

## CAPÍTULO 3

# MODELO MAGNÉTICO DEL MOTOR DE RELUCTANCIA CONMUTADA

### 3.1 INTRODUCCIÓN

#### **3.1.1 Análisis del funcionamiento del motor**

El análisis del SRM, como de cualquier máquina eléctrica, requiere del conocimiento de su comportamiento electromagnético. Este puede obtenerse en dos formas:

- 1) Análisis numérico del campo magnético empleando el método de elementos finitos [48][49][50][51][52]. Método empleado en la etapa de proyecto del motor.
- 2) Medida de las características del flujo concatenado por una fase en función de la corriente de la fase y la posición del rotor [20][21][22][30][39][53][54][55][56][57][58][59][60][61][62]. Método empleado en el análisis de motores ya construidos.

Dado que el trabajo presentado en esta Tesis se refiere al control del SRM y no a su proyecto, en lo sucesivo el análisis se realizará siguiendo la segunda metodología. El análisis de las características de funcionamiento de un SRM de fases múltiples puede llevarse a cabo combinando las funciones de flujo, corriente y cupla de las fases individuales, ya que el efecto de la inductancia mutua es despreciable [44]. La ecuación de tensión de cada fase es:

$$v_j = i_j R + \frac{d \phi_j(\theta, i_j)}{d t} \quad \text{para } j=1,2,\dots,q \quad (3.1)$$

donde

$$v_j = V_N \quad i_j < I_s \quad \theta_{on} \leq \theta - \frac{(j-1)\alpha_r}{q} \leq \theta_{off} \quad (a)$$

$$v_j = 0 \quad i_j > I_s \quad \theta_{on} \leq \theta - \frac{(j-1)\alpha_r}{q} \leq \theta_{off} \quad (b) \quad (3.2)$$

$$v_j = -V_N \quad \theta_{off} < \theta - \frac{(j-1)\alpha_r}{q} \leq \theta_e \quad (c)$$

$$v_j = 0 \quad i_j = 0 \quad \theta_e < \theta - \frac{(j-1)\alpha_r}{q} < \theta_{on} \quad (d)$$

donde  $V_N$  es la tensión nominal del motor,  $\theta_{on}$  es el ángulo de encendido,  $\theta_{off}$  el ángulo de apagado y  $\theta_e$  el ángulo en que se extingue la corriente.

Para calcular la cupla producida por el motor, la coenergía asociada a cada fase [63], es calculada primero como

$$W'_j(\theta, i_j) = \int_0^{i_j} \phi_j(\theta, i_j) di_j \Big|_{\theta=cte} \quad (3.3)$$

y la cupla producida por cada fase es calculada como la variación de la coenergía con la posición rotórica:

$$\tau_j(\theta, i_j) = \frac{\partial W'_j(\theta, i_j)}{\partial \theta} \quad (3.4)$$

siendo la cupla total producida por el motor igual a la suma de la contribución individual de cada fase:

$$\tau = \sum_{j=1}^q \tau_j(\theta, i_j) \quad (3.5)$$

Suponiendo funcionamiento en estado estacionario, en el cual todas las fases son alimentadas en modo simétrico y que cada fase es excitada una vez en cada paso polar rotórico, la cupla media resulta igual al número de fases multiplicado por la cupla media de cada fase

$$T_{av} = \frac{q}{\alpha_r} \int_0^{\alpha_r} \tau \, d\theta \quad (3.6)$$

La descripción del motor se completa con las siguientes ecuaciones electromecánicas:

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{\tau - \tau_L}{J} \quad (3.7)$$

$$\frac{d\theta}{dt} = \omega \quad (3.8)$$

$$P_M = T_{av} \Omega \quad (3.9)$$

Para resolver las ec. (3.1), (3.3) y (3.4) es necesario conocer las curvas de flujo concatenado por cada fase en función de la corriente en la misma para distintas posiciones rotóricas. Esto significa conocer:

- 1) Las características magnéticas del hierro  $\Phi(i)$ .
- 2) El perfil de inductancia determinado por la geometría del motor  $\Phi(\theta)$ .

La solución de las ecuaciones tomando las características exactas es demasiado compleja, hecho que ha motivado el desarrollo de distintas aproximaciones para describir ambas características.

#### 1) Características magnéticas

- a) Aproximación lineal [21][53][54][64]: desprecia la saturación magnética del motor.
- b) Aproximación lineal por tramos [18][30][55][56]: Divide el plano flujo concatenado-corriente ( $\phi$ - $i$ ) en dos zonas, y aproxima las curvas con rectas de distintas pendientes en cada una de ellas.
- c) Métodos numéricos [19][59][62]: Almacenan en tablas las características magnéticas y se desarrollan distintos métodos de interpolación para calcular valores intermedios.
- d) Funciones analíticas no lineales [57][60][61]: Reproducen las curvas de flujo concatenado vs. corriente en todo el plano.

La mejor descripción de las características magnéticas es suministrada por los métodos numéricos y las funciones analíticas no-lineales, pero con el costo de una gran complejidad de cálculo, así como una falta de fórmulas generales que faciliten el análisis del motor.

#### 2) Perfil de inductancia

- a) Trapezoidal [21][22][30][53][56]: Es el más empleado en el análisis del SRM debido a su gran simplicidad y que, a pesar de las discontinuidades que introduce, reproduce con buena aproximación los perfiles reales.
- b) Sinusoidal [16][58]: Ha sido muy usado en el análisis de los motores paso a paso

en los cuales los perfiles de inductancia son simétricos.

- c) Otras funciones periódicas [57][60][61]: Se emplean funciones analíticas periódicas más complejas que la senoide para aproximar el perfil sin discontinuidades.

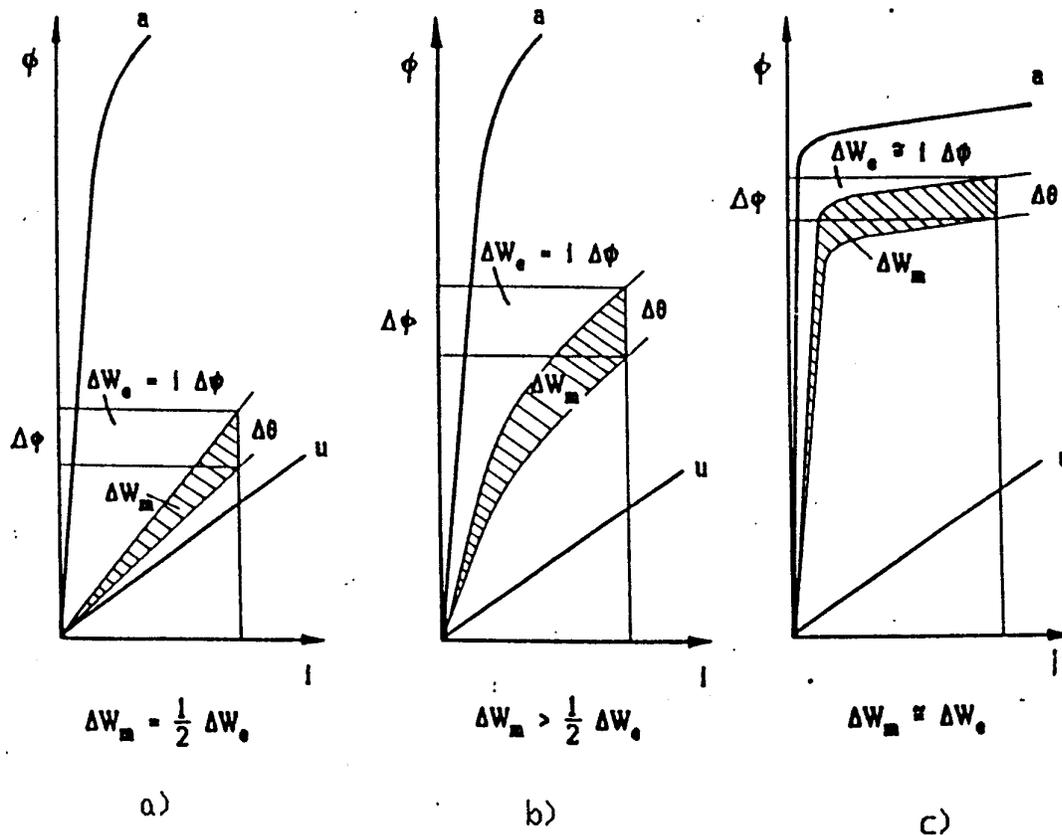
En este capítulo se desarrolla un modelo lineal por tramos de las características magnéticas del motor, que ha sido presentado en [65][66]. El modelo propuesto supone un perfil de inductancia trapezoidal y divide el plano  $\phi$ - $i$  en tres regiones: lineal, baja saturación y alta saturación magnética. A pesar de su simplicidad, permite predecir con buena aproximación la prestación del motor.

### 3.1.2 Influencia de la saturación magnética

Aparte de las pérdidas, la energía eléctrica suministrada al motor se divide entre el trabajo mecánico y la energía almacenada en el campo magnético. Las proporciones de esta partición dependen de la forma de la curva de magnetización ( $\phi$ - $i$ ). En la Figura 3.1 se muestra el cambio sobre las curvas  $\phi$ - $i$ , cuando se mantiene la corriente constante mientras el rotor se desplaza un ángulo incremental en la zona de inductancia creciente. Las tres figuras corresponden a distintos grados de saturación. En todas ellas la energía eléctrica suministrada al motor es igual a  $i \cdot \Delta\phi$ , mientras la energía convertida en mecánica cambia notablemente (área rayada en las figuras). La Figura 3.1 a) muestra el caso lineal para el cual la partición de energías es por mitades ya que la energía mecánica corresponde a un triángulo cuya área es:

$$W_{mec} = \frac{i \Delta\phi}{2} \quad (3.10)$$

En la Figura 3.1 b) se presenta el caso típico de un SRM y se observa un notable crecimiento de la energía mecánica mientras en la Figura 3.1 c) se ilustra el caso de saturación extrema para el cual prácticamente toda la energía eléctrica es convertida en mecánica. Este último caso es irrealizable ya que por un lado no se consigue hierro con



**Figura 3.1:** Características magnéticas del motor para diferentes grados de saturación

esa característica tan abrupta y además requeriría un entrehierro prácticamente nulo en posición alineada.

Es evidente que la saturación magnética mejora la partición de energía respecto del funcionamiento lineal dado por la ec.(3.10) [17][20]. En este punto es importante destacar que esta partición de energía no es sinónimo de eficiencia ya que un convertidor de potencia adecuado (tema que se analizará en el Capítulo 5) permite devolver a la fuente la energía almacenada en el campo. De todos modos la consecuencia de esta partición es aumentar los Volt-Amperes requeridos al convertidor con lo cual desempeña un papel similar al factor de potencia en motores de alterna. Con las características magnéticas típicas de los SRMs industriales es posible obtener una relación  $W_{mec}/W_e=0,7$ , la cual resulta suficiente para que el requisito de Volt-Amperes del convertidor sea competitivo con los de los accionamientos de motores de inducción [31][55].

Es posible distinguir dos efectos de saturación distintos:

- a) la saturación de todo el circuito magnético
- b) la saturación "local" de las expansiones polares.

En general la saturación local se encuentra cuando los polos están parcialmente superpuestos produciendo un efecto equivalente a tener mayor entrehierro. A medida que el rotor se acerca a la posición alineada la saturación va abarcando a todo el hierro [23] [67].

El argumento de la división de la energía, desarrollado para intercambios de energía incrementales, puede extenderse al intercambio total de energía que ocurre en cada "ciclo de trabajo" de cada fase. De este modo, este análisis puede ser empleado en el cálculo de valores medios. Despreciando las pérdidas magnéticas, la variación de energía en el campo magnético, a lo largo de un ciclo de trabajo completo, es nula ya que la corriente parte de cero para retornar al mismo valor. En este caso se verifica que la energía mecánica iguala a la energía eléctrica, es decir:

$$\oint i_j d\phi = \int_0^{\alpha_r} \tau_j d\theta \quad (3.11)$$

y la cupla media resulta:

$$T_{av} = \frac{q}{\alpha_r} \int_0^{\alpha_r} \tau_j d\theta = \frac{q}{\alpha_r} \oint i_j d\phi \quad (3.12)$$

La ec. (3.12) muestra que la cupla media es proporcional al área encerrada por el punto de operación del motor en el plano  $\phi$ - $i$  a lo largo de un ciclo de trabajo. Esta formulación es una herramienta poderosa para el análisis del SRM operando con saturación magnética, ya que provee un soporte gráfico para el análisis.

### 3.2 MODELO LINEAL POR TRAMOS PROPUESTO

#### 3.2.1 Descripción del modelo

Las características magnéticas del motor pueden aproximarse con un modelo lineal por tramos con el cual se logra una mejor aproximación al motor real sin complicar excesivamente el tratamiento matemático. En la literatura se encuentran modelos lineales por tramos que dividen el plano  $\phi$ - $i$  en dos regiones, una lineal y otra con saturación en la cual se aproximan las características con rectas paralelas de pendiente igual a  $L_u$  [30][55][56]. Este modelo es bueno para aproximar los efectos de la saturación local, pero no alcanza a poner de manifiesto la saturación total del hierro.

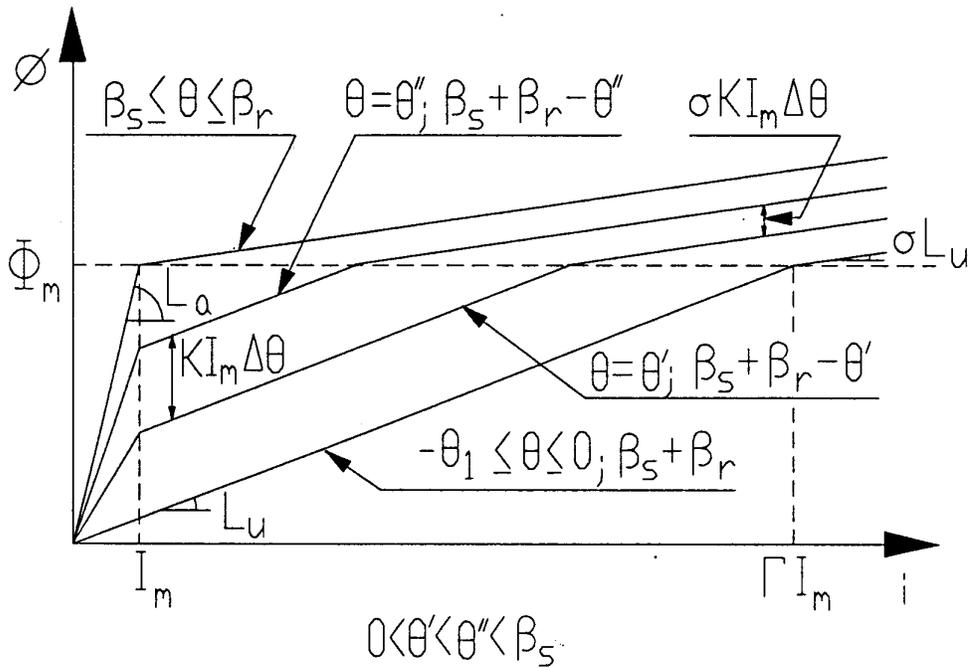


Figura 3.2 Modelo de las características magnéticas

Se puede obtener una mejor aproximación con un modelo que divida al plano en tres regiones (lineal, baja y alta saturación) como se ilustra en la Figura 3.2. Las distintas zonas del plano están delimitadas por las coordenadas  $I_m$ ,  $\Phi_m$  correspondientes al codo de la curva característica en posición alineada.  $I_m$  es el límite entre la zona lineal y la saturada; mientras  $\Phi_m$  divide las subzonas de baja y alta saturación.

En la zona lineal la inductancia de la fase crece linealmente de  $L_u$  a  $L_a$  cuando el rotor se mueve desde 0 a  $\beta_s$  y decrece linealmente cuando se mueve de  $\beta_r$  a  $\beta_s + \beta_r$ . En la zona de baja saturación, la inductancia incremental (pendiente de las curvas  $\phi(i)$ ) para todas las posiciones es igual al valor de la inductancia en posición desalineada ( $L_u$ ); mientras en la zona de alta saturación la pendiente de las curvas se reduce a un valor  $\sigma L_u$ , siendo  $\sigma$  un factor de saturación siempre menor que uno. El modelo descrito puede expresarse en forma analítica con las siguientes ecuaciones, en las cuales el primer tramo corresponde a la región desalineada. Se ha elegido esta secuencia angular para colocar la zona desalineada al inicio y no al final del ciclo, en el modo que es más conveniente para expresar luego el anticipo en el encendido de cada fase.

$$-\theta_1 < \theta \leq 0$$

$$\phi = \begin{cases} L_u i & (0 \leq i \leq \Gamma I_m) \\ \sigma L_u i + (1-\sigma)L_a I_m & (i > \Gamma I_m) \end{cases} \quad (a)$$

$$0 < \theta \leq \beta_s$$

$$\phi = \begin{cases} [L_u + K \theta] i & (0 \leq i \leq I_m) \\ L_u i + K I_m \theta & (i > I_m, \phi \leq \phi_m) \\ \sigma L_u i + \sigma K I_m \theta + (1-\sigma)L_a I_m & (i > I_m, \phi > \phi_m) \end{cases} \quad (b)$$

(3.13)

$$\beta_s < \theta \leq \beta_r$$

$$\phi = \begin{cases} L_a i & (0 \leq i \leq I_m) \\ \sigma L_u i + (L_a - \sigma L_u) I_m & (i > I_m) \end{cases} \quad (c)$$

$$\beta_r < \theta \leq \beta_s + \beta_r$$

$$\phi = \begin{cases} [L_u + K(\beta_s + \beta_r - \theta)] i & (0 \leq i \leq I_m) \\ L_u i + K I_m (\beta_s + \beta_r - \theta) & (i > I_m, \phi \leq \phi_m) \\ \sigma L_u i + \sigma K I_m (\beta_s + \beta_r - \theta) + (1-\sigma)L_a I_m & (i > I_m, \phi > \phi_m) \end{cases} \quad (d)$$

donde

$$\theta_1 = \alpha_r - \beta_r - \beta_s$$

$$\Gamma = \frac{L_a}{L_u}$$

$$K = \frac{L_a - L_u}{\beta_s}$$

Tanto la Figura 3.2, como la ecuación (3.13) muestran que las curvas están separadas por una distancia igual a  $KI_m\Delta\theta$  en la zona de baja saturación; y por una distancia  $\sigma KI_m\Delta\theta$  en la zona de alta saturación.  $\Delta\theta$  representa un incremento en la posición rotórica.

### 3.2.2 Determinación de los parámetros del modelo

Los parámetros del modelo propuesto pueden ser obtenidos de las características magnéticas del motor. Para este propósito un procedimiento gráfico ilustrado en la Figura 3.3 puede ser empleado. En primer lugar,  $L_u$  y  $L_a$  son determinadas a partir de la porción lineal de las curvas correspondientes a las posiciones desalineada y alineada

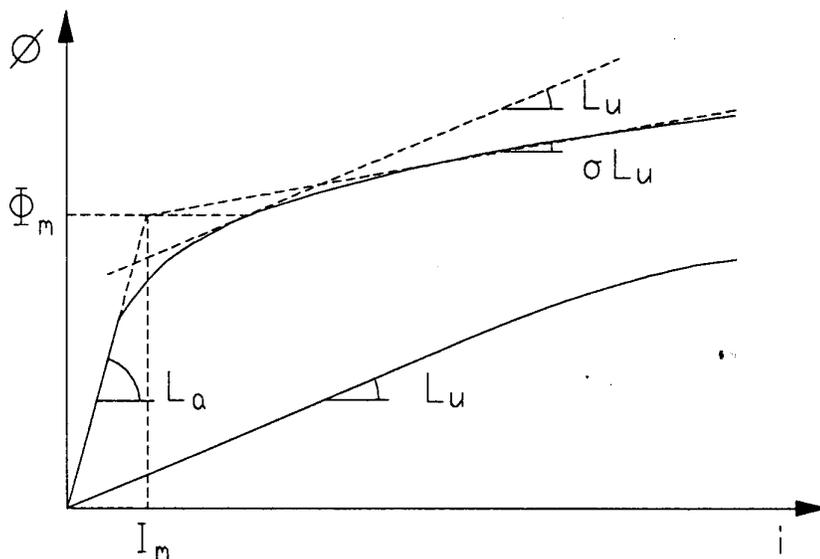
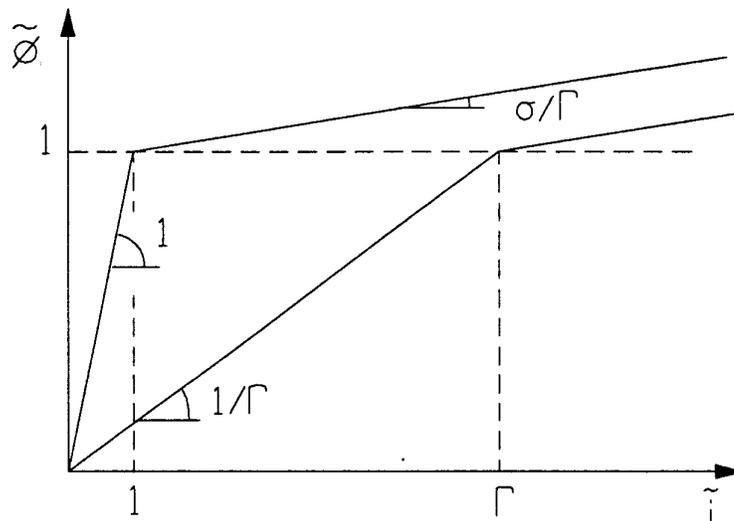


Figura 3.3 Procedimiento gráfico para el cálculo de los parámetros

respectivamente, calculando sus pendientes en el origen. Luego  $\Phi_m$ ,  $I_m$  y  $\sigma$  pueden ser obtenidas de la característica alineada. Aprovechando el hecho que en el modelo propuesto la pendiente de la curva alineada cambia de un valor  $L_a$  a otro inferior a  $L_u$  cuando el flujo supera el valor  $\Phi_m$ , se define este último como el valor del flujo en el cual la pendiente de la curva alineada iguala el valor  $L_u$ , e  $I_m$  es la corriente que produce  $\Phi_m$  con una inductancia igual a  $L_a$ . Partiendo del punto  $(I_m, \Phi_m)$  se traza una línea recta que interpole del mejor modo posible la característica alineada en la zona de alta saturación. La pendiente de la recta así trazada tiene el valor  $\sigma L_u$ , y por lo tanto se obtiene el parámetro  $\sigma$ . Finalmente,  $K$  puede ser calculada sustituyendo los valores de  $L_u$  y  $L_a$  obtenidos y la longitud del arco polar estático en la ecuación correspondiente.

Es importante destacar que el procedimiento descrito solo necesita del conocimiento de las características magnéticas en las posiciones alineada y desalineada.



**Figura 3.4** Características magnéticas normalizadas

Estas características son fácilmente obtenibles a partir de mediciones en el motor; o en el caso de encontrarse en la etapa de diseño pueden ser estimadas con alta precisión una vez que las principales dimensiones del motor y el material magnético han sido seleccionadas. En una forma normalizada el modelo puede representarse como se muestra en la Figura 3.4. Los valores base de la normalización son los valores límite de la zona lineal, como se indica en la lista de símbolos.

El modelo normalizado queda completamente definido por los parámetros  $\sigma$  y  $\Gamma$ , como se indica en la Figura 3.4. Sus valores dependen del material magnético así como de la relación entre la longitud del entrehierro y la longitud de los caminos del flujo en el hierro. Valores típicos encontrados en los SRMs se encuentran entre 5 y 15 para  $\Gamma$  y entre 0,2 a 0,4 para  $\sigma$ .

### 3.3 ANÁLISIS DE LA PERFORMANCE

#### 3.3.1 Características de cupla

Para determinar la cupla instantánea desarrollada por el motor es necesario calcular primero la coenergía de acuerdo a la ec.(3.3). Integrando la ec. (3.13) resulta:

$$-\theta_1 < \theta \leq 0$$

$$W' = \begin{cases} L_u \frac{i^2}{2} & (0 \leq i \leq \Gamma I_m) \\ L_u \Gamma^2 \frac{I_m^2}{2} + (1-\sigma)L_u I_m (i - \Gamma I_m) + \sigma L_u \frac{i^2 - \Gamma^2 I_m^2}{2} & (i > \Gamma I_m) \end{cases} \quad (a)$$

$$0 < \theta \leq \beta_s$$

$$W' = \begin{cases} [L_u + K \theta] \frac{i^2}{2} & (0 \leq i \leq I_m) \\ L_u \frac{i^2}{2} + K I_m \theta i - K \theta \frac{I_m^2}{2} & (i > I_m, \phi \leq \phi_m) \\ \sigma L_u \frac{i^2}{2} + K I_m \theta \left( \sigma i - \frac{I_m}{2} \right) + (1-\sigma) \left( L_u I_m i - \frac{(L_u I_m - K \theta I_m)^2}{2 L_u} \right) & (i > I_m, \phi > \phi_m) \end{cases} \quad (3.14) \quad (b)$$

$$\beta_s < \theta \leq \beta_r$$

$$W' = \begin{cases} L_u \frac{i^2}{2} & (0 \leq i \leq I_m) \\ L_u I_m \left( i - \frac{I_m}{2} \right) + \sigma L_u \left( \frac{i^2 + I_m^2}{2} - I_m i \right) & (i > I_m) \end{cases} \quad (c)$$

$$\beta_r < \theta \leq \beta_s + \beta_r,$$

$$W' = \begin{cases} [L_u + K(\beta_s + \beta_r - \theta)] \frac{i^2}{2} & (0 \leq i \leq I_m) \\ L_u \frac{i^2}{2} + KI_m i (\beta_s + \beta_r - \theta) - K \frac{I_m^2}{2} (\beta_s + \beta_r - \theta) & (i > I_m, \phi \leq \phi_m) \\ \sigma L_u \frac{i^2}{2} + KI_m (\beta_s + \beta_r - \theta) \left( \sigma i - \frac{I_m}{2} \right) + \\ + (1 - \sigma) \left[ L_u I_m i - \frac{(L_u I_m - KI_m (\beta_s + \beta_r - \theta))^2}{2 L_u} \right] & (i > I_m, \phi > \phi_m) \end{cases} \quad (d) \quad (3.14)$$

derivando la ec. (3.14) de acuerdo a (3.4) se obtiene que la cupla es nula para  $-\theta_1 < \theta < 0$  y  $\beta_s < \theta < \beta_r$ , es positiva para  $0 < \theta < \beta_s$  (modo de operación como motor), y es negativa para  $\beta_r < \theta < \beta_r + \beta_s$  (modo de operación como generador).

Calculando (3.4) con (3.14) y dividiendo por la cupla base, la ecuación de cupla instantánea normalizada resulta.

$$-\theta_1 < \theta \leq 0$$

$$\bar{\tau} = 0 \quad (a)$$

$$0 < \theta \leq \beta_s$$

$$\bar{\tau} = \begin{cases} \bar{i}^2 & (0 \leq \bar{i} \leq 1) \\ (2\bar{i} - 1) & (\bar{i} > 1, \bar{\phi} \leq 1) \\ 2\sigma\bar{i} + 2(1 - \sigma)\Gamma - 1 - 2(1 - \sigma)(\Gamma - 1) \frac{\theta}{\beta_s} & (\bar{i} > 1, \bar{\phi} > 1) \end{cases} \quad (b) \quad (3.15)$$

$$\beta_s < \theta \leq \beta_r$$

$$\bar{\tau} = 0 \quad (c)$$

$$\beta_r < \theta \leq \beta_s + \beta_r$$

$$\bar{\tau} = \begin{cases} -\bar{i}^2 & (0 \leq \bar{i} \leq 1) \\ -(2\bar{i} - 1) & (\bar{i} > 1, \bar{\phi} \leq 1) \\ -2\sigma\bar{i} + 2(1 - \sigma)\Gamma - 1 - 2(1 - \sigma)(\Gamma - 1) \frac{(\beta_s + \beta_r - \theta)}{\beta_s} & (\bar{i} > 1, \bar{\phi} > 1) \end{cases} \quad (d)$$

La dependencia de la cupla con la posición rotórica está dada en forma implícita por el valor de  $\theta$  en el que el flujo supera el valor de saturación. La cupla estática del motor, es decir la cupla que es posible desarrollar en cada posición rotórica, puede ser escrita en forma explícita reorganizando (3.15). En el intervalo angular  $0 < \theta < \beta_s$  resulta

$$0 \leq \bar{i} \leq 1$$

$$\bar{\tau} = \bar{i}^2 \quad (0 \leq \theta \leq \beta_s) \quad (a)$$

$$1 < \bar{i} \leq \Gamma$$

$$\bar{\tau} = \begin{cases} (2\bar{i}-1) & (0 \leq \theta \leq \theta_\bullet) \\ 2\sigma\bar{i} + 2(1-\sigma)\Gamma - 1 - 2(1-\sigma)(\Gamma-1)\frac{\theta}{\beta_s} & (\theta_\bullet < \theta \leq \beta_s) \end{cases} \quad (b) \quad (3.16)$$

$$\bar{i} > \Gamma$$

$$\bar{\tau} = 2\sigma\bar{i} + 2(1-\sigma)\Gamma - 1 - 2(1-\sigma)(\Gamma-1)\frac{\theta}{\beta_s} \quad (0 \leq \theta \leq \beta_s) \quad (c)$$

donde

$$\theta_\bullet = \frac{\beta_s (\Gamma - \bar{i})}{\Gamma - 1} \quad (3.17)$$

La cupla en función de la posición rotórica calculada en (3.16) se presenta en la Figura 3.5 para tres valores de  $\sigma$ . Las curvas de la Figura 3.5 a) coinciden con las correspondientes a los modelos lineales por tramos existentes y difieren de las características medidas [22][30] especialmente cerca de la zona alineada donde es notoria la saturación de todo el hierro. En cambio este efecto es bien aproximado en la Figura 3.5 b), mientras la Figura 3.5 c) presenta el caso extremo en que el flujo queda fijo en el valor  $\Phi_m$ , es decir  $\sigma=0$ .

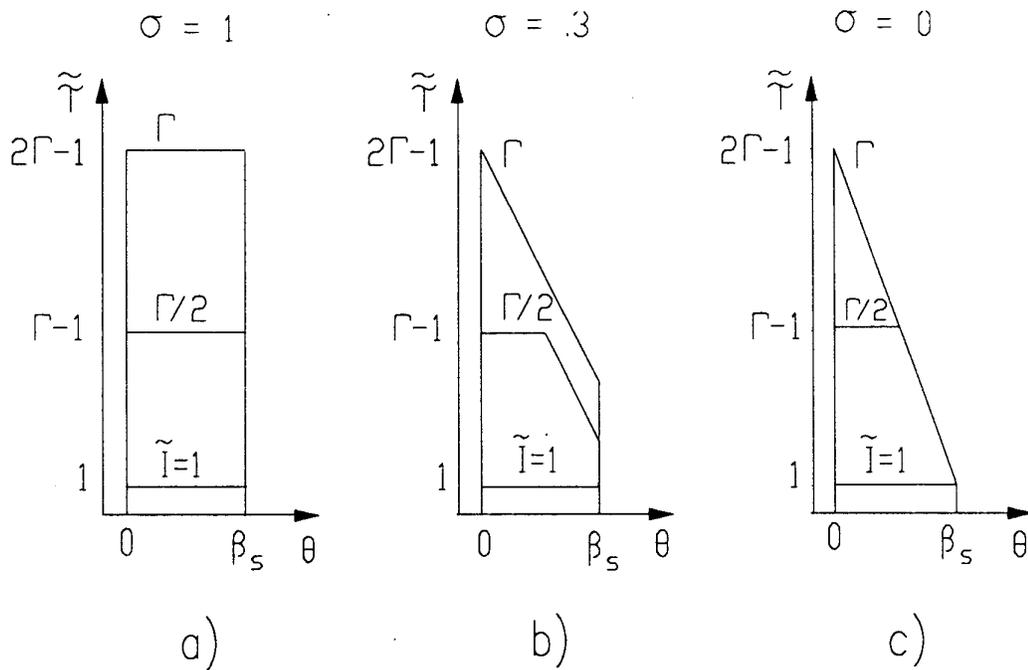


Figura 3.5 *Cupla vs. posición rotórica*

Cuando todas las fases son alimentadas secuencialmente con una corriente  $I$  durante todo el intervalo de inductancia creciente, la cupla media desarrollada por el motor es

$$T_{av} = \frac{q N_r}{2 \pi} \int_0^{\beta_s} \tau \, d\theta \quad (3.18)$$

donde  $\tau$  está dada por (3.16). En este caso se modifica la base para la normalización, definiéndola como la cupla media desarrollada por el motor cuando la fase es alimentada con una corriente  $I_m$  entre 0 y  $\beta_s$ , es decir

$$T_{av,B} = \frac{q N_r \beta_s}{2 \pi} T_B \quad (3.19)$$

integrando (3.16), (3.18) resulta

$$\tilde{T}_{av} = \begin{cases} \tilde{I}^2 & (0 \leq \tilde{I} \leq 1) & (a) \\ \frac{(\Gamma - \sigma)(2\tilde{I} - 1) - (1 - \sigma)\tilde{I}^2}{(\Gamma - 1)} & (1 < \tilde{I} \leq \Gamma) & (b) \\ 2\sigma\tilde{I} + \Gamma - \sigma(1 + \Gamma) & (\tilde{I} > \Gamma) & (c) \end{cases} \quad (3.20)$$

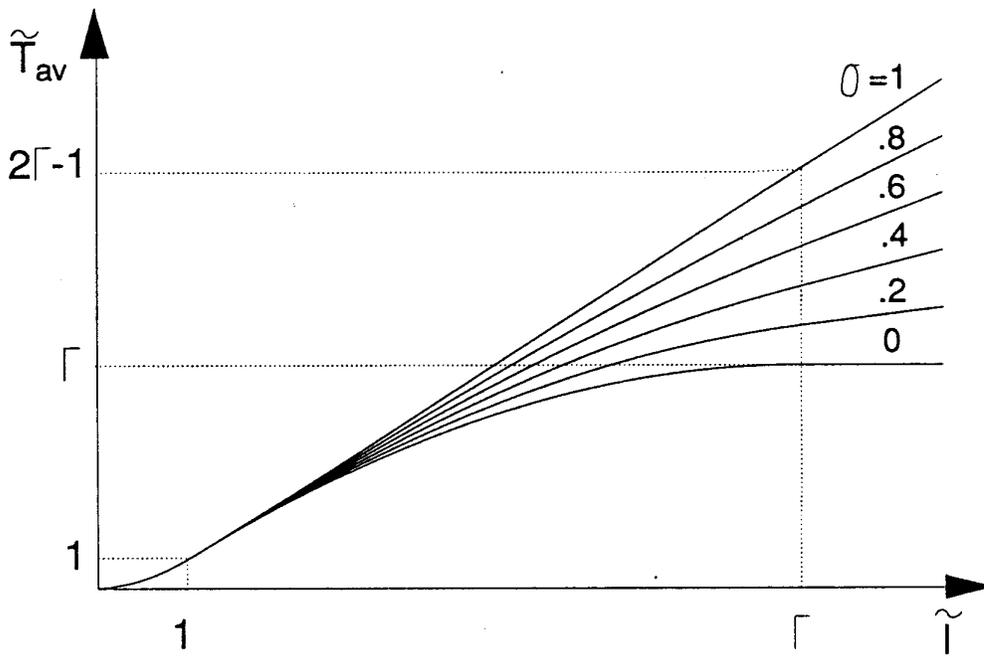


Figura 3.6 *Cupla media para distintos grados de saturación*

La ec. (3.20) se ilustra en la Figura 3.6 para distintos valores de  $\sigma$ . Los gráficos muestran que la cupla en la zona de saturación está fuertemente influenciada por el grado de saturación, el cual debe ser elegido cuidadosamente para lograr predecir valores próximos a los reales.

### 3.3.2 Determinación de la relación cupla / corriente

Una figura de mérito importante en la evaluación del motor es la relación entre la cupla producida y la corriente que circula por las fases. Teniendo en cuenta la (3.19) e  $I_m$  como valores base en la normalización, esta relación puede ser expresada como

$$\bar{\mu} = \frac{\bar{T}_{av}}{\bar{I}} = \frac{4\pi}{KqI_m N_r \beta_s} \frac{T_{av}}{I} \quad (3.21)$$

La importancia de esta relación radica en que es un índice de la eficiencia de conversión electromecánica de energía del motor, el cual se refleja en las relaciones de cupla por unidad de volumen y cupla por unidad de peso del motor. Estando relacionada a la eficacia de la conversión de energía también determina la relación de la potencia del motor a la potencia del convertidor que lo alimenta.

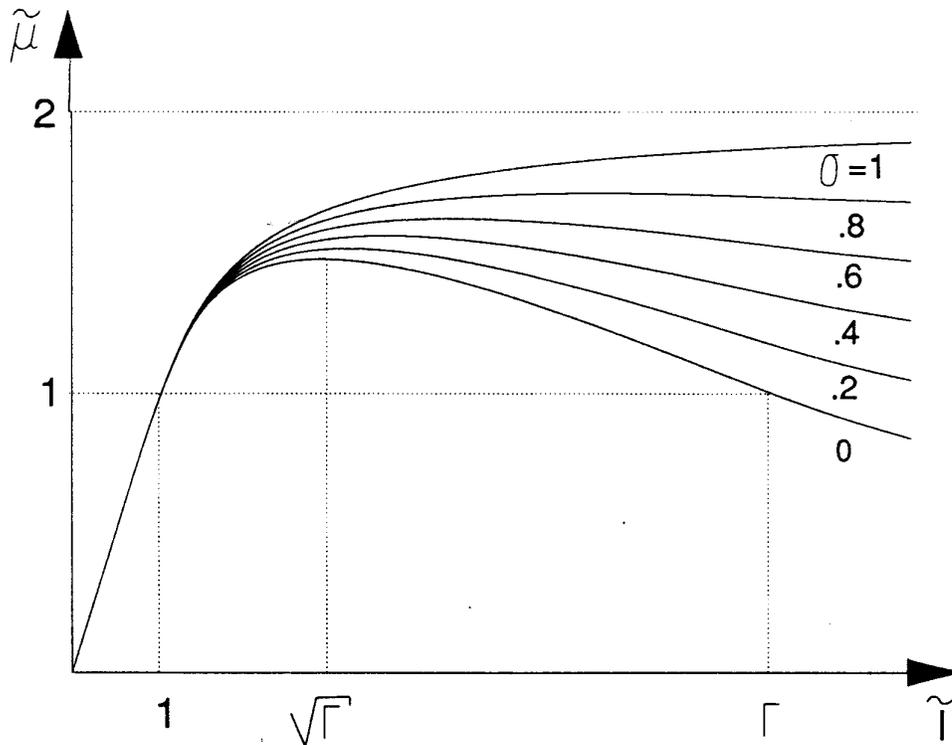
La potencia mecánica del motor es igual al producto de la cupla desarrollada por la velocidad (ecuación (3.9)), mientras la potencia para la cual debe ser diseñado el convertidor es el producto del número de fases por la corriente y por la máxima tensión. Despreciando la caída resistiva en el estator

$$P_C = q I \left[ \frac{\partial \phi}{\partial \theta} \right]_{\max} \Omega \quad (3.22)$$

suponiendo que no se necesita tensión adicional para establecer la corriente en la fase. De la ec. (3.13) la máxima variación de flujo con la posición es igual a  $KI_m$ . Teniendo esto en cuenta y dividiendo (3.9) por (3.22) se tiene

$$\frac{P_M}{P_C} = \frac{N_r \beta_s}{4 \pi} \bar{\mu} \quad (3.23)$$

En la Figura 3.7 se ilustra la dependencia de  $\bar{\mu}$  con la corriente, para los mismos valores de  $\sigma$  de la Figura 3.6. Las curvas muestran claramente la influencia de la saturación magnética sobre la performance del motor. En particular  $\bar{\mu}$  presenta un



**Figura 3.7** *Relación cupla-corriente vs. corriente*

máximo que, dados valores normales de  $\sigma$ , se encuentra para corrientes entre  $\sqrt{\Gamma}$  y  $\Gamma$ . Estos resultados muestran, que para optimizar la performance del motor, la corriente nominal debe encontrarse entre los valores anteriores, lo cual significa que el motor debe trabajar con una saturación magnética no despreciable.