

## CAPÍTULO 2

# REVISIÓN DE LAS CARACTERÍSTICAS FUNDAMENTALES DE LOS MOTORES DE RELUCTANCIA CONMUTADA

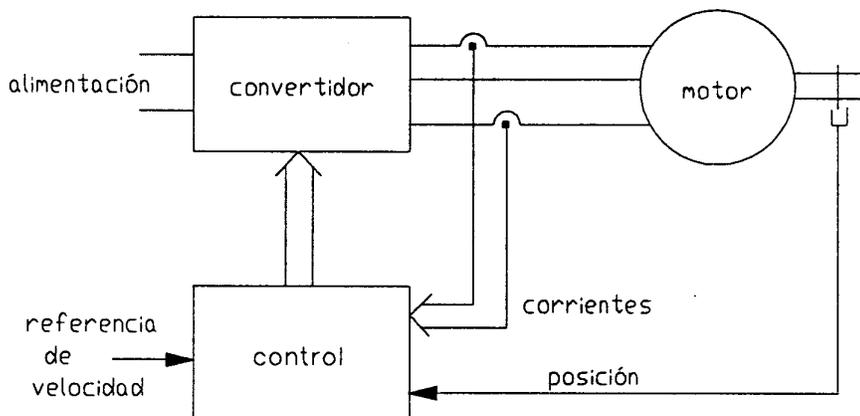
### 2.1 PRINCIPALES CARACTERÍSTICAS DEL SRM

El motor de reluctancia conmutada es similar a un motor paso a paso de reluctancia variable, y realmente, podría parecer idéntico salvo que el segundo está diseñado como un posicionador de baja potencia que gira en sincronismo con una onda cuadrada de corriente; mientras que el SRM está diseñado para obtener gran eficiencia de conversión de energía, y la conmutación de la fuente de alimentación está determinada por la posición del rotor. Sus principales características son:

- 1) El motor es simple y requiere pocos pasos en su fabricación. Los bobinados estáticos son de simple manufactura y el rotor presenta baja inercia.
- 2) Las pérdidas más importantes aparecen en el estator que es fácilmente refrigerado.
- 3) Debido a la ausencia de imanes, la temperatura del rotor puede elevarse por encima de los valores admisibles en motores con imanes permanentes.
- 4) La cupla es independiente de la polaridad de la corriente en las fases lo cual permite simplificar la estructura del convertidor de potencia.

- 5) La conexión en serie de las bobinas estáticas con las llaves de potencia, hace al convertidor inmune a fallas de cortocircuito. Esto lo diferencia de los inversores tradicionales, en los cuales el cortocircuito de columna es un tema fundamental en el proyecto de las protecciones.
- 6) La cupla de arranque puede ser muy alta.
- 7) Es posible operarlo a velocidades muy elevadas.
- 8) Las características de cupla-velocidad pueden ser adaptadas a cada aplicación con mayor facilidad que en el caso de motores de inducción o sincrónicos.

Todas estas características unidas a su reciente desarrollo conducen a evaluar a los accionamientos del SRM más con respecto a su futuro potencial que simplemente comparándolos con otras técnicas bien establecidas. Una inusual flexibilidad en el diseño del motor, el convertidor de potencia y las leyes de control lo presentan como una

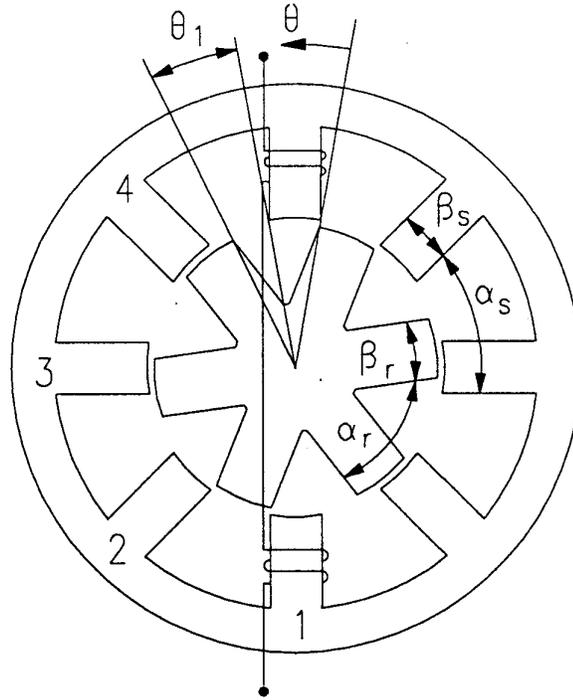


**Figura 2.1** *Accionamiento de un SRM*

interesante alternativa en una gran variedad de aplicaciones. El SRM es parte inseparable de un accionamiento integrado y por lo tanto sólo encuentra un lugar dentro de las modernas tecnologías junto con la electrónica de potencia y el control digital. El diseño del motor no puede ser tratado aisladamente; todo el accionamiento incluyendo el procesamiento de señales de control, el convertidor de potencia y el motor en sí,

deben ser tratados como un todo indivisible. En la Figura 2.1 se muestran las partes principales de un accionamiento de SRM que son estudiadas en la presente Tesis.

## 2.2 PRINCIPIOS DE FUNCIONAMIENTO DEL SRM



**Figura 2.2** Vista transversal de un SRM de 4 fases

En la Figura 2.2 se muestra la estructura de un motor de reluctancia conmutada de cuatro fases, donde por simplicidad se ha dibujado el bobinado de una sola fase. El motor presenta polos salientes tanto en el estator como en el rotor, estando ambos contruidos con hierro laminado. Cada polo estatórico posee una bobina de excitación y las bobinas correspondientes a polos diametralmente opuestos están conectadas eléctricamente de modo tal de formar el polo norte y sur de una fase. El rotor en cambio no tiene ningún circuito eléctrico.

### 2.2.1 Perfil de inductancia y producción de cupla [8][44][45]

La cupla en los motores de reluctancia variable se produce por la tendencia del circuito magnético de adoptar una configuración de mínima reluctancia. Esto significa que cada vez que se excita una fase, el rotor se mueve en modo tal que un par de polos se alinee con los de la fase alimentada maximizando la inductancia de la misma. En relación a la Figura 2.2, cuando se alimenta la fase 1 se ejerce una cupla antihoraria sobre el rotor, el cual se mueve con conversión de energía eléctrica en mecánica. La alimentación secuencial de las fases 1,2,3,4,1,..... da lugar a una rotación continua en sentido antihorario.

En una primera aproximación se puede asumir la linealidad del circuito magnético para analizar la producción de cupla. En la Figura 2.3 se muestra en forma

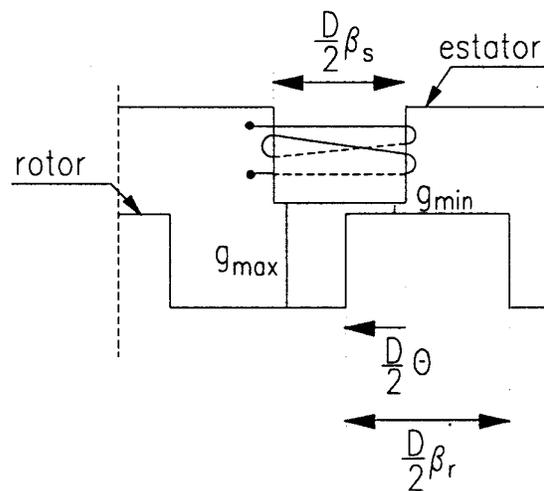


Figura 2.3 Alineación de un par de polos rotórico y estatórico

esquemática el proceso de alineación de un polo rotórico que resulta de utilidad para la determinación de la variación de inductancia. Despreciando los efectos de borde, suponiendo permeabilidad infinita del hierro y que el flujo es siempre perpendicular a la superficie de los polos, se pueden escribir inmediatamente las expresiones de mínima inductancia ( $L_u$  en posición desalineada) y máxima inductancia ( $L_a$  en posición alineada)

$$L_u = \frac{N^2}{\mathcal{R}_{\max}} = N^2 \mu_0 \frac{D}{2} l_{ax} \beta_s \frac{1}{g_{\max}} \quad (a) \quad (2.1)$$

$$L_a = \frac{N^2}{\mathcal{R}_{\min}} = N^2 \mu_0 \frac{D}{2} l_{ax} \beta_s \frac{1}{g_{\min}} \quad (b)$$

y la expresión de la inductancia en función de la posición resulta

$$L(\theta) = N^2 \mu_0 \frac{D}{2} l_{ax} \beta_s \left( \frac{\theta}{\beta_s} \frac{1}{g_{\min}} + \frac{\beta_s - \theta}{\beta_s} \frac{1}{g_{\max}} \right) \quad 0 < \theta < \beta_s \quad (2.2)$$

reacomodando (2.1), (2.2) se llega a:

$$L(\theta) = L_u + K \theta \quad (2.3)$$

donde

$$K = N^2 \mu_0 \frac{D}{2} l_{ax} \left( \frac{1}{g_{\min}} - \frac{1}{g_{\max}} \right) = \frac{L_a - L_u}{\beta_s} \quad (2.4)$$

En la Figura 2.4 se ilustran los perfiles de inductancia de las 4 fases, donde se observa una periodicidad igual a un paso polar rotórico ( $\alpha_r$ ) y un desfase entre las distintas fases igual a dicho paso dividido por el número de fases. Tomando como referencia la inductancia de la fase 1 (curva 1) se pueden distinguir 4 zonas a lo largo de un período. De 0 a  $\beta_s$  existe un crecimiento de la superposición de las superficies polares y la inductancia crece, de  $\beta_s$  a  $\beta_r$  (zona alineada) las superficies polares están totalmente alineadas y la inductancia es máxima, de  $\beta_r$  a  $\beta_r + \beta_s$  existe una disminución en la superposición de los polos rotórico y estatórico y la inductancia decrece; finalmente de  $\beta_r + \beta_s$  a  $\alpha_r$  (zona desalineada) el polo rotórico no enfrenta al estatórico y

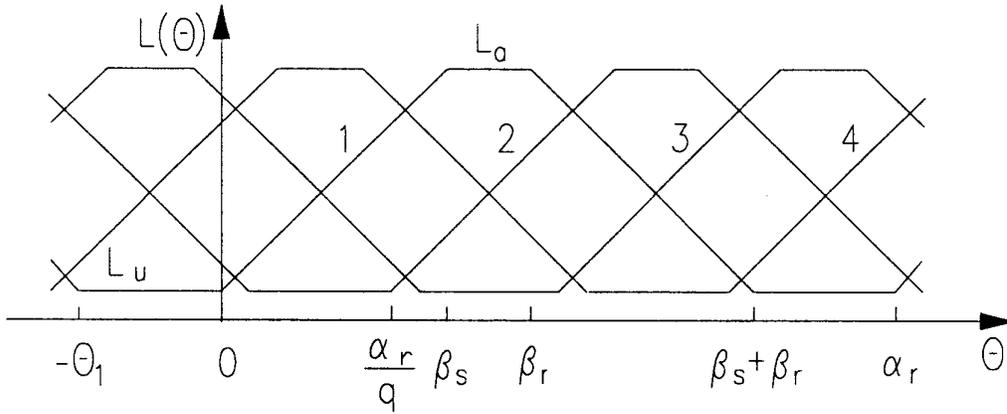


Figura 2.4 Perfiles de inductancia de fase idealizados

la inductancia es mínima. En esta descripción se ha supuesto que el polo estático es más angosto que el rotórico ( $\beta_s < \beta_r$ ) hecho que se justificará en la sección 2.3. La ecuación de la inductancia entonces resulta:

$$L(\theta) = \begin{cases} L_u + K \theta & (0 \leq \theta \leq \beta_r) & (a) \\ L_a & (\beta_s \leq \theta \leq \beta_r) & (b) \\ L_a - K (\theta - \beta_r) & (\beta_r \leq \theta \leq \beta_r + \beta_s) & (c) \\ L_u & (\beta_r + \beta_s \leq \theta \leq \alpha_r) & (d) \end{cases} \quad (2.5)$$

La ecuación electromagnética general de cada fase estática puede escribirse:

$$v = iR + \frac{d\phi}{dt} \quad (2.6)$$

Despreciando la caída de tensión en la resistencia estática y asumiendo linealidad magnética, la ecuación (2.6) se simplifica en:

$$v = L(\theta) \frac{d i}{d t} + \frac{d L(\theta)}{d \theta} i \omega \quad (2.7)$$

siendo la tensión estática igual a la suma de dos términos, una tensión de transformación proporcional a la derivada temporal de la corriente, y una fuerza contraelectromotriz proporcional al producto de la corriente y la velocidad. Multiplicando (2.7) por la corriente se obtiene la potencia eléctrica suministrada al motor

$$v i = L(\theta) i \frac{d i}{d t} + \frac{d L(\theta)}{d \theta} i^2 \omega \quad (2.8)$$

que puede reescribirse como

$$v i = \frac{d}{d t} \left( \frac{L(\theta) i^2}{2} \right) + \frac{1}{2} \frac{d L(\theta)}{d \theta} i^2 \omega \quad (2.9)$$

La ec.(2.9) muestra que la potencia eléctrica suministrada al motor se divide en la variación de energía almacenada en el campo magnético (primer término) y en la potencia mecánica (segundo término) que está asociada a la fuerza electromotriz (fem). Recordando que la potencia mecánica es igual al producto de la velocidad por la cupla, esta última resulta:

$$\tau = \frac{1}{2} \frac{d L(\theta)}{d \theta} i^2 \quad (2.10)$$

derivando la (2.5) y sustituyendo en (2.10) se obtiene la cupla en las distintas posiciones rotóricas

$$\tau(\theta) = \begin{cases} \frac{1}{2} K i^2 & ( 0 \leq \theta \leq \beta_s ) & (a) \\ 0 & ( \beta_s \leq \theta \leq \beta_r ) & (b) \\ -\frac{1}{2} K i^2 & ( \beta_r \leq \theta \leq \beta_r + \beta_s ) & (c) \\ 0 & ( \beta_r + \beta_s \leq \theta \leq \alpha_r ) & (d) \end{cases} \quad (2.11)$$

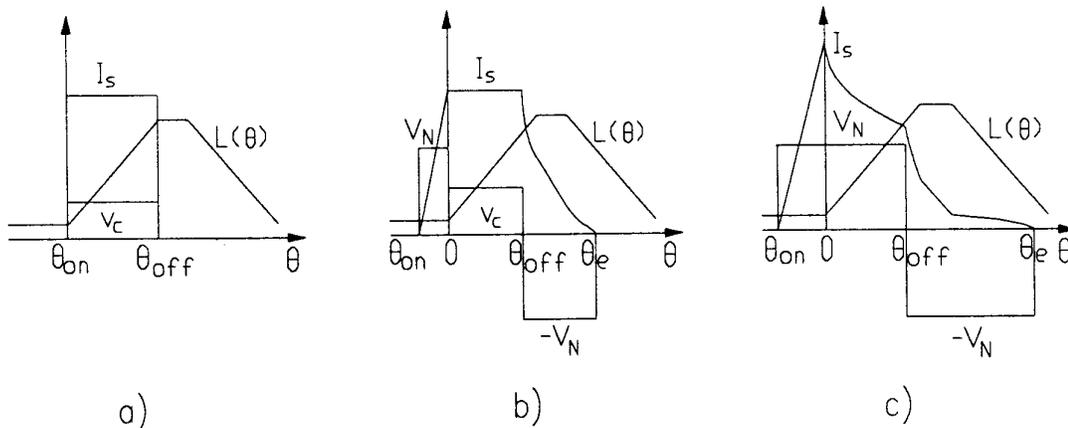
de la ec. (2.11) resulta evidente

- 1) La corriente en las fases del motor sólo es efectiva cuando la inductancia varía con la posición rotórica.
- 2) El signo de la cupla está determinado por el crecimiento o decrecimiento de la inductancia siendo irrelevante la polaridad de la corriente.

De este modo se concluye que se puede obtener un control de cuatro cuadrantes del SRM modificando la posición relativa de los pulsos de corriente respecto del perfil de inductancia de cada fase.

### 2.2.2 Alimentación del motor

En la sección anterior se mostró que la producción de cupla del SRM depende de la presencia de corriente en la fase en la zona en que la inductancia varía. Esto significa que la alimentación ideal para un SRM, es una fuente de corriente que fuerce pulsos de corriente en las fases en ciertas posiciones rotóricas. Esta alimentación no es prácticamente implementable, ya que se está conmutando corriente sobre un circuito inductivo. En la ec.(2.7) se observa esta limitación ya que un  $di/dt=\infty$  requiere una tensión de alimentación también infinita. En la práctica, la alimentación de corriente puede ser bien aproximada a baja velocidad (Figura 2.5 a)) cuando el tiempo necesario para establecer o extinguir la corriente, no se refleja en ángulos significativos. A



**Figura 2.5** Diagramas de corriente y tensión de fase típicos de un SRM

medida que la velocidad crece, la alimentación real del motor se diferencia bastante del ideal supuesto. En este caso conviene considerar al motor alimentado por una fuente más real, como ser una fuente de tensión de amplitud fija. Se asume que la fuente puede ser conmutada sobre la fase de modo de controlar la amplitud de la corriente (Figura 2.5 b)). El ángulo necesario para establecer y extinguir la corriente sobre la fase lleva a pensar en adelantar el encendido y apagado de la misma. El primero de modo de obtener la corriente deseada cuando comienza a crecer la inductancia; y el segundo para evitar el desarrollo de una cupla negativa significativa. Este hecho introduce nuevas e importantes variables de control: los ángulos de encendido y de apagado. Son entonces tres las variables que determinan la cupla que entrega el motor: a) el nivel de corriente aplicado a la fase, b) el ángulo en que ésta es aplicada, y c) el ángulo en que ésta es removida. A velocidades aún mayores, la fuerza contraelectromotriz supera a la tensión de alimentación (Figura 2.5 c)) y no es posible controlar el nivel de corriente con lo cual el motor es alimentado por tensión y el control se realiza solamente por medio de los ángulos de conmutación. La alimentación del SRM es cíclica, y cada "ciclo de trabajo" se inicia con el ángulo de encendido ( $\theta_{on}$ ) en el cual se fuerza corriente por la fase. Luego ésta es controlada en el valor deseado (en caso de ser posible) hasta el ángulo de apagado ( $\theta_{off}$ ), a partir del cual se invierte la tensión sobre el bobinado hasta extinguir la corriente en la fase ( $\theta_e$ ).

### 2.2.3 Características del accionamiento

Las características básicas de cupla-velocidad del accionamiento de SRM pueden establecerse en base a la descripción anterior de los modos de alimentación. A baja velocidad la corriente puede ser controlada en su valor nominal, conmutando la fuente de alimentación, dando como resultado una cupla constante con la velocidad. Eligiendo adecuadamente los ángulos de conmutación este comportamiento puede extenderse hasta una velocidad, definida como velocidad nominal  $\Omega_N$ , en que la fuerza contraelectromotriz iguala a la tensión de alimentación. Por encima de esta velocidad la cupla cae y se pueden controlar los ángulos de conmutación de modo de obtener una zona de potencia constante. Esto es posible hasta que se llega al ángulo máximo de conducción que indica la velocidad máxima de controlabilidad del accionamiento por encima de la cual la cupla cae con  $1/\Omega^2$  como es característico de un motor simplemente excitado con alimentación de tensión (por ejemplo el motor de CC en conexión serie). En la Figura 2.6 se presenta la curva límite de cupla-velocidad apenas descrita.

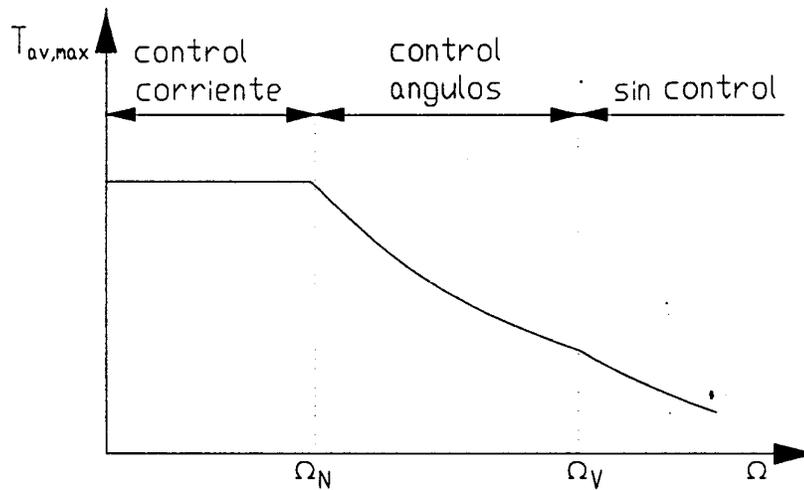


Figura 2.6 Características cupla-velocidad básicas de un SRM

### 2.3 GEOMETRÍA DEL MOTOR [8][22][45][46][47]

La geometría clásica de un motor de reluctancia conmutada es la mostrada en la Figura 2.2 para el caso de un motor de 4 fases con 6 polos rotóricos. Esta no es la única combinación posible. En esta sección se mostrarán las diferentes combinaciones de polos estatóricos y rotóricos, como así también el rango de variación de los arcos polares.

Con el objetivo de minimizar la inductancia mutua entre las fases del motor, los polos estatóricos se alimentan de a pares diametralmente opuestos y el rotor se construye con un número par de polos, lo cual además contribuye a un balance de las fuerzas centrífugas.

Se puede decir que cada fase trabaja en forma cíclica, produciendo un pulso de cupla sobre un polo del rotor durante cada "ciclo de trabajo". De este modo la frecuencia de conmutación de cada fase resulta:

$$f_1 = \frac{rpm}{60} N_r \quad (2.12)$$

si el motor tiene  $q$  fases, existen  $qN_r$  pasos por vuelta y el ángulo del paso es igual a:

$$\epsilon = \frac{\alpha_r}{q} = \frac{2 \pi}{q N_r} \quad (2.13)$$

las ec. (2.12) y (2.13) determinan las frecuencias de variación del flujo que a su vez determinan las pérdidas en el hierro. La minimización de éstas exige un bajo número de polos.

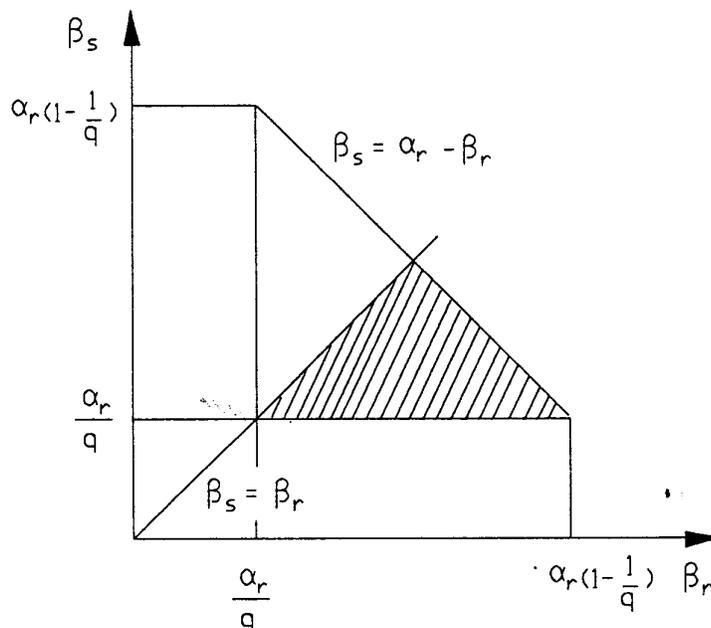
Los arcos polares están determinados por el mecanismo de producción de cupla o sea por la tendencia de los polos a alinearse. Para que esto ocurra debe existir superposición entre un par de polos rotóricos con los estatóricos de la fase alimentada, en este caso se produce cupla a lo largo de un ángulo  $\beta$  igual al menor de los arcos polares. Para que exista cupla en todas las posiciones rotóricas  $\beta$  no puede ser menor

que el ángulo de paso. Generalmente el arco polar estático se hace menor que el rotórico de modo de obtener una área mayor para los bobinados y un mayor cociente entre las inductancias alineada y desalineada. Por lo tanto la exigencia anterior se puede expresar como:

$$\beta_s > \varepsilon \quad (2.14)$$

Para obtener la mayor variación de inductancia con la posición se debe garantizar que cuando el rotor se encuentra en la posición desalineada, no exista superposición entre los polos rotóricos y estáticos. Esto significa que el arco interpolar del rotor debe ser mayor que el arco polar estático, es decir:

$$\alpha_r - \beta_r > \beta_s \quad (2.15)$$



**Figura 2.7** Valores factibles de los arcos polares estático y rotórico

Las restricciones sobre los arcos polares pueden resumirse gráficamente en la Figura 2.7 en donde el triángulo rayado representa los posibles valores de  $\beta_s$  y  $\beta_r$ . No existe una solución única que sea óptima sino que cada aplicación sugiere un valor distinto. Por ejemplo  $\beta_r > \beta_s$  determina un ángulo sin producción de cupla ( $\beta_r - \beta_s$ ) en la zona alineada que puede ser empleado para la extinción de la corriente y por lo tanto permite atrasar el ángulo de apagado aumentando la cupla cuando se opera con corriente controlada (baja velocidad). Por otra parte  $\beta_s$  y  $\beta_r$  cercanos a su valor mínimo determinan un espacio angular en el cual la inductancia se mantiene constante en su valor mínimo que puede ser usado para establecer una determinada corriente a alta velocidad. Tomando en consideración todas las razones expuestas anteriormente se obtienen distintas combinaciones de números de polos rotóricos y estatóricos posibles, pero las que han tenido mayor desarrollo son las combinaciones de tres fases con cuatro polos rotóricos (6/4) y la de cuatro fases con seis polos rotóricos (8/6).