnetomotriz), lo que disminuye las pulsaciones de par.

Como es bien sabido [116], el factor de bobinado  $\xi_b$  se compone de los factores de distribución de bobinado  $\xi_d$ , el de acortamiento de paso  $\xi_p$  y el de inclinación de ranura  $\xi_i$ .

$$\xi_b = \xi_d \cdot \xi_p \cdot \xi_i \quad (3.49)$$

$$\xi_d = \frac{\sin \frac{q \cdot \gamma_r}{2}}{q \cdot \sin \frac{\gamma_r}{2}}, \text{ siendo } \gamma_r = \frac{2 \cdot \pi \cdot p}{k} \text{ el ángulo eléctrico entre ranuras} \quad (3.50)$$

$$\xi_p = \sin \left( \frac{t_1}{t_p} \cdot \frac{\pi}{2} \right), \dots \text{siendo } \tau_1 = \tau_p \cdot \left( \frac{k-1}{k} \right) \text{ el paso de devanado} \quad (3.51)$$

$$\xi_i = 1 - \frac{\alpha_i^2}{24}, \dots \text{para ángulo de inclinación igual a paso de ranura } \alpha_i = \frac{2p \cdot \pi}{k} \quad (3.52)$$

q : número de ranuras por polo y fase

k : número total de ranuras

p : número de pares de polos

$\tau_p$  : paso polar

$\tau_1$  : paso de devanado

$\alpha_i$  : ángulo de inclinación de ranura

Para un devanado como el mostrado en la referencia [70] los valores de  $\xi_d=0.966$  y  $\xi_p=0.866$ , al no tener ranuras inclinadas, el factor de bobinado es  $\xi_b=0.8365$ .

La onda de FMM proporcionada, no presenta tercer armónico y el 5º y 7º son de un valor muy bajo, los coeficientes de la serie de Fourier son,

$$FMM = \sum_n b_n \cdot \sin(x)$$

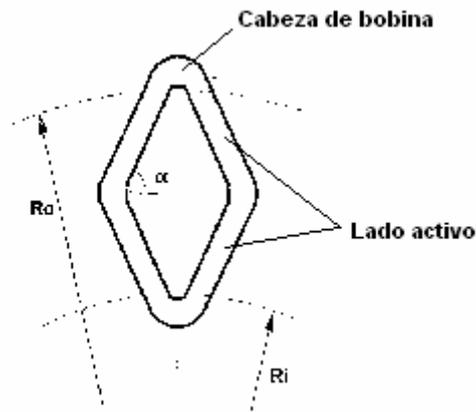
n	bn
1	1,065
3	0
5	-0,057
7	0,041
9	0
11	-0,097
13	-0,082
15	0
17	0,017
19	-0,015
21	0
23	0,046

**Figura 39. Tabla de coeficientes de Fourier del desarrollo de la FMM.**

Dado el nivel incipiente en el que se encuentra el desarrollo de las máquinas axiales y la experiencia existente en las máquinas radiales, no existen referencias en cuanto a bobinados característicos de este tipo de máquinas.

Puesto que con estas máquinas se están barajando todas las variables de diseño posible incluyendo las de los convertidores estáticos relacionados, el aumento de las frecuencias de trabajo, tanto en motores [21] como en generadores [71] [17], resulta en la investigación en máquinas sin hierro. En este tipo de máquinas la forma del bobinado ya no queda limitada a la geometría toroidal de la máquina, permitiendo la optimización del mismo. La optimización consiste en reducir las cabezas de bobina, con el fin de reducir las pérdidas en el cobre.

En [21] se plantea un bobinado romboidal embebido en resina epoxi y refrigerado en su interior. La forma de este bobinado es la que se muestra en la figura adjunta.



**Figura 40. Bobinado romboidal.**

Como es evidente, este tipo de bobinado presenta el problema de producir un par inferior al que se obtendría con bobinas de lados activos en la dirección radial. Por el contrario presenta la ventaja de reducir al mínimo las cabezas de bobina. Este tipo de bobinas dependen en gran medida del ángulo  $\alpha$ , que a su vez afecta al par y al par específico de la máquina, relacionado a su vez con  $K_r$ .

Si recuperamos la expresión del par electromagnético (3.19), el coeficiente  $k_t$  recoge las variaciones del ángulo  $\alpha$ , existiendo valores óptimos de  $k_t$  que dependen de él.

$$T = k_t \cdot \pi \cdot q_i \cdot B \cdot D_o^3 \cdot K_r \cdot (1 - K_r^2)$$

En la gráfica adjunta se recogen los resultados recogidos en [21] de la variación de los parámetros básicos de la máquina con  $\alpha$ . Tal como se ha explicado en el apartado anterior, el valor de  $K_r$  afecta en gran medida al par y par específico de la máquina. De lo desarrollado allí, se expuso que los

valores habituales de  $K_r$  están comprendidos entre 0.6 y 0.7, para un valor fijo (el óptimo teórico, 0.63, p.ej) el valor de  $\alpha$  se debe escoger de forma que minimice las pérdidas en el cobre y a la vez no provoque una gran reducción del par. En la referencia indicada, se aconseja para la mayoría de máquinas un valor de  $\alpha$ , comprendido entre  $60^\circ$  y  $70^\circ$ .

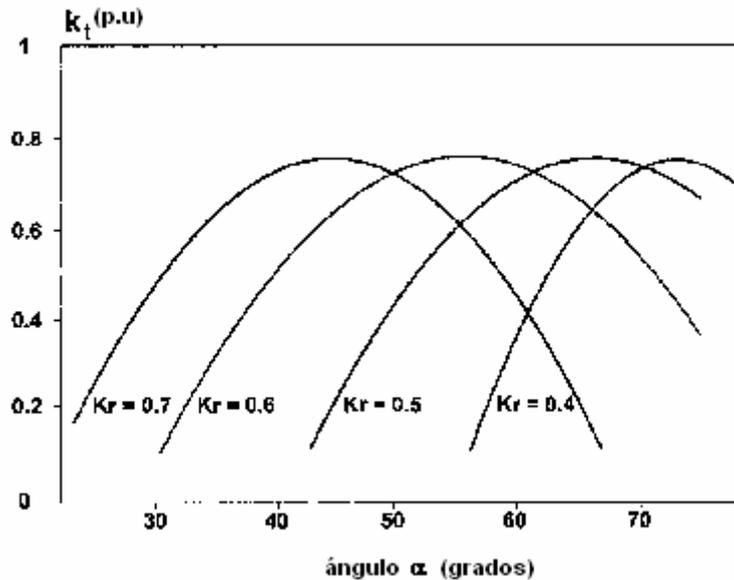


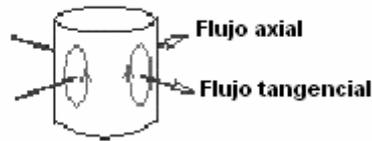
Figura 41. Variación de  $k_t$  y  $K_r$  con la inclinación de las componentes efectivas de la bobina.

El no emplear hierro en este tipo de motores implica que las pérdidas en el hierro dejan de ser un problema, con lo que se mejoraría el rendimiento. Sin embargo, el hecho de no poseer hierro implica que la reluctancia del circuito magnético es mucho más alta, lo que obliga a emplear frecuencias de alimentación mucho más altas, en [71], por ejemplo, se emplea una frecuencia de trabajo de 400 Hz. El aumento de la frecuencia de trabajo y el hecho de que los bobinados estén directamente en el entrehierro sometidos a un campo variable con el tiempo, implica la aparición de bucles cerrados de corriente y pérdidas de tipo Foucault en los conductores de las bobinas, así como que el efecto pelicular adquiera una importancia predominante en las pérdidas en el cobre.

Los conductores de sección circular son menos sensibles a las corrientes de Foucault que los de sección cuadrada, pero el factor de llenado es peor. Cuando se emplean corrientes de fase elevadas, se emplean conductores de Litz, que permiten una reducción importante de estas pérdidas, pero tiene el inconveniente de ser caros.

A lo anterior hay que añadir que en ausencia de hierro aparece una componente tangencial del campo magnético que provoca pérdidas tipo Foucault adicionales y que se suman a las anteriores, debidas únicamente al campo axial.

**Pérdidas por corrientes foucault**



**Figura 42. Corrientes inducidas en un conductor al aire sometido a un campo axial.**

A modo de referencia se da la expresión de pérdidas por corrientes de Foucault de un conductor sometido a un campo magnético que varía sinusoidalmente con el tiempo.

$$P_F = \frac{\pi \cdot l \cdot (\hat{B} \cdot \omega \cdot e^2)^2}{32 \cdot \rho} \quad (3.53)$$

$P_F$  : pérdidas por corrientes de Foucault (W)

$\omega$  : frecuencia angular del campo

$e$  : espesor del conductor (mm)

$\rho$  : resistividad del conductor ( $\Omega\text{mm}^2/\text{mm}$ )

$L$ : longitud del conductor (mm)

Una alternativa económica a los conductores de Litz, es emplear conductores de diámetro muy pequeño haciendo varias bobinas y conectándolas en paralelo para reducir las caídas de tensión. Pero si no se realiza adecuadamente y las longitudes de las bobinas son iguales, se puede provocar un desequilibrio en la F.E.M. inducida, pudiendo generarse corrientes circulantes entre estos caminos paralelos, aumentando las pérdidas.

El cálculo de este tipo de pérdidas es complicado, en [42] se puede encontrar un método de cálculo para evaluarlas. Una aplicación actual de este tipo de máquinas axiales sin hierro se ha encontrado en motores superconductores [113].

En ausencia de hierro el campo generado tiene componentes no sólo axiales sino también tangenciales, con lo que se convierte en un problema tridimensional, con la complejidad de cálculo que ello supone. En la máquina axial se puede dar una simplificación, ya que como se expone en [113], si los conductores se mueven sobre una única superficie, únicamente puede transformar energía la componente del campo perpendicular a la superficie de desplazamiento de los conductores activos.

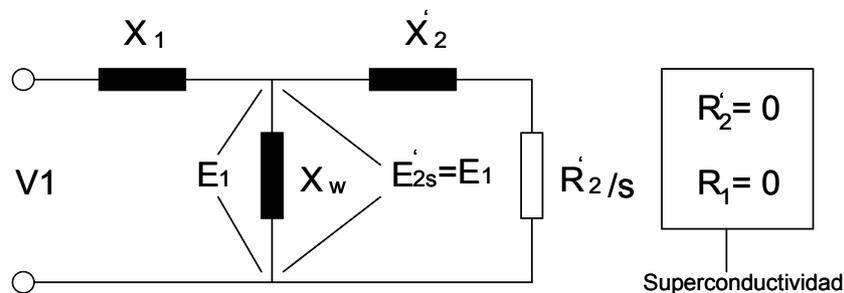
En este entorno de ausencia de hierro, el concepto de cabeza de bobina deja de ser un elemento diferenciador, ya que tendrá la misma importancia que el tramo radial del conductor.

El contenido de armónicos de un bobinado que sigue la dirección radial es el que se muestra en la tabla adjunta, obtenida de [113] .

n	Bn
5	50,4%
7	40,4%
11	22,1%
13	13,2%

**Figura 43. Coeficientes de Fourier de un bobinado toroidal.**

El modelo de la máquina sin hierro superconductor se muestra en la figura adjunta, y la primera conclusión que se extrae es que únicamente puede transmitir potencia a la velocidad de sincronismo, comportándose, por tanto como una máquina síncrona. Independientemente del concepto de superconductividad, el hecho de que sin hierro el problema sea tridimensional y que sólo se transforme energía cuando la componente del campo es perpendicular a la superficie de desplazamiento de los conductores activos, hace que la geometría más adecuada de máquina sea la axial, ya que cumple esa condición.



**Figura 44. Modelo equivalente de la máquina AFIM superconductor.**

Independientemente del empleo o no de hierro en la máquina, el aumento de frecuencia en la alimentación de las máquinas es un hecho habitual, que es prácticamente imprescindible cuando se emplean máquinas con gran entrehierro; como lo pueden ser las máquinas axiales con rotor a base de materiales diamagnéticos como el aluminio, ante campos alternos. Cuando se aumenta la frecuencia se produce un aumento de pérdidas en el hierro y en el cobre, las primeras debido a los ciclos de histéresis y a las corrientes de foucault en las chapas, y las segundas debido al efecto pelicular, que reduce la sección útil del conductor.

A frecuencias elevadas la manera de reducir la resistencia AC del conductor es emplear cables realizados a base de pequeños conductores aislados entre sí, que son transpuestos o trenzados a lo largo del conductor de forma que se homogeneice la densidad de corriente a lo largo de su recorrido.

El cable trenzado se obtiene cambiando la posición angular de cada filástica, pero manteniendo su posición relativa respecto al eje del cable. Otra opción, la mejor desde el punto de vista de reducción de la resistencia AC, es emplear conductores de Litz [98] [101] [102] que además de variar la posición angular del cable, varían su posición radial. Esta solución es buena pero posee un límite de frecuencia  $f_{max}$  a partir de la cual no solo no se obtiene una mejora respecto a un conductor sólido, sino que se tiene una resistencia mayor.

La razón de ello es que cuando se tiene un cable formado por un manojo de filásticas aisladas entre sí, aparece el efecto proximidad entre las filásticas y el efecto pelicular inducido entre las propias filásticas. El cable trenzado permite eliminar el efecto proximidad entre filásticas, pero no el pelicular, que sí se reduce empleando los conductores de Litz.

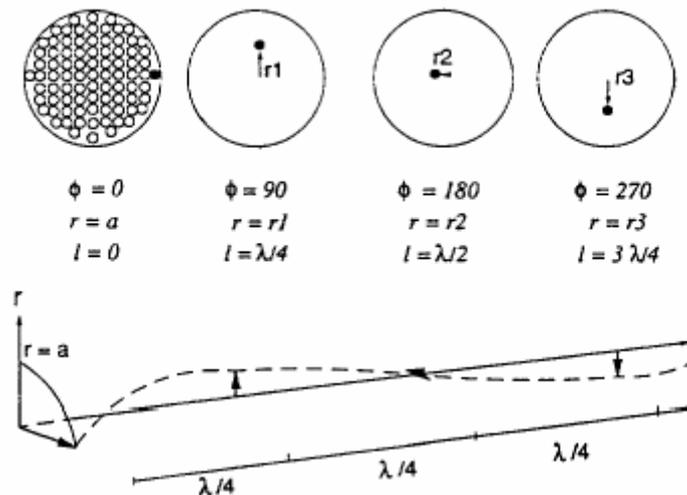


Figura 45. Principio de los conductores de Litz.

En un conductor cilíndrico de una bobina, sometido a un campo magnético homogéneo, se induce una corriente que varía a lo largo del conductor tanto radial como angularmente,

$$J(r, \theta) = J_r(r) \cdot J_\theta(\theta) \quad (3.54)$$

La componente angular depende directamente de la orientación del campo exterior, por lo que representa el efecto de proximidad local de los otros conductores del cable. Para reducir este efecto

equilibrándolo a lo largo del cable es necesario trenzar el cable de forma que cada conductor ocupe todas las posiciones posibles  $[0, 2\pi]$  a lo largo de un paso de trenzado  $\lambda$ . La componente radial afecta al efecto pelicular local de las filásticas, por lo que para reducirlo cada una debe ocupar todas las posiciones radiales a lo largo de un paso de trenzado.

Las expresiones analíticas de resistencia AC con sus componentes de efecto pelicular y efecto proximidad se muestran a continuación y su justificación se puede encontrar en [102] ,

$$R_{Litz} = R_{skin} + R_{proximidad} \quad (3.55)$$

$$R_{proximidad} = \frac{p}{2 \cdot \pi \cdot \gamma \cdot r_i^2} \cdot S_1 \quad R_{skin} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \gamma \cdot N \cdot r_i \cdot \delta} \cdot S_2 \quad (3.56)$$

$$p = N \cdot \left( \frac{r_i}{a} \right)^2 \quad (3.57)$$

$R_{skin}$  : Resistencia debida al efecto pelicular

$R_{proximidad}$  : Resistencia debida al efecto proximidad

$\gamma$  : conductividad (S m/mm<sup>2</sup>)

$r_i$  : radio de una filástica (mm)

$\delta$ : profundidad de penetración del campo (mm)

N: número de filásticas del conductor

a : diámetro del cable (mm)

p : factor de empaquetamiento del cable de filásticas

$S_1$  : factor de proximidad (m). Depende de  $S_1 = f(r_i/\delta)$

$S_2$  : factor efecto pelicular  $S_2 = f(r_i/\delta)$  (m)

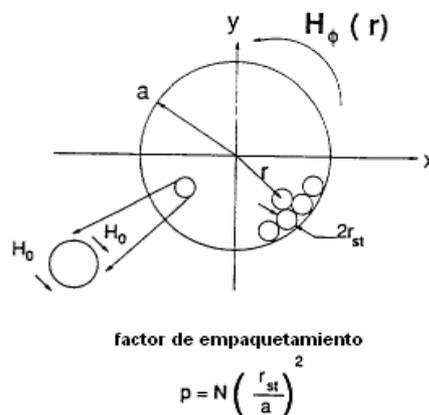


Figura 46. Factor de empaquetamiento de Litz.

A efectos de determinar cuando emplear conductor sólido o cable de Litz se emplea la relación resistencia AC - resistencia DC (FLitz) ó el factor de reducción de resistencia ( $\eta_{Litz}$ ). EL primero sirve para determinar el límite de empleo de los cables de Litz y el segundo para determinar el cable de Litz más adecuado en función de la frecuencia de trabajo.

$$F_{Litz} = \frac{N \cdot p}{2} \cdot S_1 + \frac{r_i}{2 \cdot \delta} \cdot S_2 \quad (3.58)$$

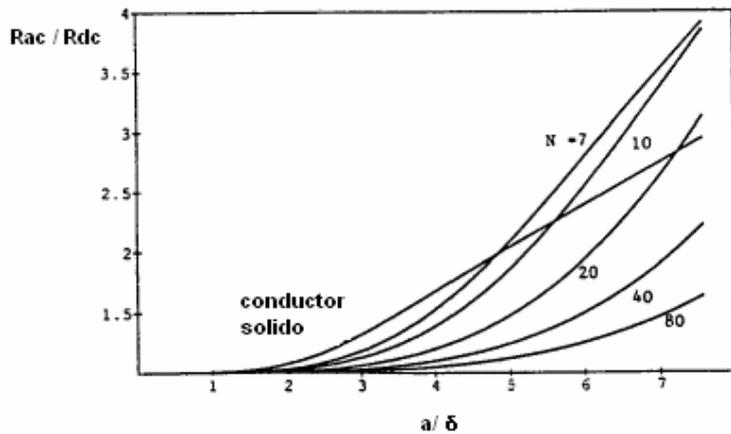


Figura 47. Límite de funcionamiento de los conductores de Litz.

Allí donde la recta corta a cada una de las curvas indica el límite a partir del cual es mejor emplear conductor sólido que conductor de Litz. Como se puede comprobar, depende directamente del número de filásticas del conductor.

$$\eta_{Litz} = \frac{F_{Litz}}{F_{sólido}} \quad (3.59)$$

$$F_{sólido} = \frac{a \cdot \sqrt{p}}{2 \cdot \delta} \cdot S_2 \left( \frac{a \sqrt{p}}{\delta} \right) \quad (3.60)$$

N	$\eta$	$ri/\delta$
7	0.887	0.881
10	0.882	0.846
20	0.707	0.687
30	0.647	0.644
40	0.608	0.598
50	0.580	0.535
60	0.557	0.523
70	0.539	0.502
8	0.523	0.485
100	0.496	0.465
125	0.474	0.436
150	0.455	0.426
175	0.440	0.394

Figura 48. Valor máximo de reducción de R sobre conductor sólido.

Una forma rápida de evaluar el valor de la frecuencia máxima de trabajo para este tipo de conductores es mediante la expresión,

$$f_{\max} \cong \frac{1}{\pi \cdot \mu_o \cdot \gamma \cdot r_i^2} \quad (3.61)$$

$\mu_o$  : permitividad del vacío  $4\pi 10^{-7}$  (T / A m)

### 3.3.2. Circuito magnético.

La fuerza electromotriz inducida en cada fase del bobinado estático viene dada por la expresión siguiente,

$$E = \sqrt{2} \cdot \pi \cdot \xi_b \cdot f \cdot N_f \cdot \phi_{\text{polo}} \quad (3.62)$$

$N_f$  : bobinas por fase

$\phi_{\text{polo}}$ : flujo por polo (Wb)

E : fuerza electromotriz (V).

El flujo máximo por polo, obtenido a partir de la superficie polar y de la inducción máxima en el entrehierro viene dada por,

$$\hat{\phi}_{\text{polo}} = \frac{D_o^2 - D_i^2}{4 \cdot p} \cdot \hat{B} \cdot 10^{-6} \quad (3.63)$$

$D_o$  : Diámetro exterior del estator (mm)

$D_i$  : Diámetro interior del rotor (mm)

$\hat{B}$  : Inducción máxima en el entrehierro (T)

$\hat{\phi}$  : flujo máximo por polo (Wb)

p : pares de polos de la máquina

La zona del estator que se saturará antes son los dientes del estator, por lo que es importante conocer la expresión de la inducción máxima en los mismos, en función de la inducción máxima en el entrehierro. La fórmula siguiente determina la inducción en el diámetro medio de la máquina, como valor promedio. Hay que tener en cuenta que la sección de los dientes es constante, por lo que la saturación se iniciará en la zona interior del estator.

$$\hat{B}_{diente} = \frac{\hat{B}}{\left(1 - \frac{t_r \cdot k}{\pi \cdot \frac{D_o + D_i}{2}}\right)} \quad (3.64)$$

$t_r$  : ancho de ranura (mm)

$\hat{B}_{diente}$  : Inducción máxima en el entrehierro (T)

$\hat{B}$  : inducción máxima en el entrehierro (T)

La inducción máxima que se tendrá en el yugo del estator, expresada en función de la inducción máxima promedio en el diente (3.64), tiene la forma siguiente,

$$\hat{B}_{yugo} = \frac{\pi \cdot (D_o + D_i) - 2 \cdot t_r \cdot k}{2p \cdot t_y} \cdot \hat{B}_{diente} \quad (3.65)$$

$t_y$  : anchura del yugo del estator (mm)

$\hat{B}_{yugo}$  : Inducción máxima en el yugo del estator (T)

$\hat{B}$  : inducción máxima en el entrehierro (T)

La inducción presente en el rotor se calculará de forma análoga al estator si se tiene un rotor ranurado y bobinado. Se afectará a cada parte de los datos de diseño propios del rotor, como su número de ranuras, paso de ranura, etc.

En el caso de las máquinas en desarrollo en el Departamento de Ingeniería Eléctrica de la UPC, el rotor es de aluminio sólido, es decir es magnéticamente isotrópico, por lo que resulta extremadamente complicado determinar los parámetros eléctricos y magnéticos. Es por ello que se realiza la simulación por elementos finitos, con el fin de determinar la distribución interna de corrientes y campos magnéticos.

Lo que más se aproxima a este tipo de rotor es la máquina descrita en [91] , donde el rotor es un disco de cobre con barras de acero embebidas en él. En este caso se propone,

$$\hat{B}_{rotor} = \frac{\hat{B}}{K_R} \quad (3.66)$$

$$K_R = \frac{A_S}{A_\delta} \quad (3.67)$$

$A_R$  : Sección transversal total de acero en el rotor (mm)

$A_\delta$  : Sección transversal total del entrehierro (mm)

$\hat{B}_{rotor}$  : Inducción máxima en el rotor (T)

$K_R$  : factor de utilización del rotor

En la referencia señalada se recomienda un valor para  $K_R=0.4$ .

Para determinar las caídas de FMM en el circuito magnético y la corriente de magnetización necesaria, se propone el siguiente circuito magnético.

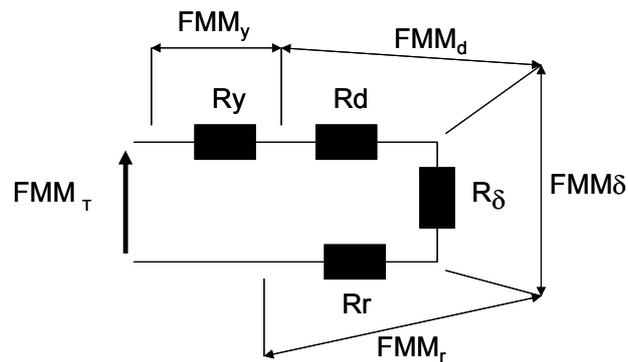


Figura 49. Circuito magnético simplificado de la máquina.

$$FMM_y = 4 \cdot \frac{D_o + D_i}{4p} \cdot \hat{H}_{yugo} \quad (3.68)$$

$$FMM_d = 4 \cdot \hat{H}_{diente} \cdot t_d \quad (3.69)$$

$$FMM_\delta = 4 \cdot \hat{H}_\delta \cdot \delta, \text{ siendo } \hat{H}_\delta = \frac{\hat{B}}{4 \cdot \pi \cdot 10^{-7}} \quad (3.70)$$

$$FMM_r = 2 \cdot L_r \cdot \hat{H}_\delta \quad (3.71)$$

$$FMM_r = 2 \cdot L_r \cdot \hat{H}_r, \text{ siendo } \hat{H}_r = \frac{\hat{B}_{rotor}}{4 \cdot \pi \cdot 10^{-7}} \quad (3.72)$$

$t_d$  : Ancho medio del diente (mm)

$L_r$  : Ancho del rotor (mm)

$\hat{H}_{yugo}$  : Campo máximo en el yugo (A/mm)

$\hat{H}_{diente}$  : Campo máximo en el diente (A/mm)

$\hat{H}_\delta$  : Campo máximo en el entrehierro (A/mm)

La expresión (3.71) es para el caso de rotor magnéticamente anisotrópico, mientras que la (3.72) lo es para el caso de la referencia [91].

La fuerza magnetomotriz total será la suma de las caídas de FMM en cada elemento del circuito magnético.

$$FMM_T = FMM_y + FMM_d + FMM_\delta + FMM_r \quad (3.73)$$

El valor de la corriente de magnetización necesaria para superar las caídas de tensión magnética en el circuito tiene la expresión,

$$I_m = \frac{\pi}{2 \cdot \sqrt{2}} \cdot \frac{FMM_T \cdot p}{m \cdot \xi_b \cdot N_1} \quad (3.74)$$

m : número de fases de la máquina

N<sub>1</sub>: número de bobinas por fase

### 3.3.3. Estimación de pérdidas de la máquina.

Una forma práctica de expresar las pérdidas de la máquina es a través de las pérdidas específicas expresadas en forma de W/kg. Las atribuibles a características eléctricas son las pérdidas en el hierro **P<sub>Fe</sub>** y las pérdidas en el cobre **P<sub>Cu</sub>**, a parte de estas se tienen las pérdidas mecánicas del accionamiento.

Las pérdidas específicas en el cobre vienen dadas por la siguiente expresión [128] ,

$$p_{Cu} = \frac{1000 \cdot \rho}{\gamma} \cdot J^2 \left( \frac{W}{kg} \right) \quad (3.75)$$

ρ : resistividad en Ωmm<sup>2</sup>/m

J : densidad de corriente en A/mm<sup>2</sup>

γ : peso específico (kg/dm<sup>3</sup>)

Para cobre electrolítico comercial y para aluminio recocido el valor de las pérdidas específicas es el que se muestra a continuación,

$$p_{Cu} = 2,44 \cdot J^2 \left( \frac{W}{kg} \right) \quad (3.76)$$

$$p_{Al} = 10,28 \cdot J^2 \left( \frac{W}{kg} \right) \quad (3.77)$$

Para una máquina axial de inducción ranurada en estator y de aluminio sólido el rotor, presentará unas pérdidas en materiales conductores que en el caso de los conductores de cobre se puede determinar directamente por el peso de los conductores, pero que en el caso del rotor, y debido a la no

uniformidad del reparto de la corriente en el rotor (ver capítulo de resultados), resulta más difícil de estimar a priori.

El peso de cobre en el estator viene dado por la expresión [91] ,

$$W_{Cu} = \rho_{Cu} \cdot m \cdot L_{Cu} \cdot \frac{\pi \cdot D_{Cu}^2}{4} \quad (3.78)$$

$\rho_{Cu}$  : densidad del Cu ( $8,9 \cdot 10^6$  kg/mm<sup>3</sup>)

$D_{Cu}$  : Diámetro del conductor de cobre (mm)

$L_{Cu}$  : Longitud de la bobina de cada fases (mm)

$m$  : número de fases

Peso de hierro del estator,

$$\text{Dientes } W_{Fe} = 2 \cdot \rho_{Fe} \cdot \frac{D_o^2 - D_i^2}{4} \cdot \pi \cdot \left(1 - \frac{2 \cdot t_r \cdot k}{D_o + D_i}\right) \cdot h_d \quad (3.79)$$

$$\text{Corona estática } W_{Fe} = 2 \cdot \rho_{Fe} \cdot \frac{D_o^2 - D_i^2}{4} \cdot \pi \cdot t_y \quad (3.80)$$

$\rho_{Fe}$  : densidad del Fe ( $8,9 \cdot 10^6$  kg/mm<sup>3</sup>)

$h_d$  : Longitud diente (mm)

$t_r$  : ancho de ranura (mm)

$t_y$  : ancho del yugo del estator (mm)

$k$  : número de ranuras por estator

Las pérdidas en el hierro son combinación de las pérdidas por histéresis y pérdidas de Foucault, la combinación de ambas es,

$$P_{Fe} = k_h \cdot f \cdot \hat{B}^2 + k_F \cdot (f \cdot \hat{B} \cdot \tau)^2 \left(\frac{W}{kg}\right) \quad (3.81)$$

$k_h$  : coeficiente de pérdidas por histéresis (S m<sup>4</sup> /kg s)

$f$  : frecuencia de las corrientes estáticas (Hz)

$k_F$  : coeficiente de pérdidas de Foucault (S m<sup>4</sup> /kg mm<sup>2</sup>)

$\hat{B}$  : inducción máxima (T)

$\tau$  : espesor de la chapa magnética (mm)

### **3.4. Criterios de diseño empleados en las máquinas del DEE.**

Desde el año 1.987, a partir de la tesis doctoral de Ricard Bosch [112] se abre una línea de investigación en el DEE (Departament d'Enginyeria Elèctrica de la UPC) que se inicia estudiando la levitación de discos de aluminio y se continúa desarrollando motores de flujo axial.

Las tesis realizadas a continuación por Josep Prats, Ramón Grau, Lluís Massagués [114] y José López [115] han dado continuidad al trabajo de investigación en el campo de la levitación y los motores de flujo axial.

Los prototipos iniciales enfocados al estudio de la levitación del rotor, conocidos internamente con la denominación de B-1 (tesis doctoral de Ricard Bosch), B-2 y B-3, dieron paso a configuraciones de motores toroidales de doble inductor y rotor de aluminio, que ha sido la serie RB, hasta llegar al último prototipo de 1 inductor y 1 rotor conocido internamente como DASER, que está construido y en fase de pruebas (Proyecto final de carrera de David Bosch Barbosa y Sergio Jiménez González).

La evolución en el diseño de los diferentes prototipos ha seguido los criterios de:

- Aprendizaje de la problemática de la máquina de inducción axial, sobre la que existía muy poca bibliografía y experimentación. Situación que ha evolucionado a día de hoy pero que, como se comprobará del análisis de la bibliografía, aún sigue siendo incipiente.
- Evolución de máquinas con hierro ranuradas a máquinas sin ranuras y a día de hoy máquinas sin hierro.

#### **3.4.1. Parámetros de diseño de los motores RB.**

Los motores RB son máquinas de flujo axial de doble inductor y rotor sólido compuesto por un disco de aluminio.

El diseño de los diferentes RBs ha evolucionado en RB-1 y RB-2 hasta llegar al prototipo RB-3, en el que se marcaron criterios de diseño que se han continuado en el RB-4 y DASER. El prototipo RB-3 con rotor superconductor se desarrolló en la tesis de Ramón Pallarés. Este prototipo RB-3 es el que ha servido de base para la modelización y el estudio por elementos finitos de la presente tesis doctoral.

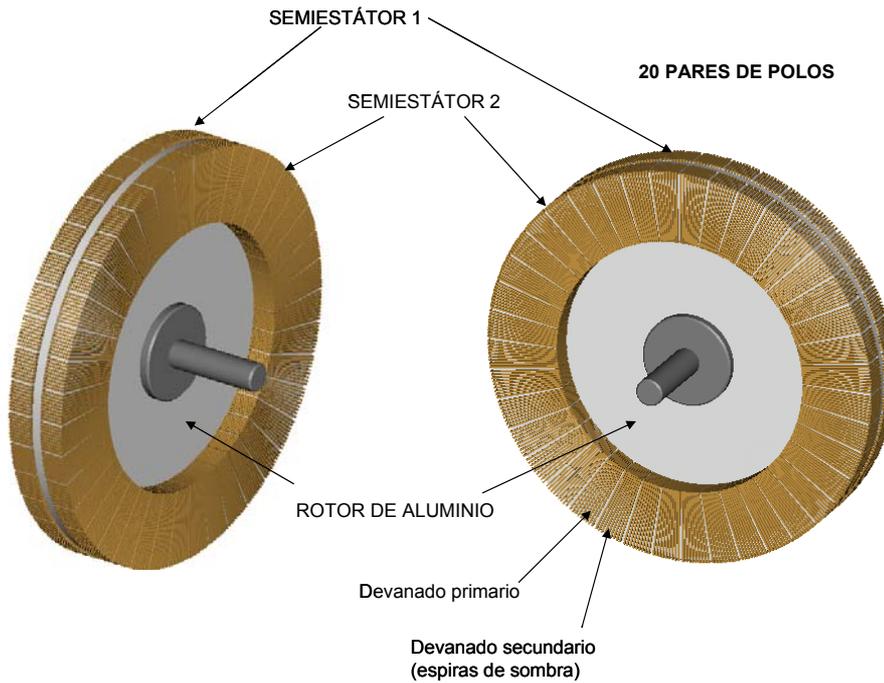


Figura 50. Máquina RB-3. Conjunto.

### Parámetros constructivos fundamentales.

$$K_r = 0.65$$

$$L = 30mm \text{ (Longitud máquina)}$$

$$L_r = 5mm \text{ (Longitud rotor)}$$

$$\phi_{conductor} = 1mm \quad \phi_{Cu} = 0.8mm$$

$$\delta = 1mm \text{ (Entrehierro)}$$

(entendido como longitud de aire, faltaría añadir 2 veces el paso polar del rotor)

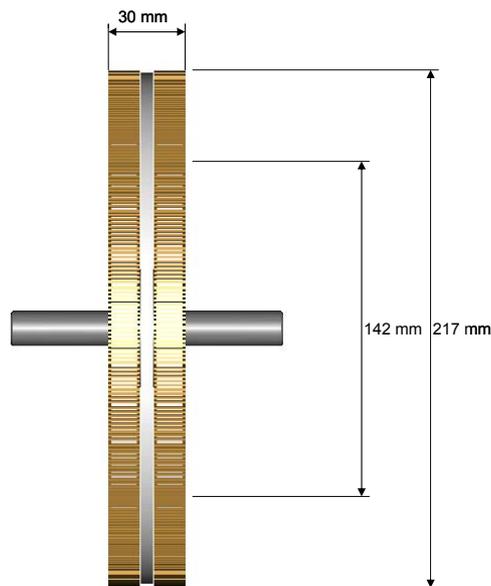
$$p = 20 \text{ (pares de polos)}$$

### Parámetros magnéticos y eléctricos.

- Núcleo de semiestatores formados por chapa enrollada aislada de 0.1 mm de espesor y 11 mm de longitud, sin ranuras.
- Núcleos aislados con capa de Nomex de 0.25 mm de espesor.
- Devanado toroidal de 400 espiras con 17 espiras por polo.
- Devanado primario monofásico de doble capa de Cu estañado con 9 vueltas sobre 11 vueltas de conductor por polo.

- Devanado secundario de espiras cortocircuitadas (espiras de sombra) de 8 espiras sobre 9 espiras de conductor esmaltado.

Los parámetros de diseño que se han mantenido constantes han sido el tamaño exterior de máquina (L y Do) y el parámetro  $K_r$ .



**Figura 51. Máquina RB-3. Dimensiones principales.**

### 3.4.2. Parámetros de estudio.

El objetivo final del trabajo es conseguir máquinas sin hierro, dado que desde un punto de vista industrial, la geometría de estas máquinas se adapta mejor a piezas moldeadas que a piezas de estampación.

Esta decisión constructiva implica que se deben emplear, bien materiales magnéticos dulces, como el somalloy, o materiales plásticos con elevadas cargas ferromagnéticas o bien materiales no ferromagnéticos directamente.

El empleo de materiales no ferromagnéticos implica:

- Aumento de las frecuencias de trabajo.
- Aparición de corrientes parásitas y mayor número de armónicos.

Las frecuencias que se deberían emplear deberían estar en torno a los 500 Hz, que es la frecuencia a la que se han obtenido los mejores resultados en la simulación.

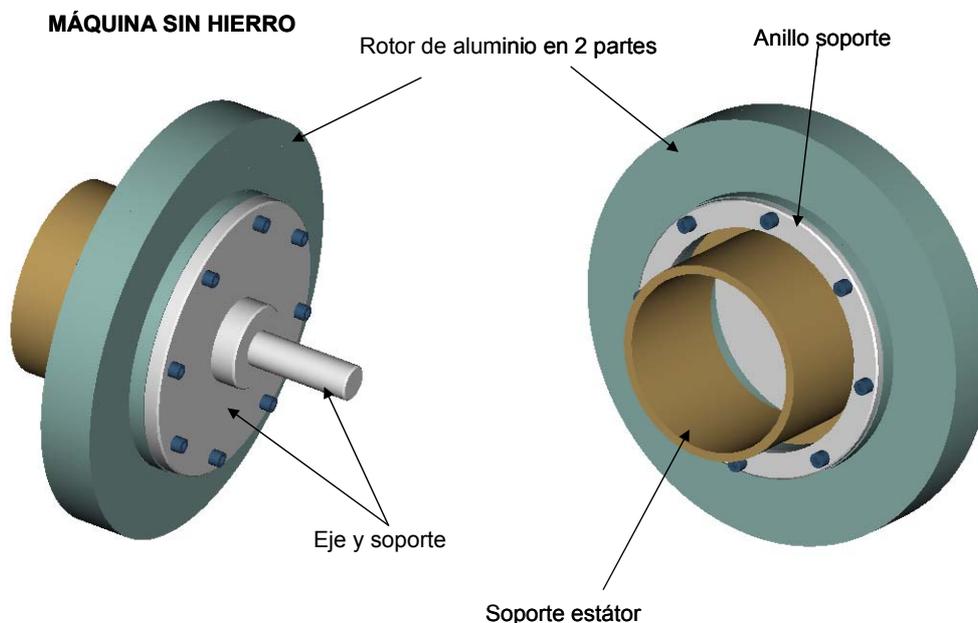
El aumento de frecuencia se justifica puesto que es la mejor manera de reducir la reluctancia del circuito magnético, además la ausencia de hierro supone que ya no se tiene el condicionante de las pérdidas en el hierro como limitación.

El aumento de frecuencia supone que el efecto pelicular y el efecto de campo cercano en devanados se acentúan, por lo que se impone las transposiciones en los devanados, o el empleo de conductores de Litz.

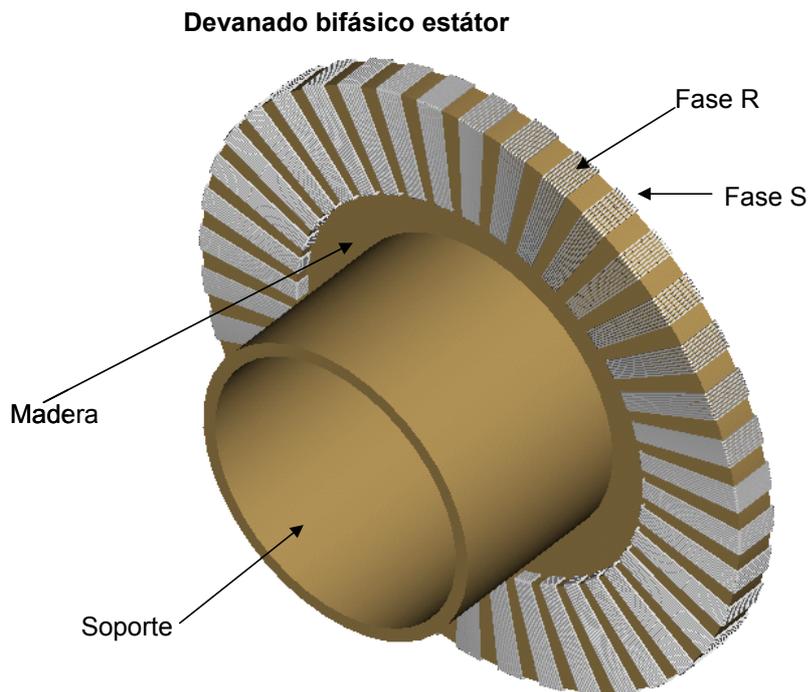
En los prototipos RB, se emplea conductores de pequeña sección con el fin de limitar el efecto pelicular.

### 3.4.3. Motor sin hierro, DASER.

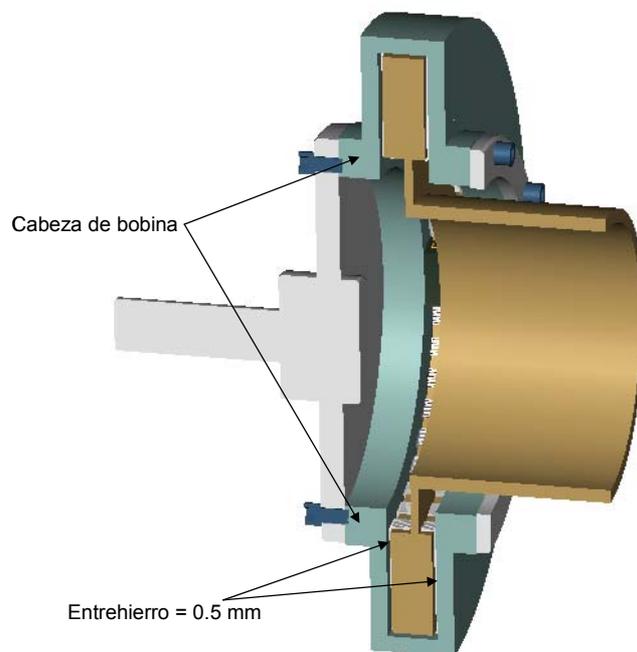
El paso siguiente ha sido la construcción de un prototipo (año 2003-2004) sin elementos ferromagnéticos, con un único inductor (estator) rodeado de un rotor que lo envuelve completamente. El material de soporte del devanado inductor del estator ha sido madera, el rotor nuevamente ha sido de aluminio.



**Figura 52. Máquina DASER.**



**Figura 53. Estator de la máquina DASER sin hierro.**



**Figura 54. Sección de la máquina DASER sin hierro.**

Este motor tiene el mismo número de polos ( $p=20$ ) y el mismo valor de  $K_r$  (0.65) que los motores RB, puesto que los diámetros interior y exterior son similares

El conductor de cobre empleado es también de 1mm de diámetro con diámetro de Cu de 0.85mm.

### 3.5. Comparación de máquinas axiales y radiales.

La forma habitual de comparar máquinas eléctricas es a través de ecuaciones dimensionales como las expuestas en los apartados anteriores. Debido a la poca experiencia existente en el diseño y experimentación de máquinas axiales, de hecho la mayor parte de la literatura existente se ha dado en los últimos siete años, no existen referencias de comparación de máquinas radiales y axiales basadas en ecuaciones dimensionales.

Existen sin embargo comparaciones recientes [6] , [53] realizadas en base a las pérdidas de la máquina con relación a la superficie de disipación disponible. La comparación se realiza para volúmenes de máquina iguales, misma velocidad de rotación y misma inducción en el entrehierro.

Las variables que sirven para realizar la comparación son habitualmente el par y el par específico, ya que la utilidad de las máquinas axiales radica en aplicaciones donde el peso es crítico.

$$T_{RADIAL} = \xi \cdot D_g^2 \cdot L_e \quad (3.82)$$

$$T_{AXIAL} = \xi \cdot D_o^3 \quad (3.83)$$

$\xi$  : Densidad de par (Nm/m<sup>3</sup>)

Las únicas referencias bibliográficas encontradas comparan motores de imanes permanentes que, en el caso de las máquinas axiales, son las que están teniendo mayor aplicación.

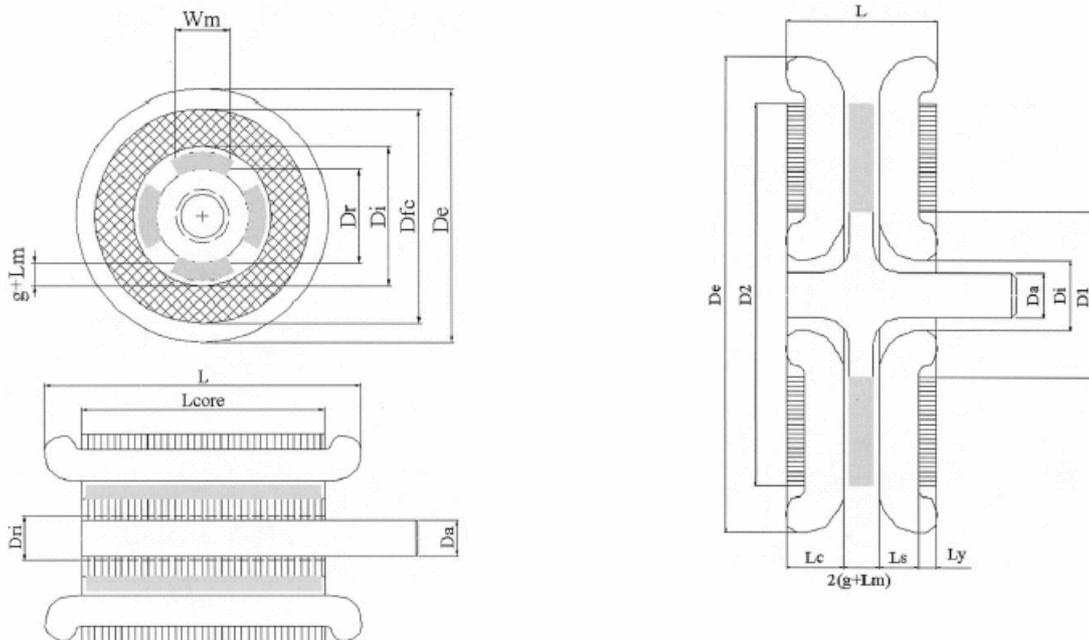


Figura 55. Forma de la potencia de la máquina axial en función de Kr.

Los resultados de la comparación se muestran en las gráficas siguientes, en el cálculo de pérdidas no se tuvo en cuenta el efecto skin. El coeficiente de diseño común para ambos tipos de máquinas es,

$$\lambda = \frac{L}{D_o} \quad (3.84)$$

En la comparación hay que tener en cuenta la factibilidad de la máquina que se plantea, es decir, para valores muy bajos de  $\lambda$  se pueden tener máquinas radiales irrealizables, de la misma forma que no tendría sentido máquinas axiales con un valor de  $\lambda$  muy alto.

En base a la escasa experiencia previa que se tiene para este tipo de máquinas, se considera [6] , [53] que son realizables máquinas radiales para valores de  $\lambda \geq 0.5$  cuando el número de polos es bajo y  $\lambda \geq 0.75$  para máquinas con varios polos.

De igual forma se considera que son realizables máquinas axiales de muchos polos para valores de  $\lambda \leq 0.5$  y de pocos polos para  $\lambda \leq 0.75$ .

Cuando se tienen motores de eje muy largo ( $\lambda > 1$ ) es conveniente emplear motores radiales en lugar de axiales. En principio, cuando el número de polos aumenta, aumenta el par, debido a que se requiere menos espacio para las cabezas de bobina y la altura de las coronas de estator y rotor son menores. Si se sigue aumentando el número de polos, llega un momento en que las pérdidas en el hierro predominan y el par disminuye en lugar de aumentar.

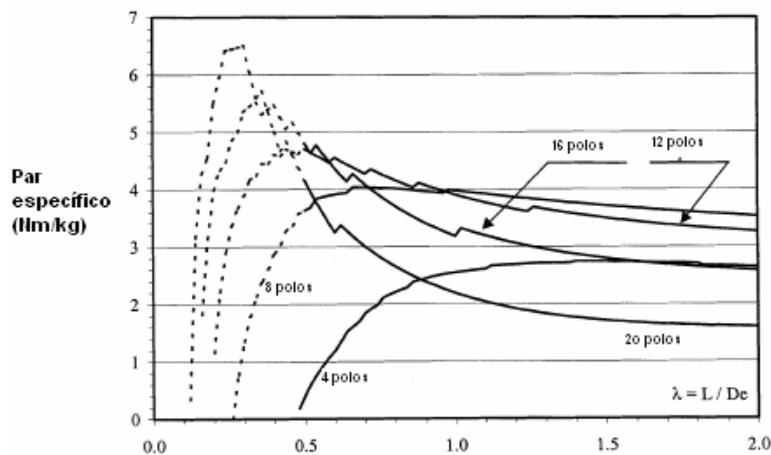
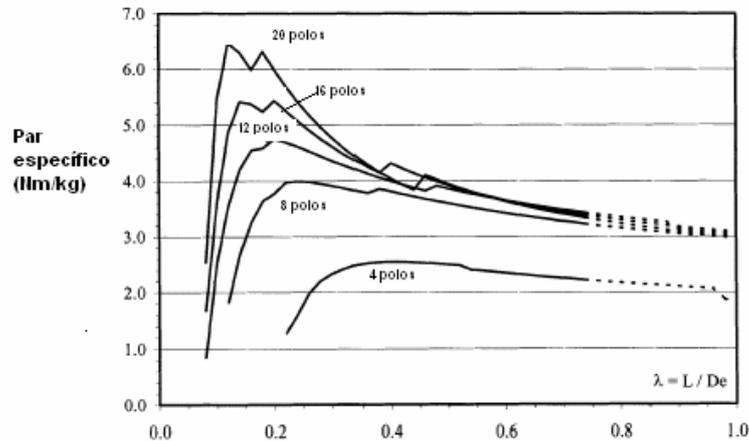


Figura 56. Par específico máquina radial de imanes permanentes.



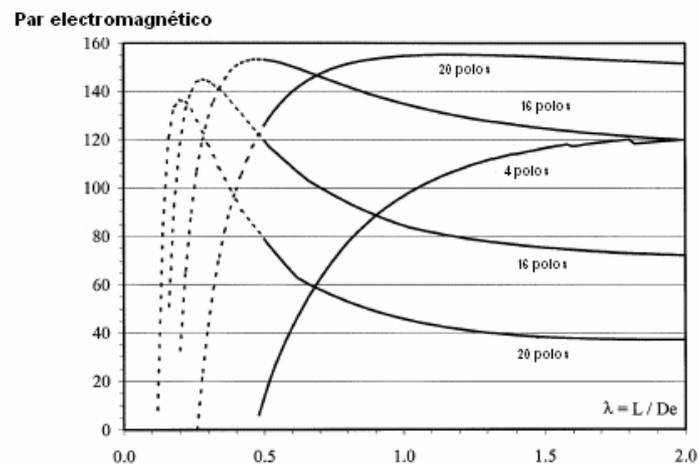
**Figura 57. Par específico máquina axial de imanes permanentes.**

De los gráficos mostrados se deduce que las máquinas axiales son capaces de proporcionar pares muy altos para valores de  $\lambda$  bajos, es decir para máquinas de poca longitud, a medida que aumenta la longitud las máquinas radiales son preferibles. Sólo cuando el número de polos es muy alto (20), sigue siendo preferible la máquina axial frente a la radial, hasta el límite fabricable de la misma.

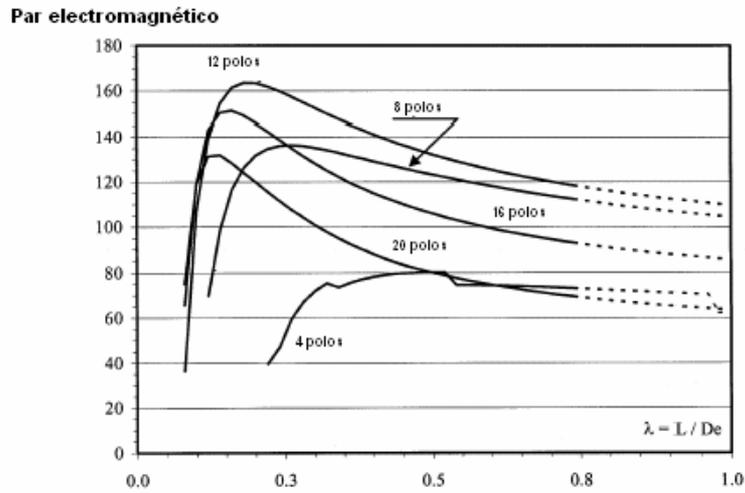
De hecho las máquinas de imanes permanentes de rotor exterior doble, se aprovechan del hecho de no necesitar corona magnética en el estator, puesto que no requieren retorno de flujo a través de él.

Para un número de polos bajo es preferible una axial hasta un valor de  $\lambda \cong 0.8$ , a partir del cual es mejor emplear máquinas radiales.

El aumento en el número de pares de polos implica un aumento del par específico, incluso para valores muy altos en el número de polos, lo que indica que el peso de la máquina desciende más deprisa de lo que lo hace el par cuando el número de polos aumenta.



**Figura 58. Par de la máquina radial de imanes permanentes.**



**Figura 59. Par de la máquina axial de imanes permanentes.**

Cuando se desea que el criterio de optimización sea no solo el par sino también el par específico, el valor óptimo de  $K_r$  a escoger depende del número de polos de la máquina y aumenta al aumentar su número.

Como referencia se dan los valores óptimos obtenidos del análisis de [53] .

Número de polos	$\lambda=L/De$	$K_r=D_o/D_i$
4	0,15	0,51
8	0,22	0,44
12	0,30	0,48
16	0,47	0,68
20	0,60	0,80

**Figura 60. Tabla de coeficientes  $\lambda$  y  $K_r$  óptimos en función del n° de polos.**

### 3.6. Armónicos de par en la máquina axial.

La calidad del par es importante para un parte muy importante de las aplicaciones de las máquinas eléctricas, como por ejemplo, la tracción eléctrica del tipo que sea (transporte, maquinaria de laminación, etc.), propulsión naval, etc, y en general todas aquellas que impliquen dispositivos de velocidad variable.

Debido a la propia construcción de las máquinas eléctricas el par no es constante con el tiempo sino que presenta un valor medio más una componente pulsante superpuesta. Esta pulsación de par se debe fundamentalmente a dos causas:

- **Pulsación de ranura.** Debido a la variación de reluctancia que ve el flujo magnético al pasar alternativamente de diente a ranura. Esta componente del par tiene un periodo igual al paso de ranura de la máquina.

$$f_k = 2 \cdot \frac{k}{2p} \cdot f \quad (3.85)$$

$f_k$  : frecuencia de pulsación del par de ranura

$f$  : frecuencia de las corrientes estáticas

$k/2p$  : ranuras por polo de la máquina

Es dependiente de la posición del rotor y se puede estimar calculando la variación de la energía almacenada en el entrehierro respecto a la posición del rotor.

$$T_{ranura}(\theta_r) = -\frac{1}{2} \cdot \phi^2 \cdot \frac{dR}{d\theta_r} \quad (3.86)$$

$T_{ranura}$  : par de ranura (Nm)

$\phi$  : flujo en el entrehierro (Wb)

$R$  : reluctancia del entrehierro (Av/Wb)

$\theta_r$  : Posición angular del rotor (rad)

En máquinas axiales de imanes permanente es de gran importancia ya que puede incluso impedir el arranque de la máquina [7] . La existencia de esta pulsación de par es independiente de la excitación de la máquina, aunque sí depende del grado de

saturación de la misma. Cuando el diente se satura, el flujo se distribuye de forma más uniforme y el par de ranura empieza a disminuir.

El par de ranura aumenta linealmente mientras el acero del estator se está en el tramo lineal de la curva B-H.

- **Pulsación de par.** Generado por la distribución espacial del campo y la FMM de estator y rotor, debido fundamentalmente a que el bobinado no es una capa de corriente, sino que está formado por bobinas discretas y a que la corriente de alimentación tenga elevado componente armónico (convertidores). Si se supone que la corriente es sinusoidal los armónicos aparecen únicamente por la distribución espacial de la onda de FMM [116] , o lo que es lo mismo, se ve directamente afectado por el factor de bobinado de la máquina, que refleja la distribución espacial del mismo.

$$FMM_h = 1,35 \cdot \xi_{bh} \cdot \frac{N_f \cdot I}{h \cdot p} \quad (3.87)$$

$$\xi_{bh} = \xi_{dh} \cdot \xi_{pk}, \quad \xi_{dh} = \frac{\sin\left(q \cdot \frac{h \cdot \gamma_r}{2}\right)}{q \cdot \sin\left(\frac{h \cdot \gamma_r}{2}\right)}, \quad \xi_{ph} = \sin\left(\pi \cdot \frac{h \cdot \tau_1 / \tau_p}{2}\right) \quad (3.88)$$

$\xi_{bh}$ : armónico de orden h del factor de bobinado

$\xi_{dh}$ : armónico de orden h del factor de distribución

$\xi_{ph}$ : armónico de orden h del factor de acortamiento de paso

$N_f$ : bobinas en serie por fase

p: pares de polos de la máquina

I: valor eficaz de la corriente de fase (A)

Estas dos componentes de armónicos afectan no sólo a la capacidad de puesta en marcha de la máquina, sino que además producen ruido y vibraciones mecánicas. En máquinas asíncronas, sin ranuras en el estator y con un rotor a base de disco de aluminio se reduce de forma significativa ambos componentes del par, puesto que el primero se elimina al no haber dientes y el segundo se reduce al no haber variación de reluctancia en el rotor, al ser un disco sólido.

En máquinas síncronas de imanes permanentes y bobinado sin ranuras, la pulsación de par se debe a la interacción de los imanes del rotor con la FMM generada por los devanados estáticos, sin que se vea agravada por variaciones de reluctancia, ya que el rotor no presenta variaciones de reluctancia.

Cabe recordar que sólo se producen armónicos de par cuando el armónico de corriente se acopla (está en fase) con el armónico de flujo homólogo.

Cuando se tiene una onda de F.E.M. perfectamente sinusoidal y la corriente también lo es, el resultado es un par de característica plana, sin pulsaciones. Cuando el bobinado no tiene una distribución que genera una FMM próxima a la sinusoidal, cuando la fuente de alimentación genera corrientes con armónicos y cuando la variación del entrehierro no es homogénea aparecen las pulsaciones de par.

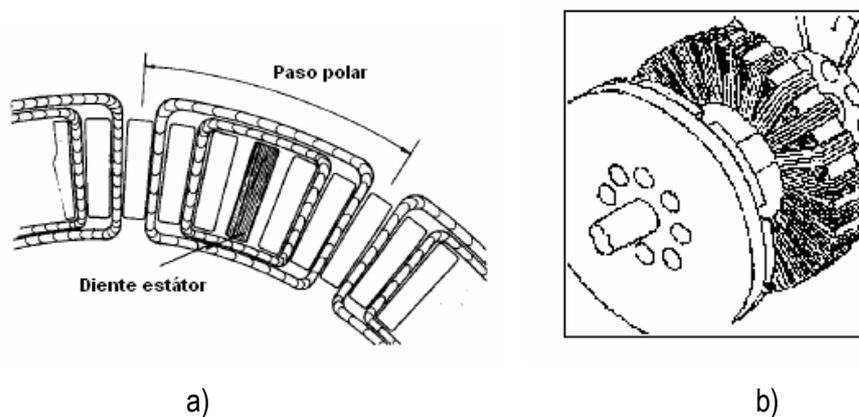
Las dos formas existentes de mejorar el par se basan en,

- Modificar el diseño de la máquina para minimizar las pulsaciones.
- Actuar sobre los sistemas de control modificando la onda de excitación del estator.

### 3.6.1. Formas constructivas de reducción de armónicos.

Desde que existen las máquinas eléctricas se han desarrollado diferentes formas de reducir los armónicos desde el punto de vista de diseño de la máquina. A parte de las habituales, se han desarrollado otras formas de eliminar armónicos que son más propias de las máquinas axiales, debido fundamentalmente a su geometría particular.

- Máquinas sin ranuras con devanados en forma de sector, como la mostrada abajo. Con esta distribución en lugar de la habitual a base de bobina toroidal se consigue aproximar la FMM a la sinusoidal [54].



**Figura 61. Devanado en sector (a) y toroidal (b).**

Además este tipo de devanado (a), presenta una F.E.M. más sinusoidal que el (b)

- Inclinando las ranuras del estator o los imanes del rotor en máquinas de imanes permanentes[25] [28] [41] [54] [55]. En las máquinas de imanes permanentes la

forma de los imanes, su emplazamiento y dimensiones son determinantes en la calidad del par obtenido.

- Acortando el paso del bobinado para eliminar los armónicos deseados. Se consigue acortando el paso la cantidad necesaria dada por  $\xi_{ph}$ . Otra forma es emplear un número de ranuras por polo y fase fraccionario en vez de entero.

$$\xi_{ph} = 0 \Rightarrow \frac{\tau_1}{\tau_p} = \frac{h-1}{h} \quad (3.89)$$

$\tau_1$  : paso de devanado

$\tau_p$  : paso polar

$h$  : orden del armónico a eliminar

En la misma línea, para máquinas de imanes permanentes se puede reducir el par de ranura acortando el arco polar ocupado por el imán en la dimensión adecuada. Ver referencias [28] y [41] para ver los detalles.

- Dejando ranuras vacías, con lo que se reduce la pulsación de ranura aumentando la frecuencia de variación de la reluctancia del entrehierro y su amplitud.
- Cerrando las ranuras del estator mediante elementos magnéticos. Con lo que se reduce la variación de reluctancia del entrehierro.
- Aumentando el número de polos, con lo que se reduce la amplitud de la pulsación del par.
- Aumentando el número de fases.

En la literatura se pueden encontrar resultados de diferentes investigaciones llevadas a cabo sobre máquinas de imanes permanentes, en ellos se puede ver reflejado el efecto de emplear bobinados en forma de sector (sinusoidales) [54] [55] en lugar de bobinado toroidal, donde se puede comprobar el efecto de reducción del rizado del par del orden del 50%. Las gráficas adjuntas hacen referencia a una máquina sin ranuras en el rotor, por lo que la pulsación de par mostrada se debe únicamente a la distribución espacial de la onda de FMM (distribución del bobinado estático y forma y disposición de los imanes del rotor).

El efecto de inclinación de los imanes permanentes es el factor determinante para la reducción de la pulsación de par en las máquinas axiales, en este caso sin ranuras. Las gráficas adjuntas muestran el efecto que resulta de inclinar los lados de los imanes 30°, resultando en una reducción en la pulsación

del par del 80%. Esta reducción sería equivalente a la mostrada anteriormente para el devanado estático pero su efecto es de mayor relevancia.

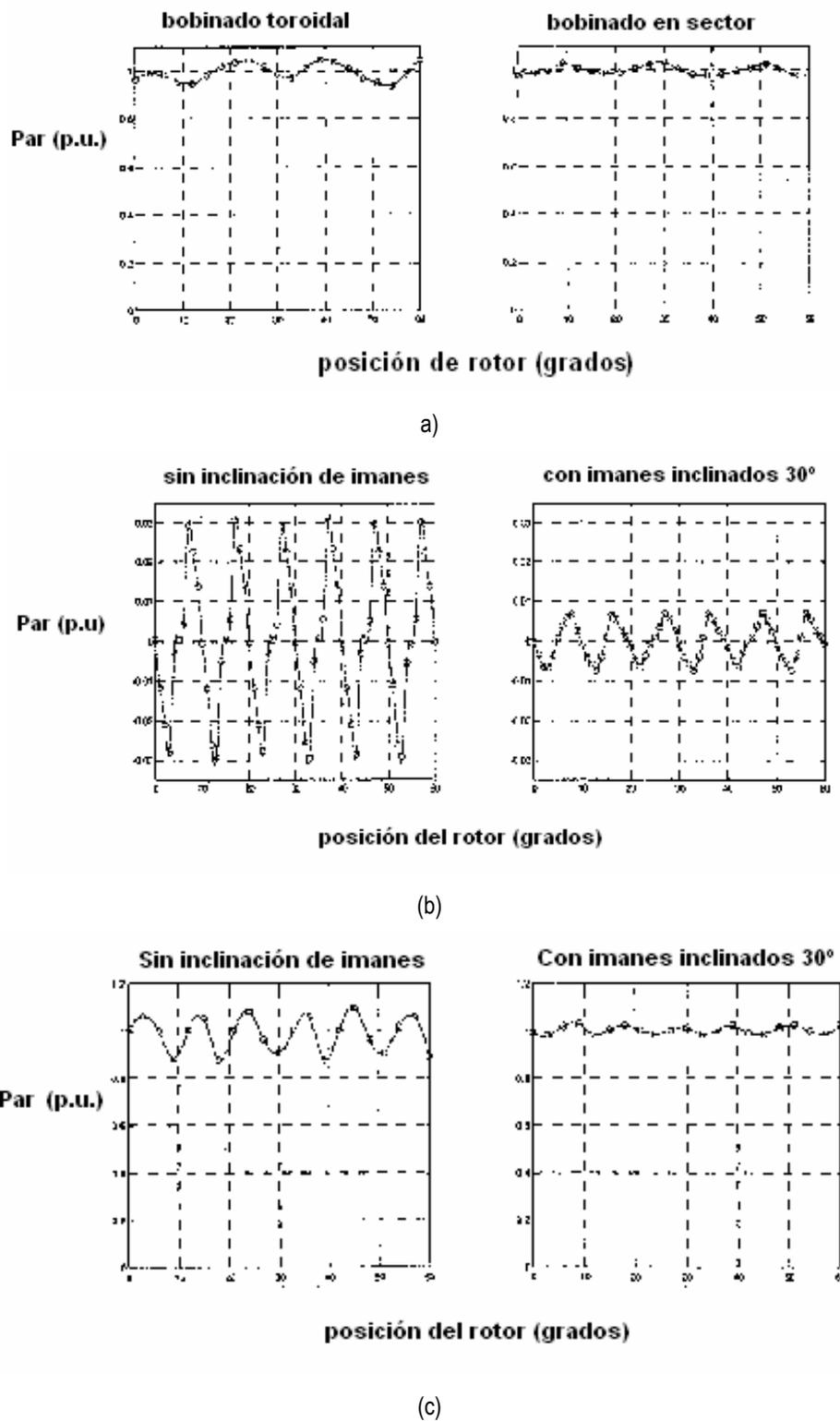


Figura 62. Variación de la pulsación de par en función de(a) tipo de bobinado, (b) inclinación de imanes (c) ambas.

Para máquinas con ranuras el par con devanado toroidal y sin inclinación de imanes presenta mayor rizado que la misma máquina sin ranuras. Es evidente también el efecto de inclinación de los imanes, que en este caso compensa no sólo el efecto de la distribución espacial del bobinado, sino también el cambio de reluctancia debido a la presencia de las ranuras del estator.

### **3.6.2.Reducción de armónicos de par en máquinas axiales de imanes permanentes.**

Desde el punto de vista de generación de armónicos la máquina axial se divide en dos grandes grupos, las máquinas con y las máquinas sin ranuras.

Las máquinas sin ranuras presentan la ventaja evidente de eliminar las pérdidas en los dientes y tener un par de ranura reducido, con la consiguiente eliminación de ruidos y vibraciones. Por contra, presentan el inconveniente de tener una inductancia estatórica muy baja que imposibilita el control de campo de este tipo de máquinas.

Las máquinas ranuradas tienen la gran ventaja de permitir el control de campo por su mayor inductancia, lo que las hace muy atractivas para su control a potencia constante, lo que es equivalente a decir aplicaciones del automóvil.

Las variables iniciales en el diseño de máquinas axiales de imanes permanentes son, el coeficiente  $K_r$ , el diámetro exterior  $D_o$ , el número de polos (como en cualquier máquina axial) y el material magnético de los imanes permanentes.

Existen diferentes formas recogidas en la literatura de reducir el par de ranura en máquinas de imanes permanentes. De entre ellas las más destacadas son:

- Emplear cuñas de material ferromagnético para cerrar las ranuras del estator.
- Inclinan los imanes permanentes en el ángulo óptimo.
- Decalar los rótores de la máquina medio paso de ranura.
- Emplear el ancho de imán más adecuado.
- Acortar el paso de los imanes del rotor.
- Alternar imanes de anchos diferentes.

Las máquinas donde se han empleado más profusamente estos métodos son en máquinas de un estator y doble rotor exterior. Como se ha comentado anteriormente, en estas máquinas los imanes van sobre un disco de acero que es solidario al eje de la máquina.

La necesidad del acero es para poder cerrar el circuito magnético.

### Empleo de cuñas de material magnético.

Cerrando las ranuras del estator con cuñas de material ferromagnético, como el Somaloy [41] , se consigue reducir la variación de reluctancia del flujo del entrehierro a su paso por ella.

Con esto se consigue reducir la pulsación de par, así como las pérdidas en el hierro del estator, puesto que la pulsación de flujo en los dientes se reduce.

Se consigue además un incremento significativo del valor numérico de la inductancia de fase (del orden de 10 veces), mientras que la inductancia mutua prácticamente no se ve afectada [57] . El inconveniente es el aumento de la fuerza de atracción entre estator y rotor, que empleando una configuración de doble rotor se compensa.

### Inclinación de los imanes del rotor.

Su efecto es equivalente a inclinar las ranuras del estator, aunque normalmente se prefiere realizarlo sobre los imanes, ya que la primera opción es más difícil y cara.

El efecto de disminución del par de ranura es inmediato y se puede llegar a valores muy bajos de pulsación, en la gráfica adjunta se muestra el resultado obtenido sobre una máquina de 7 kW de 12 pares de polos [41] .

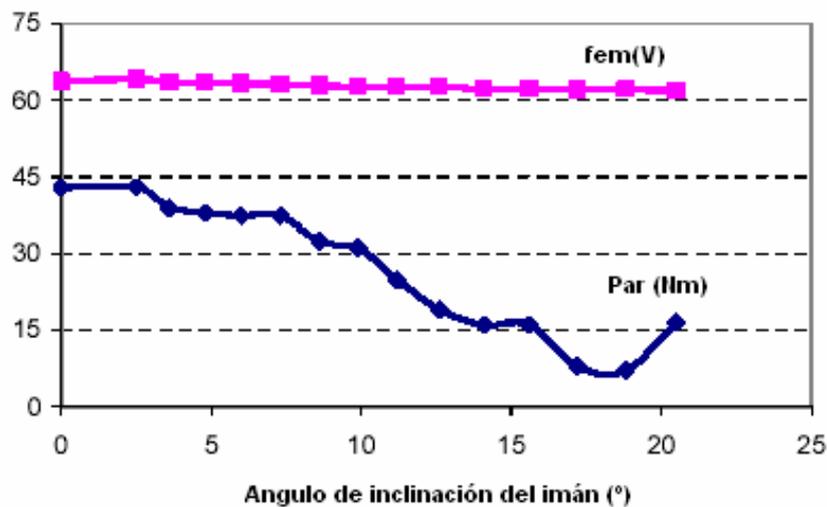
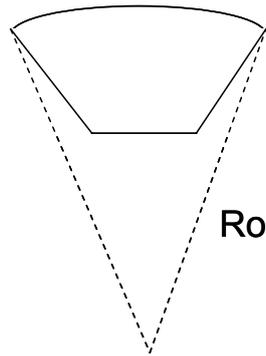


Figura 63. Efecto de la inclinación de los imanes sobre F.E.M. y Par.

La forma más correcta de realizarlo es empleando imanes cuyas caras laterales están inclinadas respecto a la coordenada radial.



**Figura 64. Caras de inclinación del imán.**

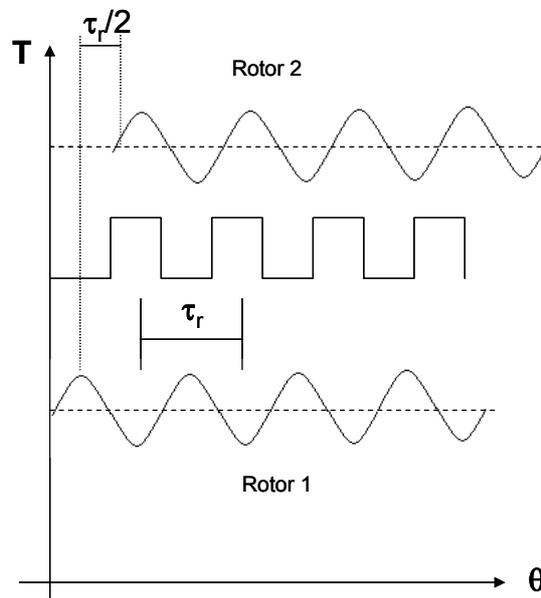
Pero es la menos empleada ya que implica un elevado coste de los imanes. La posibilidad más barata es emplear imanes rectangulares e inclinarlos el ángulo deseado.

Sin embargo, existen otras formas de conseguir reducciones de par de ranura empleando medios más sencillos que consiguen efectos iguales o mayores.

Decalado de los rótores medio paso de ranura.

Consiste en que los dos semirotores no enfrentan los imanes completamente, sino que un semirotor está decalado respecto al otro medio paso de ranura.

El efecto que se pretende es que la pulsación del par de uno de los 2 rótores esté desfasado  $180^\circ$  respecto a la pulsación del otro, de tal forma que el par total se compense eliminándose.



**Figura 65. Efecto del decalado de medio paso de ranura sobre la pulsación de par.**

No se consigue completamente, puesto que el par que se genera no está exactamente desfasado  $180^\circ$ . El efecto sobre el contenido de armónicos de la F.E.M. suele ser importante, obteniéndose

disminuciones importantes. La disminución reportada en la referencia anterior al realizar el decalado de medio paso de ranura es del orden del 75%.

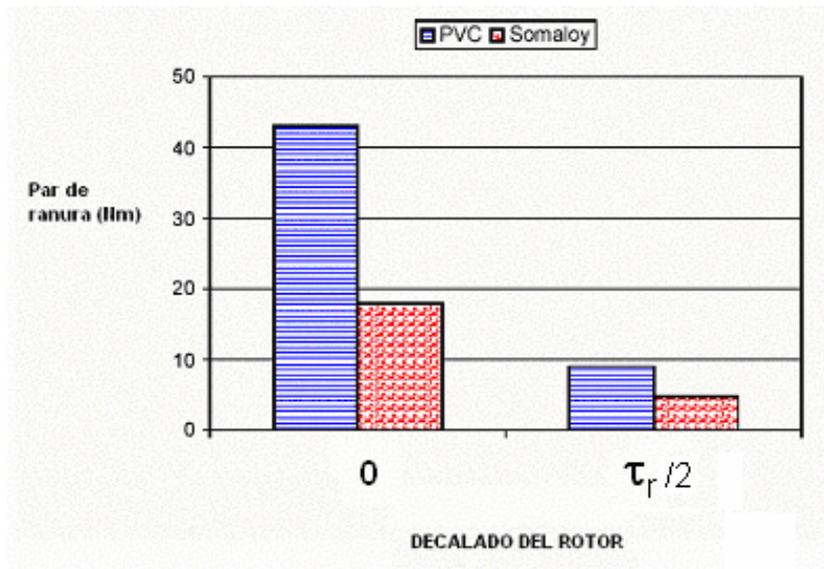


Figura 66. Variación del par de ranura con el decalado del estator y el empleo de cuñas de material ferromagnético

Variación del ancho del imán.

La relación existente entre el ancho del imán ( $t_m$ ) y el paso de ranura ( $\tau_r$ ) tiene una gran influencia en el par de ranura de la máquina, la selección del valor adecuado de  $t_m/\tau_r$  permite minimizarlo de forma drástica [129]. A modo de ejemplo se muestran los resultados extraídos de la referencia [41], donde se muestra el efecto compuesto de ancho de imán y decalado del rotor medio paso de ranura.

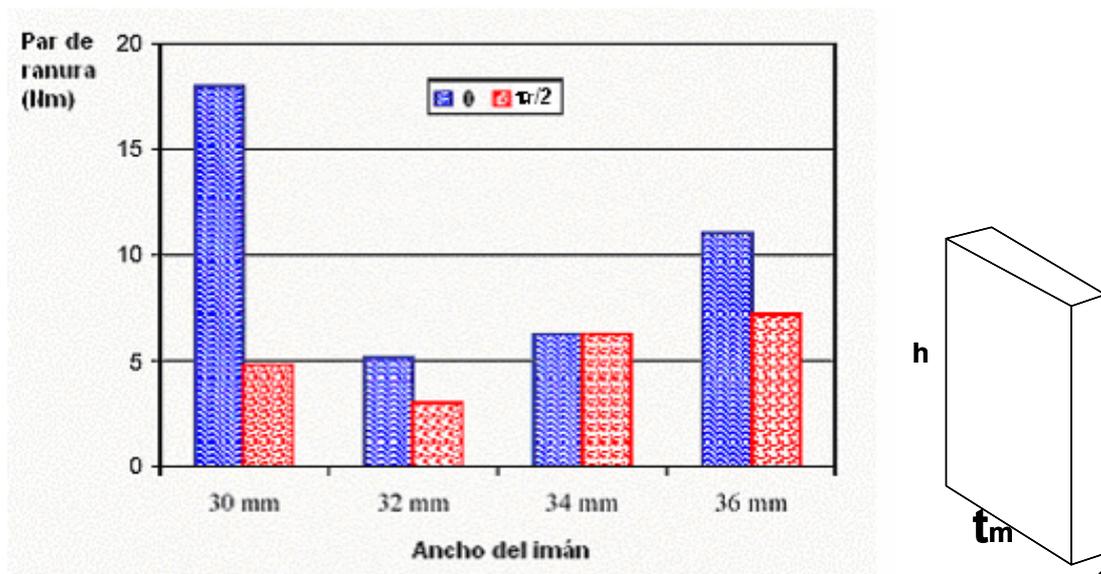


Figura 67. Efecto de las dimensiones del imán sobre el par de ranura.

Uso de imanes de paso acortado.

En lugar de emplear  $2p$  imanes por rotor equidistantes el paso polar, se acorta el paso de la mitad de los imanes de cada rotor en medio paso de ranura. El objetivo vuelve a ser el desfase de las pulsaciones de par individuales para compensar el conjunto

$$\tau'_m = \tau_m - \frac{2 \cdot \pi}{p \cdot k}, \quad \tau_p = \tau_m = \frac{2 \cdot \pi}{2 \cdot p} \quad (3.90)$$

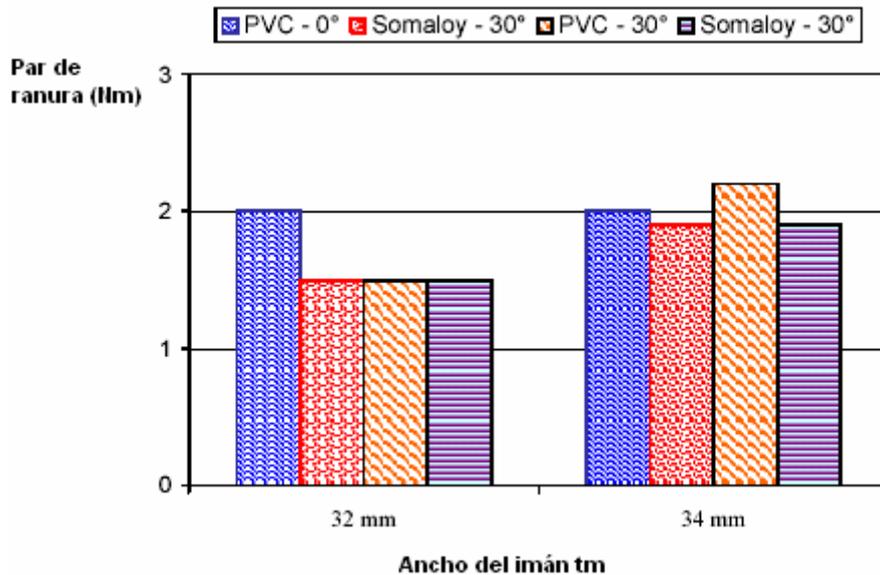
$k$  : número de ranuras del estator

$\tau'_m$ : paso de imán acortado

$k$  : ranuras del medio estator

$p$  : pares de polos de la máquina

A modo de ejemplo se dan los resultados obtenidos de [41] , donde se muestra el efecto conjunto del acortamiento de paso de los imanes, el decalado del rotor y el empleo de cierres ferromagnéticos para las ranuras. Como se puede ver, el efecto que más reduce la pulsación del par es el acortamiento de paso de los imanes. Se llega a obtener un resultado e un 1% del par total.



**Figura 68. Comparación de las soluciones de reducción de par de ranura.**

Alternar imanes de anchos diferentes.

Como se ha comentado anteriormente la dimensión del imán influye de manera importante en el par de ranura de la máquina. Se puede reducir de manera adicional alternando imanes de ancho diferente en

ambos r6tores, de forma que un im6n ancho en uno de los r6tores enfrente un r6tor estrecho en el otro r6tor.

En [28] se han reportado valores 6ptimos de ancho de im6n para una m6quina de 3 kW y 8 polos, as6 como la variaci6n del par de ranura para diferentes combinaciones de anchos de imanes. Para un valor  $t_m = 110^\circ$ , se da una variaci6n del par de ranura con la dimensi6n de  $t'_m$  que presenta un m6ximo y un m6nimo que no presenta relaci6n directa con pasos de ranura.

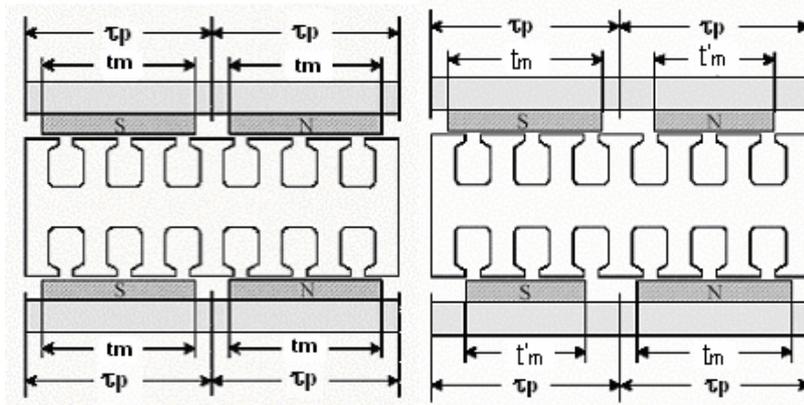


Figura 69. Empleo de imanes de ancho diferente para compensa las variaciones de reluctancia del circuito magn6tico.

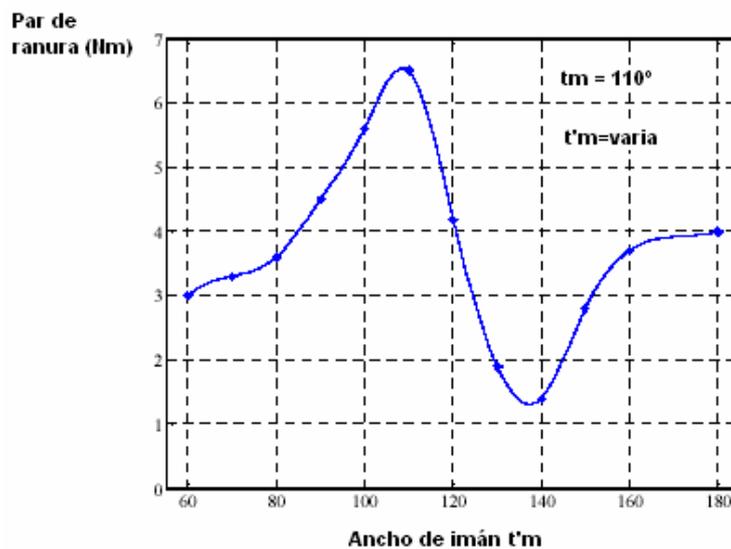


Figura 70. Variaci6n de la pulsaci6n de par de ranura con el ancho de la mitad de los imanes del r6tor, la otra mitad fija con paso de  $110^\circ$ .

En [1] y [7] se puede encontrar informaci6n adicional de an6lisis de par de ranura en este tipo de m6quinas, donde se analiza el efecto de bordes que se produce en el extremo de los imanes.

### **3.7. Nuevos materiales.**

La principal limitación de las máquinas axiales reside en la forma de su circuito magnético, que en estructura difiere de la de los motores radiales, donde es posible la laminación axial del motor. El circuito magnético de las máquinas axiales se realiza a base de enrollar chapa magnética formando un toro.

En aplicaciones sin ranuras el proceso de fabricación es más simple que en las radiales, ya que son precisamente las ranuras las que aportan complejidad. Éstas tienen que realizarse una vez se ha bobinado el núcleo, lo que implica que el proceso de mecanización, a parte de complejo, puede provocar la pérdida de aislamiento de la chapa, lo que implica un procesado posterior.

Otro factor que va en contra de este tipo de máquinas es que el factor de llenado del bobinado es peor que en las máquinas radiales, aunque esta afirmación [40] , es dudosa, puesto que en la literatura queda claro que depende básicamente del número de polos de la máquina, a mayor número de polos mejora el factor.

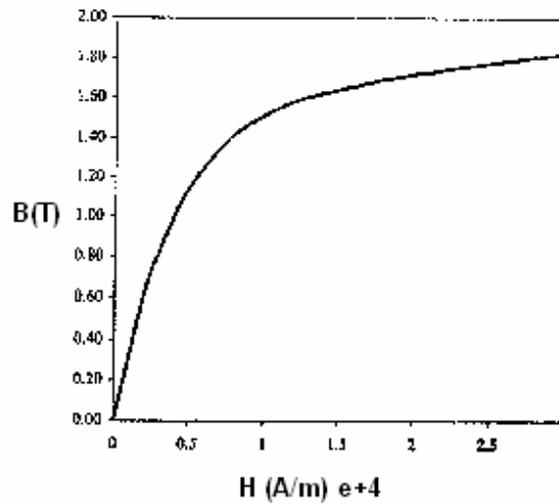
Por último, en aplicaciones de máquinas síncronas a base de imanes permanentes se presenta la complejidad del alineamiento mecánico durante la construcción de la máquina, que se debe a la atracción entre los discos del motor.

El desarrollo de la ciencia de materiales en los últimos años en el campo de los plásticos y la metalurgia, junto con la electrónica de potencia está rompiendo los límites que restringían a las máquinas axiales a nichos de aplicación, sobre todo en potencias fraccionarias.

#### **3.7.1. Polvo metálico aislado.**

Actualmente es posible obtener geometrías complicadas de máquina mediante el empleo de la pulvimetalurgia, donde se han desarrollado los llamados “Soft Magnetic Materials” (SMC). La aplicación consiste en sinterizar pequeñas partículas de hierro puro aisladas, que tras el moldeo siguen manteniendo el aislamiento entre partículas, presentando muy bajas pérdidas por corrientes parásitas en cualquier dirección [65] . Pero debido a su baja permeabilidad (comparada con el acero de laminación habitual) y su bajo coeficiente de saturación, su aplicación no se puede generalizar, sino únicamente emplearse en determinadas partes de la máquina, como podría ser el rotor de la máquina de inducción o en el rotor de máquinas axiales síncronas de imanes permanentes [57] [65] . A modo de

ejemplo se muestra la curva de magnetización del material SMC empleado en la construcción de un prototipo de máquina para rueda motriz [65] .



**Figura 71. Curva de magnetización de polvo de hierro aislado y sinterizado.**

Su criterio de uso sería por coste, es decir en aquellas aplicaciones que necesariamente requiriesen un bajo coste de producción.

### 3.7.2. Materiales plásticos.

Avanzando en el desarrollo de motores sin hierro, con aplicaciones futuras básicamente en el campo de la aeronáutica [4] [43] [52] donde el peso es una variable de diseño crítica. Para ello se necesitan materiales con excelentes propiedades mecánicas y térmicas como los relacionados por Profumo et al. en [43] y [65] .

En la literatura ya se ha reportado un motor de flujo axial de imanes permanentes para aplicación aeronáutica, realizado a base de plástico KETRON PEEK , fibra de carbono y acero. Este motor [43] lleva acero únicamente en los discos extremos, para forzar el cierre de las líneas de flujo y permitir el retorno hacia el interior del motor.

Aunque se ha estudiado su aplicación, a la fecha de realización de la tesis aún no se tenía constancia de su desarrollo. Este desarrollo promovido por la Unión Europea consiste en un avión empleado como plataforma de telecomunicaciones que vuela en la estratosfera en órbita geostacionaria alrededor de la tierra.

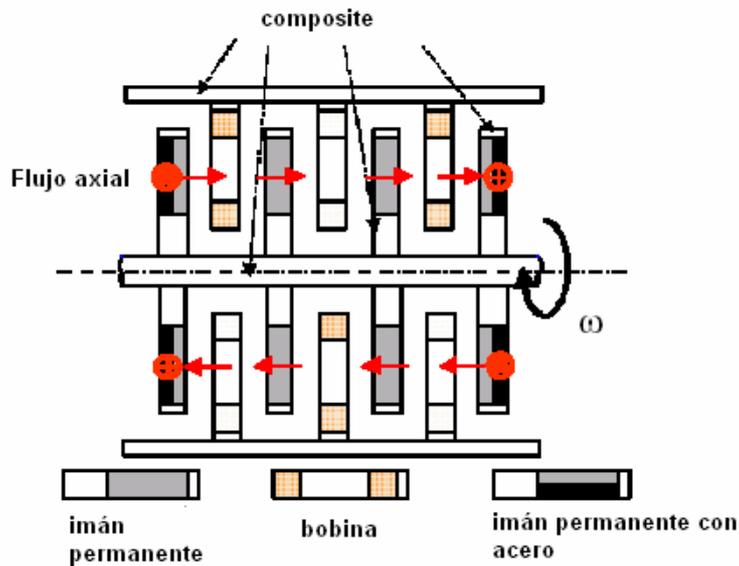


Figura 72. Concepto de máquina multietapa de bajo peso empleando materiales plásticos y fibra de carbono.

### 3.7.3. Nuevos materiales magnéticos.

La disponibilidad de nuevos materiales magnéticos como Sm-Co ó Nd-Fe-B, además de las ferritas, ha supuesto un impulso definitivo para las máquinas de flujo axial, ya que con ellos se consiguen elevados campos en el entrehierro (superiores a 1 T) y máquinas más ligeras, ya que el empleo de materiales ferromagnéticos como soporte se reduce a aquellas zonas donde se debe cerrar el campo.

Aunque su proceso de fabricación no permite, de forma económica, geometrías complicadas, sí que permite configuraciones adecuadas para la máquina axial.

El empleo de imanes permanentes como fuentes de campo implica,

- Las máquinas obtenidas son síncronas.
- Los imanes se pueden desmagnetizar si se les somete a corrientes de campo elevadas.
- El control de campo es más difícil que generando el campo con fuente de CC.
- Las máquinas obtenidas son más compactas ya que no requieren escobillas.
- EL peso total es inferior, ya que el empleo de acero en los rótores se reduce de forma drástica.
- Al ser el campo generado muy estable, el par de ranura es muy significativo.