



UNIVERSIDAD NACIONAL DE LA PLATA

FACULTAD DE INGENIERÍA
Departamento de Electrotecnia

CONTROL DE MOTORES DE RELUCTANCIA CONMUTADA

María Inés VALLA

Tesis presentada para obtener el grado de
DOCTOR EN INGENIERÍA

Director: Carlos Frede Christiansen
Co-director: José María Catalfo

La Plata, mayo de 1994

CAPÍTULO 1

INTRODUCCIÓN

1.1 MOTIVACIÓN

Los motores de corriente continua (CC) han sido tradicionalmente usados en los accionamientos eléctricos. Las ventajas del motor de CC son: la capacidad de desarrollar elevadas cuplas sobre un amplio rango de velocidades, y su simple control. En cambio el motor de corriente alterna (CA) no ha sido tan empleado en aplicaciones de velocidad variable debido a la complejidad de la electrónica de potencia requerida así como de las estrategias de control necesarias para obtener prestaciones comparables con el equivalente de CC.

Los avances recientes en los dispositivos de conmutación de potencia cada vez más rápidos, así como en los dispositivos de microcómputo que permiten implementar complicados algoritmos de control en tiempo real; han determinado el desarrollo de los accionamientos electrónicos de velocidad variable para motores de alterna [1][2][3][4] [5]. En el último cuarto de siglo el motor de inducción se constituyó en el principal protagonista de las aplicaciones con accionamientos de corriente alterna, pero este panorama tiende a cambiar en la medida que se están desarrollando motores más compatibles con la naturaleza discontinua de los convertidores de potencia. Desde este punto de vista hoy se está centrando la atención en el desarrollo integrado del motor y su controlador electrónico. Dos ejemplos notables de esta tendencia son el motor CC sin escobillas ("brushless DC motor") [1][6][7] y el motor de reluctancia conmutada (switched-reluctance motor (SRM)) [6][7][8][9].

En los últimos años el SRM se ha presentado como una interesante alternativa en aplicaciones de velocidad variable, frente a los motores de inducción o sincrónicos con imán permanente, y está recibiendo una atención creciente. Su principal atractivo radica en su bajo costo y su estructura simple y robusta, con bobinados concentrados en el estator y sin ningún conductor en el rotor. Además, este motor requiere una alimentación con corriente unipolar que permite el uso de convertidores de potencia más simples y confiables que los inversores habituales en otros accionamientos de CA. Como contrapartida de sus ventajas, su análisis es bastante complicado debido a que constituye

un sistema muy alineal. Por lo tanto, resulta de gran interés determinar las características de control del SRM que permitan optimizar el desarrollo de sus accionamientos.

El objetivo de esta Tesis es analizar las características de control del SRM, y desarrollar un sistema de control para el mismo. Para cumplir con el objetivo, en primer término se desarrolla un modelo del comportamiento electromagnético del SRM que facilita un análisis matemático relativamente simple, y al mismo tiempo permite predecir con buena aproximación la prestación del motor[65]. El modelo propuesto es empleado en la determinación de las características de control del SRM. En este análisis se pone especial atención a la influencia de la saturación del circuito magnético sobre la controlabilidad del motor. Se analizan las diferencias de comportamiento cuando el motor es alimentado con una fuente de corriente o de tensión, y se proponen distintos esquemas para el control de velocidad de un SRM [83][86]. Finalmente, con la experiencia adquirida en el análisis, se proponen dos sistemas de control de velocidad para el SRM: uno basado en técnicas de control de sistemas lineales [124], y otro que emplea estrategias de control por modos deslizantes [125][126].

1.2 RESEÑA HISTÓRICA

El motor de reluctancia variable, en el cual la capacidad de producción de cupla y potencia dependen exclusivamente de la fuerza de atracción magnética del hierro, es el motor eléctrico más simple que se haya construido, y también el más antiguo [10] [11]. Si bien su invención se atribuye a Davidson en 1837, sus orígenes se remontan al inicio de la década de 1820 cuando Ampere demostró que un solenoide es un imán controlado eléctricamente. Un solenoide alimentado produce fuerzas sobre elementos de hierro cercanos, proporcionales a la corriente de excitación. En estos sistemas electromecánicos, las fuerzas se establecen de modo tal que los elementos del mismo se reorganizan hasta minimizar la energía almacenada en el campo magnético. Es decir, hasta lograr que el flujo magnético encuentre la trayectoria de mínima reluctancia.

El motor construido por Davidson se movía por la acción de electroimanes distribuidos a lo largo de una circunferencia, los cuales eran excitados en forma secuencial para obtener una cupla relativamente uniforme. Este motor constituyó el primer intento para reemplazar la máquina de vapor, pero presentaba problemas estructurales originados en las elevadas fuerzas pulsantes que lo movían. El invento del motor de CC, en 1860, desplazó al motor de reluctancia como fuente de potencia mecánica, y mucho tiempo debió transcurrir antes de que fuera redescubierto como un eficiente convertidor

electromecánico de energía.

Se pueden distinguir dos tipos de motor de reluctancia variable:

- 1) Sincrónico o de simple reluctancia [12][13]: que presenta un estator cilíndrico con bobinados distribuidos alimentados con generadores sinusoidales, y tiene polos salientes en el rotor. En este motor el rotor se mueve en sincronismo con el campo rotante generado por los bobinados estáticos, buscando la posición de mínima reluctancia.
- 2) De doble reluctancia [8]: que presenta polos salientes tanto en el rotor como en el estator, con bobinados concentrados sobre los polos estáticos. La cupla producida por este tipo de motor es esencialmente discontinua y una alimentación secuencial de las fases del estator da lugar a un movimiento por pasos entre posiciones adyacentes de mínima reluctancia.

Ambos tipos de motor siguieron caminos independientes en su evolución. Mientras el desarrollo del motor de simple reluctancia estuvo ligado a los motores sincrónicos trifásicos, el de doble reluctancia adquirió notoriedad a través de los motores "paso a paso".

En los años sesenta el motor paso a paso fue descubierto como un servoactuador capaz de funcionar a lazo abierto, y adquirió gran popularidad como posicionador entre los periféricos de las computadoras. Su simplicidad constructiva y su creciente popularidad dieron lugar a una amplia investigación que se desarrolló en torno a ellos buscando mejorar su prestación [14][15][16]. Como consecuencia de esta investigación, se determinó que se podían obtener grandes mejoras en la eficiencia de estos motores explotando la saturación magnética [17][18][19][20].

Dos hechos fundamentales:

- 1) la disponibilidad de llaves semiconductores de potencia, y
- 2) la comprensión de la mejora en la eficiencia de conversión de energía que podía obtenerse explotando la saturación magnética

han permitido pensar en el motor de doble reluctancia como un transductor electromecánico eficiente. En la segunda mitad de los setenta, un programa de investigación, desarrollado en las Universidades de Leeds y Nottingham en Inglaterra, marcó el comienzo del desarrollo de los accionamientos de motores de reluctancia

conmutada (SRM) [21][22][23].

A partir de 1980 se han multiplicado las investigaciones alrededor del SRM y su aplicación en diferentes campos como ser: tracción de vehículos [24][25][26][27], accionamientos industriales en general [28][30][31][32][33], aplicaciones aeroespaciales [34] o en ambientes peligrosos [29][35], electrodomésticos [36][37][38], servoaccionamientos [39][40][41] y en robótica [42][43].

1.3 ORGANIZACIÓN DE LA TESIS

La tesis está organizada de la siguiente manera. En el Capítulo 2 se reben las características fundamentales del SRM como ser: la variación de la reluctancia, el mecanismo de producción de cupla, la alimentación del motor, las características de cupla en función de la velocidad, y los principales detalles de la geometría del motor.

En el Capítulo 3 se describen diferentes alternativas empleadas en la modelización de la operación electromagnética del motor. La primera contribución original de esta Tesis es el desarrollo de un modelo lineal por tramos que describe con buena aproximación las características magnéticas del motor tanto en la zona lineal como en aquella con saturación magnética [65]. El modelo desarrollado es empleado en el análisis de la prestación del motor y su variación con el grado de saturación.

En el Capítulo 4 se introduce otra contribución original que constituye un análisis exhaustivo de las características de control, que clarifica los criterios de diseño del control de accionamientos con SRM. Para obtener una mayor claridad primero se analiza el comportamiento del motor limitando su funcionamiento a la zona lineal del circuito magnético [83] y luego se analiza la operación del motor trabajando con saturación magnética [86]. En ambos casos se identifican las variables de control y su rango de variación; se calcula la relación entre el par medio desarrollado y las variables de control, y se determina la máxima cupla obtenible. Finalmente se presentan algunos esquemas básicos para el control de velocidad.

En el Capítulo 5 se describen las distintas topologías de convertidores de potencia empleados en la alimentación del SRM, y se realiza un análisis comparativo de los mismos [93].

En el Capítulo 6 se sintetizan los aportes originales de la Tesis, en el desarrollo de sistemas de control para el SRM. Con este objetivo se aplican las características determinadas en el Capítulo 4, y se emplean dos de los circuitos descriptos en el Capítulo 5. Se realizan dos propuestas. En la primera se implementa un regulador de velocidad,

típico de otros accionamientos, empleando técnicas de control de sistemas lineales [124]. En la segunda se propone el empleo de técnicas de control por modos deslizantes para disminuir la pulsación de cupla característica de los SRMs [125][126]. Ambos sistemas propuestos son evaluados por simulación.

Finalmente en el Capítulo 7 se presentan las conclusiones de la Tesis y se realizan algunas sugerencias para futuros trabajos de investigación en el tema.

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

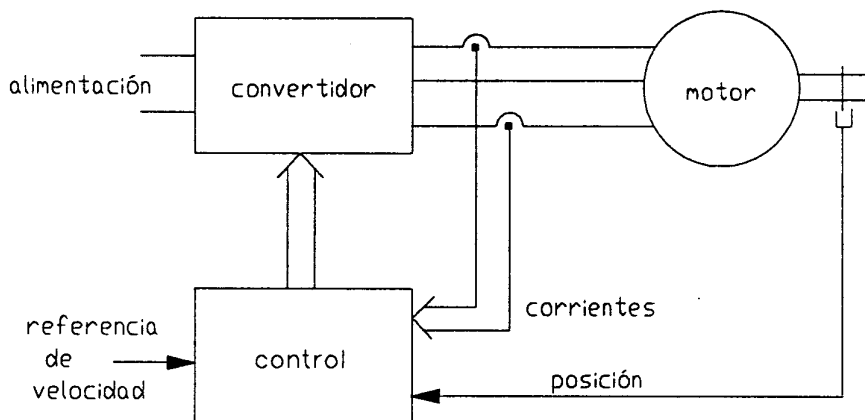


Figura 2.1 *Accionamiento de un SRM*

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

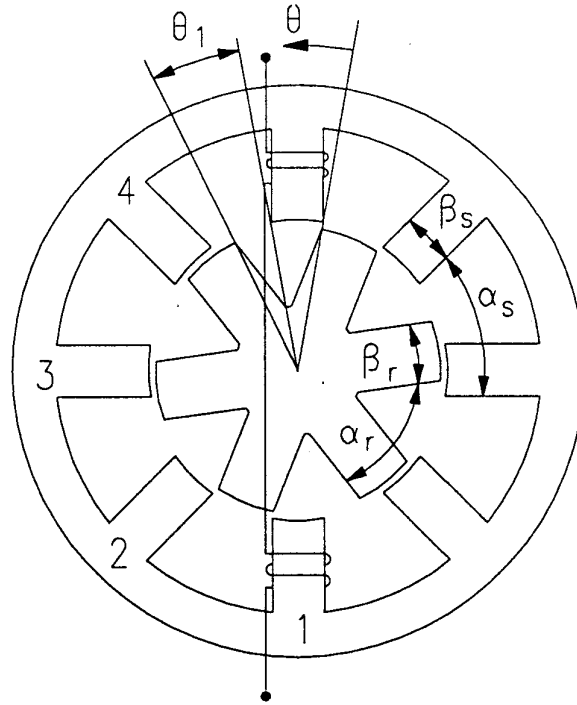


Figura 2.2 Vista transversal de un SRM de 4 fases

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 estático 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

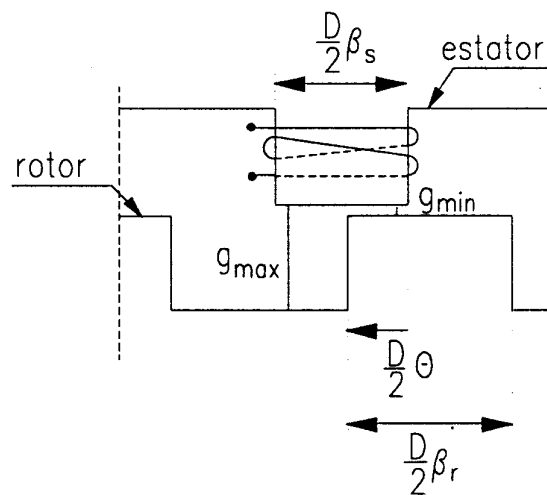


Figura 2.3 Alineación de un par de polos rotórico y estatórico

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)

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

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

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 (α_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 β_s existe un crecimiento de la superposición de las superficies polares y la inductancia crece, de β_s a β_r (zona alineada) las superficies polares están totalmente alineadas y la inductancia es máxima, de β_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 α_r (zona desalineada) el polo rotórico no enfrenta al estatórico y

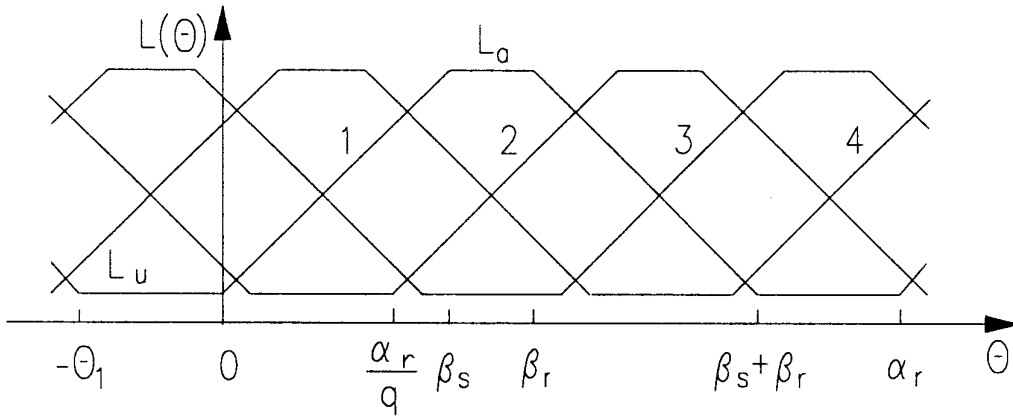


Figura 2.4 Perfiles de inductancia de fase idealizados

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:

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

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 estatórica 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 (fcm). 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

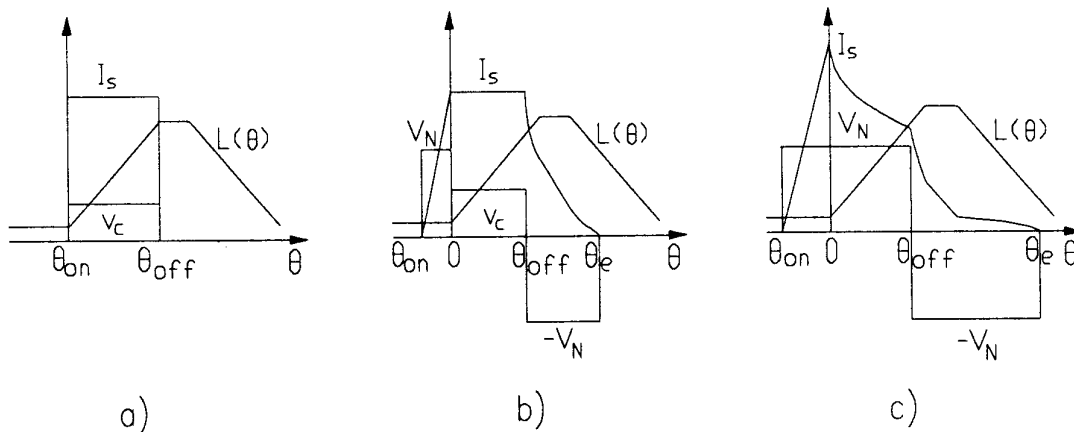


Figura 2.5 Diagramas de corriente y tensión de fase típicos de un SRM

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 (θ_{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 (θ_{off}), a partir del cual se invierte la tensión sobre el bobinado hasta extinguir la corriente en la fase (θ_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 Ω_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.

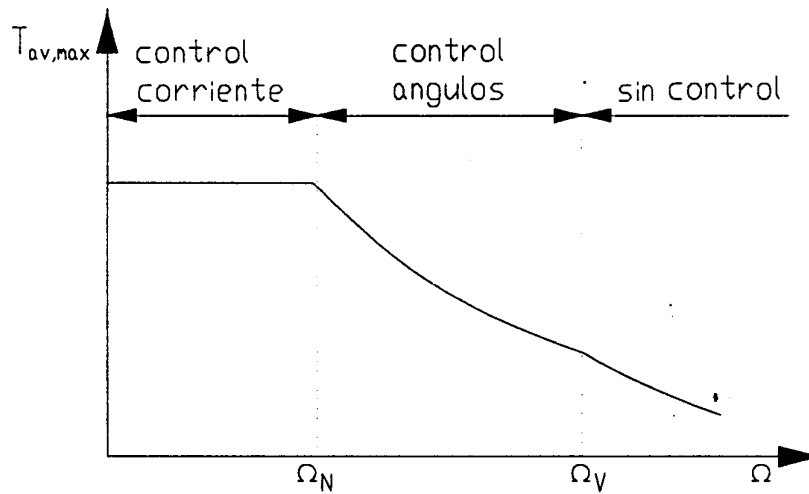


Figura 2.6 Características cupla-velocidad básicas de un SRM

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:

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

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 β igual al menor de los arcos polares. Para que exista cupla en todas las posiciones rotóricas β 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:

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

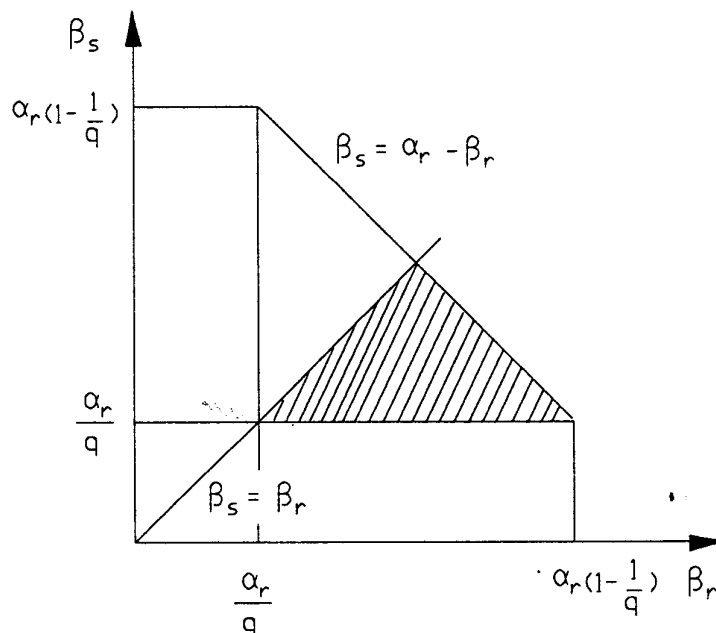


Figura 2.7 Valores factibles de los arcos polares estático y rotórico

Las restricciones sobre los arcos polares pueden resumirse gráficamente en la Figura 2.7 en donde el triángulo rayado representa los posibles valores de β_s y β_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 β_s y β_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).

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, θ_{on} es el ángulo de encendido, θ_{off} el ángulo de apagado y θ_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 (ϕ -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 ϕ - 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 (ϕ - i). En la Figura 3.1 se muestra el cambio sobre las curvas ϕ - 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

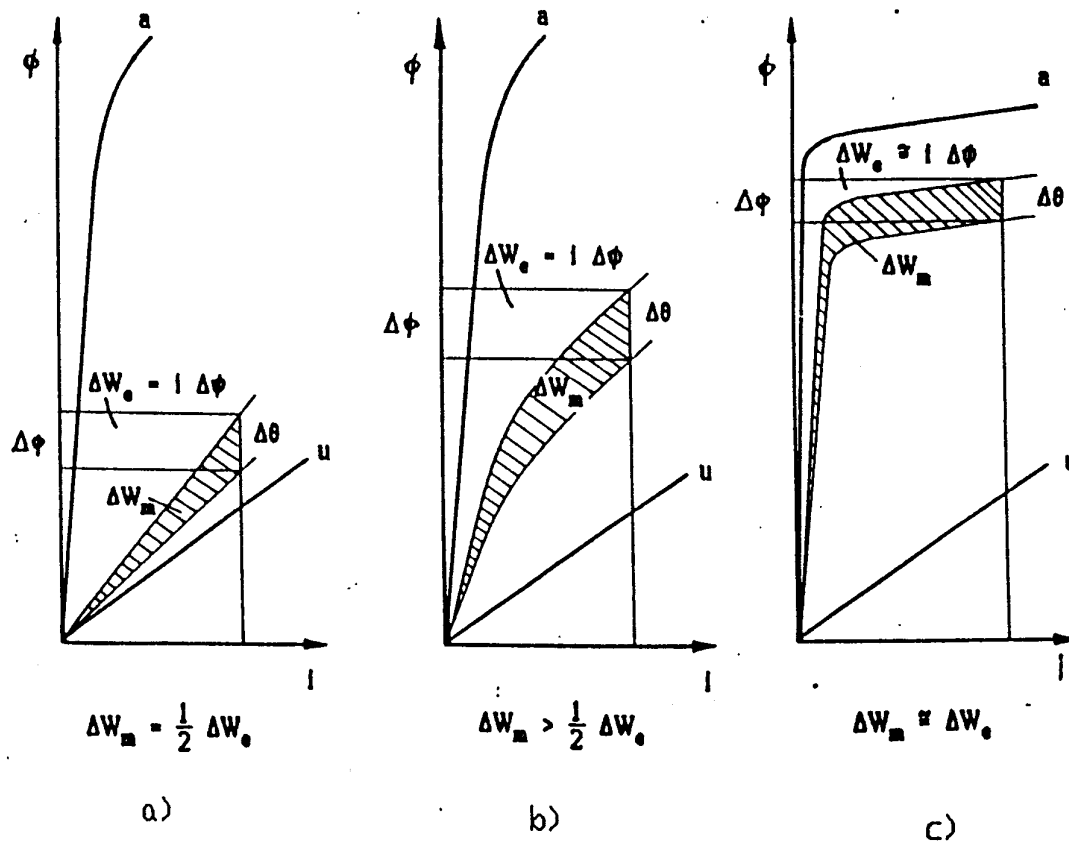


Figura 3.1: Características magnéticas del motor para diferentes grados de saturación

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 ϕ - 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 ϕ - 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.

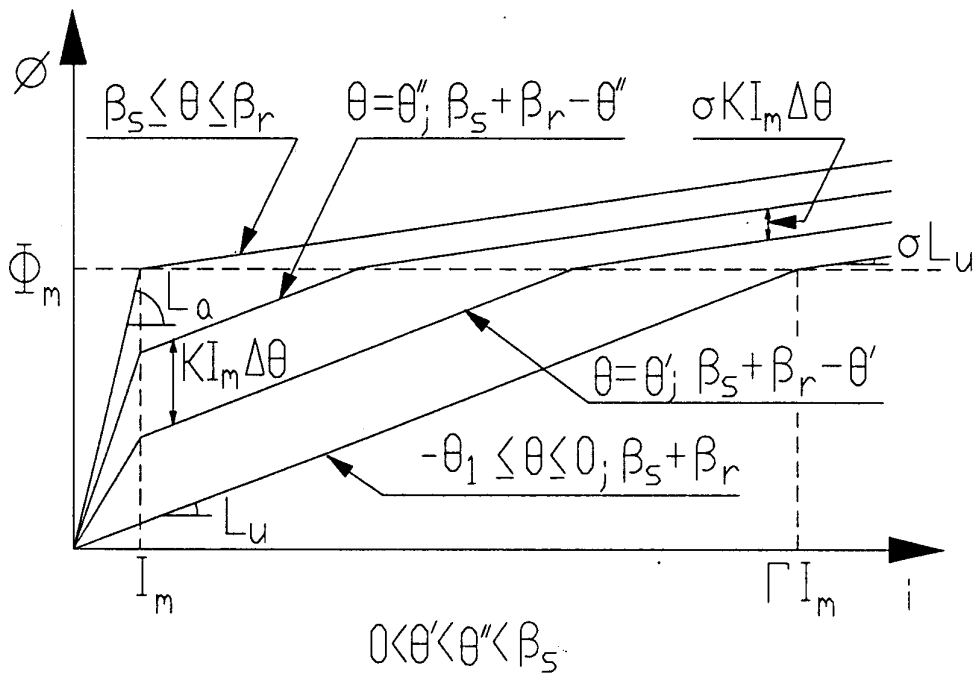


Figura 3.2 Modelo de las características magnéticas

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 , Φ_m correspondientes al codo de la curva característica en posición alineada. I_m es el límite entre la zona lineal y la saturada; mientras Φ_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 β_s y decrece linealmente cuando se mueve de β_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 σL_u , siendo σ 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

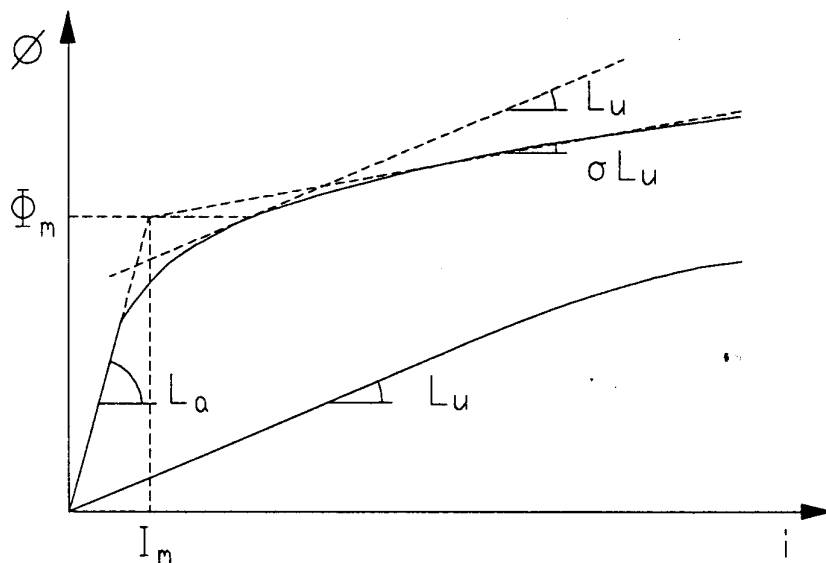


Figura 3.3 Procedimiento gráfico para el cálculo de los parámetros

respectivamente, calculando sus pendientes en el origen. Luego Φ_m , I_m y σ 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 Φ_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 Φ_m con una inductancia igual a L_a . Partiendo del punto (I_m, Φ_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 σL_u , y por lo tanto se obtiene el parámetro σ . 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.

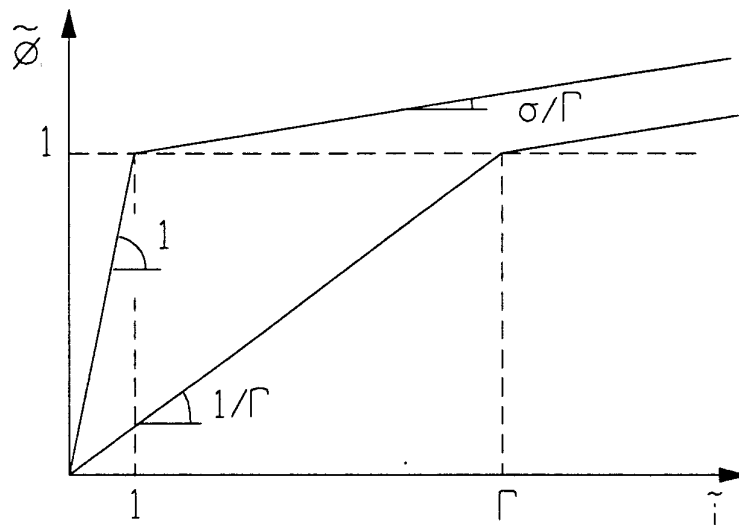


Figura 3.4 Características magnéticas normalizadas

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 σ y Γ , 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 Γ y entre 0,2 a 0,4 para σ .

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 θ 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 σ . 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 Φ_m , es decir $\sigma=0$.

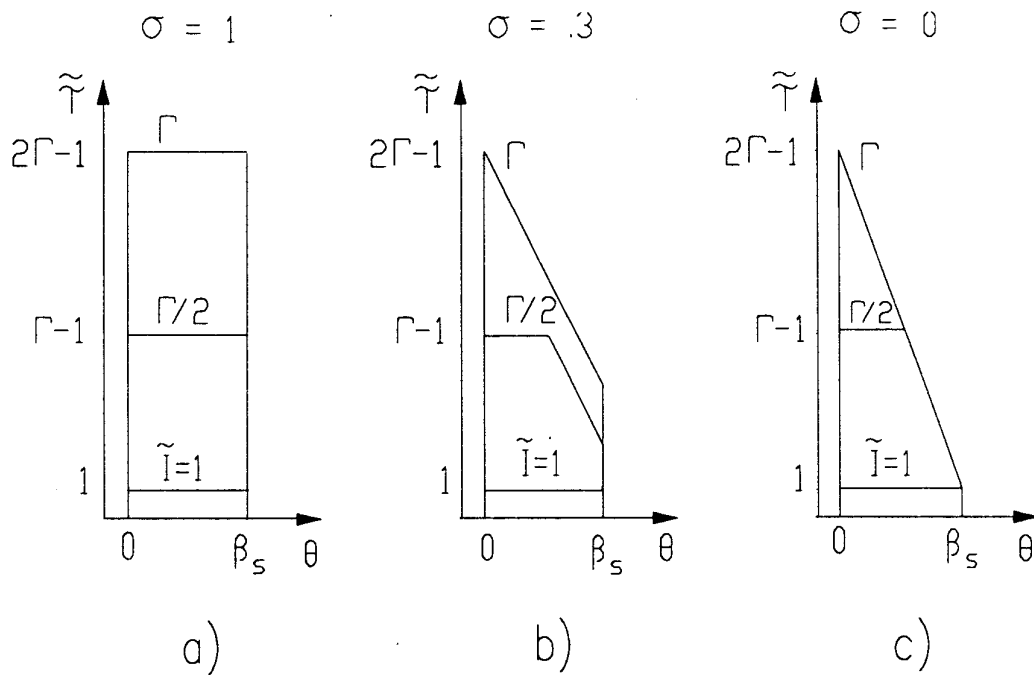


Figura 3.5 *Cupla vs. posición rotórica*

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 τ 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 β_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

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

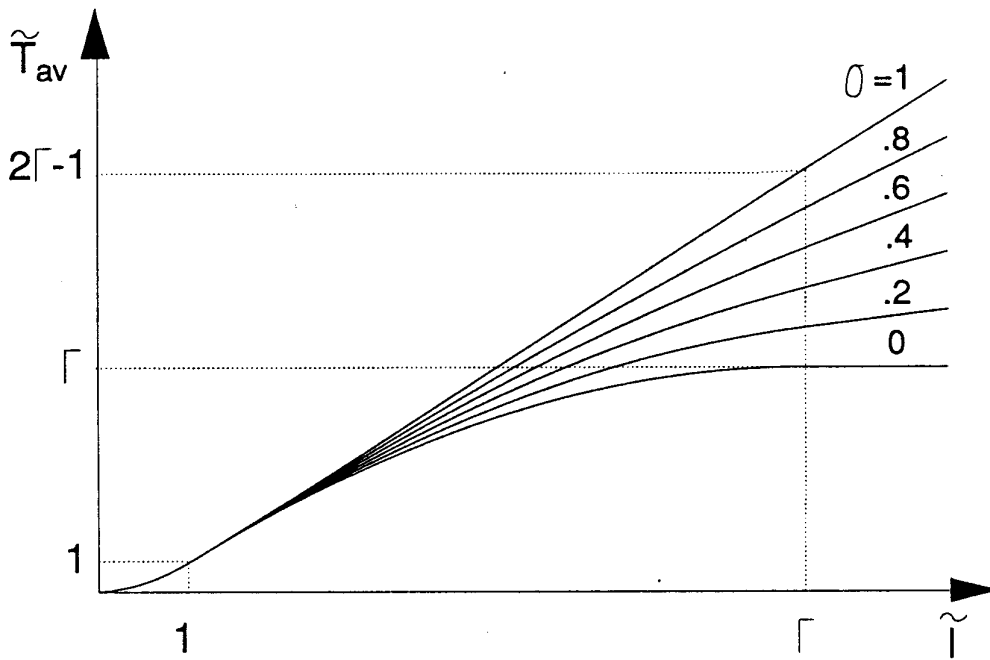


Figura 3.6 *Cupla media para distintos grados de saturación*

La ec. (3.20) se ilustra en la Figura 3.6 para distintos valores de σ . 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

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

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

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

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

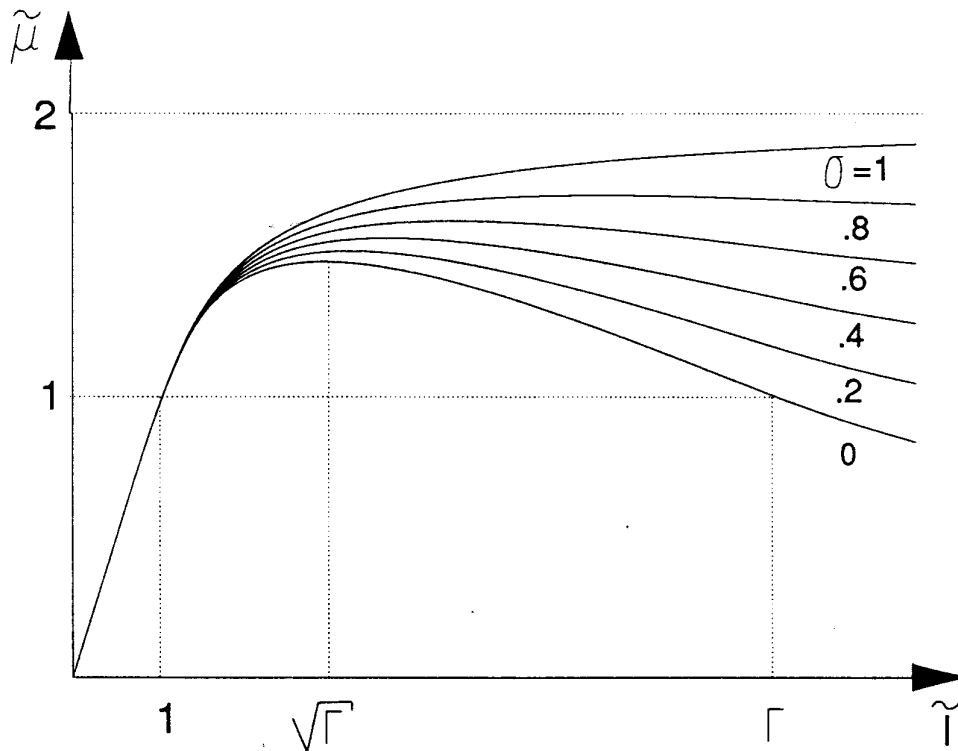


Figura 3.7 *Relación cupla-corriente vs. corriente*

máximo que, dados valores normales de σ , se encuentra para corrientes entre $\sqrt{\Gamma}$ y Γ . 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.

CAPÍTULO 4

CARACTERÍSTICAS DE CONTROL DE LOS ACCIONAMIENTOS DE MOTORES DE RELUCTANCIA CONMUTADA

4.1 INTRODUCCIÓN

El control de los accionamientos con motores de reluctancia conmutada es completamente diferente del de los accionamientos convencionales sea de corriente continua o alterna. Es por ello que se hace necesario introducir nuevos conceptos referidos a las variables de control, la relación entre las mismas, y las estrategias de control. A pesar de ello no se ha publicado mucho sobre el análisis de las características de control del SRM. Fundamentalmente los artículos se han limitado a los aspectos de control relativos al diseño del motor [47][56][68]; al análisis simplificado [30][34][44][69][70][71][72][73], o parcial [74][75][76] del accionamiento; y a la descripción de sistemas de control [9][77][78][79][80][81][82].

En este capítulo de la Tesis se lleva a cabo un análisis exhaustivo de las características de control, identificando las variables de control y sus rangos de variación. Se calcula la relación entre el par medio desarrollado por el motor y las variables de control, hallando la máxima cupla alcanzable en cada punto de operación. Finalmente se formulan algunos esquemas básicos para el control de velocidad.

El análisis se desarrolla en dos etapas, empleando el modelo presentado en el capítulo anterior para representar las características magnéticas del motor. En la primera se realiza un análisis simplificado limitado a la operación en la zona lineal, es decir que la corriente en cada fase queda limitada a su valor de saturación I_m [83]. Este tipo de análisis, a pesar de no ser real, ya que el SRM trabaja con buena saturación magnética,

proporciona resultados significativos sobre la controlabilidad del motor. De hecho varios autores han tomado un modelo lineal de las características magnéticas para el proyecto inicial de un sistema de control [69][71][73][82][84][85]. En la segunda etapa se analiza la parte central de las características magnéticas, o sea la zona de saturación [86].

El análisis de las características de control del SRM se lleva a cabo en estado estacionario, suponiendo una velocidad de giro constante. Las características de la cupla desarrollada por el motor son determinadas con relación al par medio desarrollado, el cual como se explicó en el capítulo anterior, puede ser expresado como el par medio de una sola fase multiplicado por el número de fases,

$$T_{av} = \frac{q}{\alpha_r} \int_{-\theta_1}^{\alpha_r - \theta_1} \tau \, d\theta \quad (4.1)$$

donde τ es la cupla instantánea de una fase cualquiera.

Para el cálculo de la cupla instantánea, se considera al SRM alimentado bien con una fuente de corriente o una fuente de tensión. Con la primera, un generador de corriente de amplitud variable fuerza pulsos de corriente en las fases en ciertas posiciones rotóricas. Asumiendo que el generador es ideal, los pulsos de corriente pueden suponerse cuadrados a fin de simplificar el análisis y obtener una primera aproximación de las características de control. Con la segunda fuente de alimentación, un generador de tensión de amplitud igual al valor nominal, se aplica a las fases del motor en determinadas posiciones rotóricas. Es posible conmutar el generador entre polaridad positiva y negativa a fin de controlar la corriente que circula por las fases. Una tensión positiva permite establecer una corriente en las fases, mientras que una tensión negativa provoca una rápida extinción de la misma.

El análisis realizado se verifica en forma numérica para un SRM cuyos datos y parámetros son:

$$P_N=7.5\text{KW}, \Omega_N=1900\text{rpm}, V_N=460\text{V}, I_N=32\text{A}, I_m=8\text{A}, q=4, N_s=8, N_r=6, \\ \beta_s=20^\circ, \beta_r=24^\circ, \alpha_r=60^\circ, L_u=10\text{mH}, L_a=110\text{mH}, \Gamma=11, \sigma=.3, R=1\Omega,$$

4.2 OPERACIÓN EN LA ZONA LINEAL

4.2.1 Alimentación con fuente de corriente

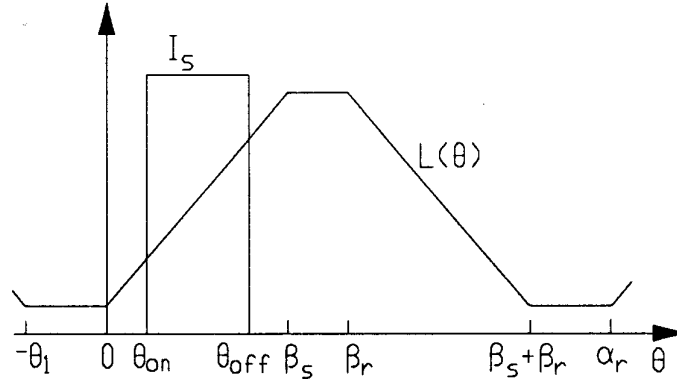


Figura 4.1 Diagrama de corriente típico de un accionamiento con alimentación de corriente

En la Figura 4.1 se presenta un diagrama típico de corriente para el SRM operando como motor, cuando es alimentado con una fuente de corriente. En ella se incluye el perfil de inductancia como referencia de la posición rotórica. Se observa que la corriente es forzada en la fase en θ_{on} y es removida en θ_{off} , encontrándose ambos ángulos en la zona de inductancia creciente. Se define a la distancia angular entre ambos como el intervalo de conducción de la fase.

Las variables de control de un accionamiento con alimentación de corriente son: la amplitud del generador de corriente (I_s), y los ángulos de encendido y apagado (θ_{on} y θ_{off}). La corriente es controlada entre 0 e I_m , y los ángulos entre 0 y β_s , con $\theta_{on} < \theta_{off}$. El intervalo de conducción no debe superar al paso del motor, para evitar la conducción simultánea de dos fases, hecho que dividiría la corriente del generador entre ambas. Así resulta

$$(\theta_{off} - \theta_{on})_{max} = \frac{\alpha_r}{q} = e \quad (4.2)$$

Ignorando los picos de tensión debidos a los flancos abruptos de corriente, la tensión en la fase iguala a la fuerza contraelectromotriz (f_{cem}) durante el intervalo de

conducción

$$v = K I_s \Omega \quad \theta_{on} < \theta < \theta_{off} \quad (4.3)$$

y es igual a 0 en el resto del ciclo. De manera análoga la cupla instantánea es

$$\tau = \frac{1}{2} K I_s^2 \quad \theta_{on} < \theta < \theta_{off} \quad (4.4)$$

y es nula en el resto del ciclo. Introduciendo (4.4) en (4.1), el par medio resulta

$$T_{av} = \frac{q K}{2 \alpha_r} I_s^2 (\theta_{off} - \theta_{on}) \quad (4.5)$$

La ecuación (4.5) muestra que son dos las variables de control efectivas: a) la amplitud de la corriente, de la cual la cupla depende en forma cuadrática; y b) el intervalo de conducción, con el cual la cupla media tiene una dependencia lineal.

El máximo par obtenible con este accionamiento, se logra cuando el intervalo de conducción iguala la (4.2) y la corriente su valor de saturación (I_m). Esta cupla puede ser desarrollada hasta que la tensión sobre la fase iguala su valor nominal V_N , es decir hasta una velocidad que se obtiene de (4.3) y que se define como la velocidad nominal del motor.

$$\Omega_N = \frac{V_N}{K I_m} \quad (4.6)$$

por encima de esta velocidad, la máxima corriente debe ser disminuida para evitar que la tensión supere su valor nominal. El límite de corriente resulta

$$I_{S,\max} = \begin{cases} I_m & \Omega \leq \Omega_N & (a) \\ I_m \frac{\Omega_N}{\Omega} & \Omega > \Omega_N & (b) \end{cases} \quad (4.7)$$

Este límite de corriente impone el máximo par que puede desarrollar el motor, determinando la capacidad de producción de cupla que resulta igual a

$$T_{av,\max} = \begin{cases} \frac{1}{2} K I_m^2 & \Omega \leq \Omega_N & (a) \\ \frac{1}{2} K I_m^2 \left(\frac{\Omega_N}{\Omega} \right)^2 & \Omega > \Omega_N & (b) \end{cases} \quad (4.8)$$

En la Figura 4.2 se presenta, en forma normalizada, la cupla máxima en función de la velocidad definida por (4.8). Los valores base de la normalización son los definidos en la lista de símbolos.

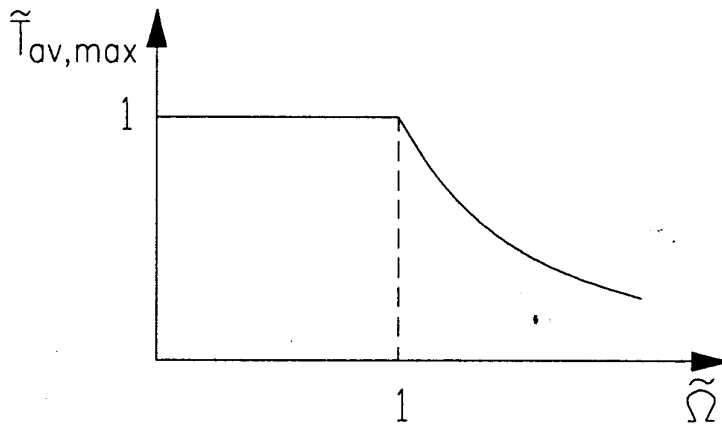


Figura 4.2 Características cupla-velocidad para un accionamiento con fuente de corriente

4.2.2 Alimentación con fuente de tensión

4.2.2.1 Descripción del funcionamiento

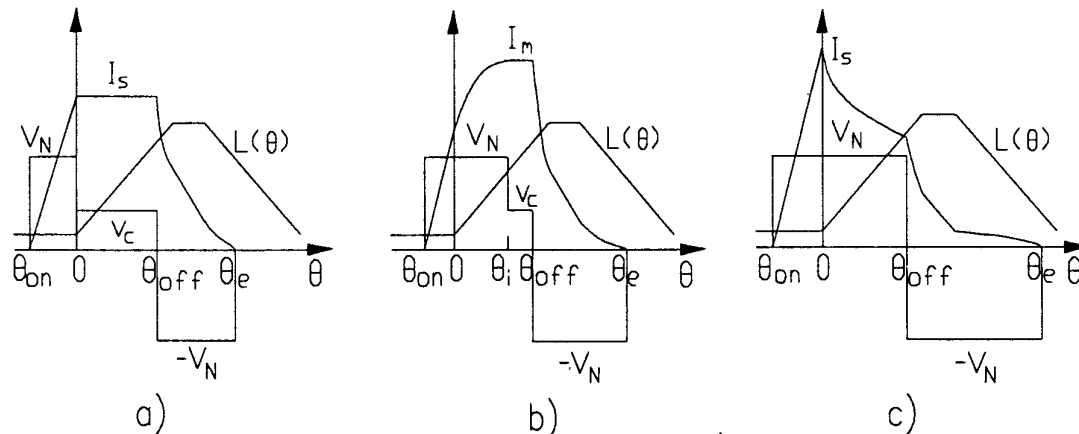


Figura 4.3 Diagramas típicos de tensión y corriente para un accionamiento con fuente de tensión

En un accionamiento alimentado con fuente de tensión, pueden encontrarse distintas formas de onda para la tensión y la corriente. Diagramas típicos de operación motora se presentan en la Figura 4.3 a) b) y c). El análisis de los diagramas indica que el ciclo de trabajo incluye dos intervalos caracterizados por el signo de la tensión aplicada: a) intervalo de energización cuando la tensión es positiva, y b) intervalo de desenergización, cuando la tensión es negativa.

El intervalo de energización se extiende desde θ_{on} hasta θ_{off} . Al inicio la fuente de tensión se aplica a pleno sobre la fase, para establecer una corriente en ella. Desde 0 hasta θ_{off} , pueden distinguirse dos modos de operación, según la fuerza contraelectromotriz sea menor (modo A) o mayor (modo B) que la tensión del generador. Siendo la f_{cem} igual a $K_i\Omega$, y la tensión nominal del motor igual a $K_l I_m \Omega_N$, de ambas expresiones resulta que el modo A tiene lugar mientras $i\Omega < I_m \Omega_N$. En este modo de operación la corriente tiende a crecer hasta un valor máximo igual a $V_N/K\Omega$, y es regulada en la amplitud deseada conmutando el generador de tensión de modo de obtener una tensión media igual a la f_{cem} (v_c) [Figura 4.3 a) y b)]. El modo B tiene

lugar cuando la f_{cem} es mayor que la tensión del generador, es decir, $i\Omega > I_m \Omega_N$. En este modo de operación el generador queda aplicado completamente sobre la fase en todo el intervalo de energización, y la corriente a partir de 0 decrece tendiendo al valor dado por (4.7) b) [Figura 4.3 c)]. La condición $i\Omega = I_m \Omega_N$, separa ambos modos de operación. Para velocidades menores que la nominal, esta condición se verifica para valores de corriente superiores al valor de saturación, por lo tanto solo es posible operar en el modo A. Por encima de la velocidad nominal ambos modos pueden ocurrir dependiendo de la amplitud de la corriente en $\theta=0$: cuando este valor es menor que (4.7) b) el motor trabaja en el modo A, mientras el modo B tiene lugar en caso contrario.

El intervalo de desenergización se extiende desde θ_{off} cuando la tensión del generador es aplicada sobre la fase con signo negativo para extinguir la corriente, hasta θ_e cuando la corriente efectivamente se extingue. Si θ_e se encuentra en la zona de inductancia decreciente, se desarrolla una cupla instantánea negativa.

Igual que en el caso de alimentación con fuente de corriente, las variables de control continúan siendo la amplitud de la corriente, y los ángulos de encendido y apagado. La corriente se controla entre 0 e I_m . El ángulo de encendido puede ser tanto positivo como negativo, como para establecer una mayor o menor corriente. Su mínimo valor es $-\theta_1$ para evitar el desarrollo de una cupla negativa en el establecimiento de la corriente, y el máximo es β_s . El ángulo de apagado es siempre mayor que el de encendido, y es controlado entre 0 y β_s , mientras θ_e sea menor que $\alpha_T + \theta_{on}$. En caso contrario el máximo ángulo de apagado debe ser disminuido para satisfacer la condición $\theta_e = \alpha_T + \theta_{on}$. Esta condición asegura que la corriente se extinga antes que el generador vuelva a ser aplicado sobre la fase. Si esta condición no se cumpliera, la corriente crecería sin límite saturando completamente al motor.

Cuando una fase es alimentada con cualquiera de las tensiones mostradas en la Figura 4.3, la corriente puede expresarse en la siguiente forma general:

$$i = \begin{cases} \frac{V_N (\theta - \theta_{on})}{\Omega L(\theta)} & (\theta_{on} \leq \theta \leq \theta_i) \quad (a) \\ I_s = i(\theta_i) & (\theta_i < \theta \leq \theta_{off}) \quad (b) \\ \frac{1}{L(\theta)} \left[i(\theta_{off}) L(\theta_{off}) - \frac{V_N (\theta - \theta_{off})}{\Omega} \right] & (\theta_{off} < \theta \leq \theta_e) \quad (c) \end{cases} \quad (4.9)$$

donde $\theta_i=0$ en la Figura 4.3 a) y $\theta_i=\theta_{off}$ en la Figura 4.3 c). La tensión media aplicada a la fase en el intervalo entre θ_i y θ_{off} es

$$v_c = K I_s \Omega \quad \theta_i < \theta < \theta_{off} \quad (4.10)$$

donde v_c es controlada entre 0 y V_N .

La cupla media puede escribirse como la suma de tres términos, siendo cada uno de ellos igual a:

$$\begin{aligned} T_1 &= \frac{q K}{\alpha_r 2} \int_0^{\theta_{off}} i^2 d\theta & (a) \\ T_2 &= \frac{q K}{\alpha_r 2} \int_{\theta_{off}}^{\beta_r} i^2 d\theta & (b) \\ T_3 &= \frac{-q K}{\alpha_r 2} \int_{\beta_r}^{\theta_e} i^2 d\theta & (c) \end{aligned} \quad (4.11)$$

donde i esta dada por (4.9).

4.2.2.2 Relación entre la cupla producida y las variables de control

Modo A

Cuando el motor opera en modo A, pueden distinguirse dos submodos: a) submodo A-1 en el cual la amplitud de la corriente es regulada en el valor deseado desde 0 hasta el ángulo de apagado, como se muestra en la Figura 4.3 a); b) submodo A-2 en el cual la corriente no es regulada salvo que alcance su valor máximo, como se muestra en la Figura 4.3 b). De los tres términos que definen la cupla, solo T_1 varía entre los dos submodos, por lo tanto se comienza el análisis con la influencia de los otros dos términos que son comunes.

Los términos T_2 y T_3 dependen del ángulo de apagado, la velocidad y el valor de la corriente en el instante de apagado. Las relaciones entre los términos de cupla y las variables de control se presentan en la Figura 4.4, donde T_2 (línea llena) y T_3 (línea de trazos) se muestran en forma relativa al valor de cupla en el instante de apagado

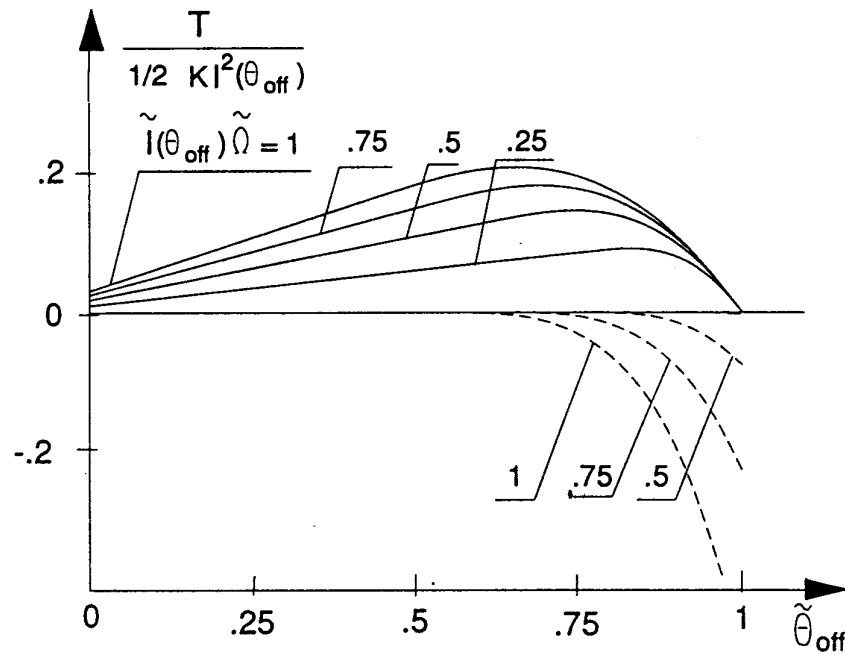


Figura 4.4 Términos de cupla T_2 y T_3 en modo A

$\frac{1}{2}Ki^2(\theta_{off})$. Puede demostrarse, con la ayuda de (4.9) y (4.11), que el valor relativo de T_2 y T_3 presentado depende del producto $i(\theta_{off})\Omega$ y no de sus valores individuales; es por ello que se ha tomado este producto como parámetro para las curvas.

La Figura 4.4 ilustra que las curvas de T_2 presentan un máximo cuya posición disminuye para un incremento del parámetro; mientras el valor de T_3 decrece monótonamente con el ángulo y con el parámetro. El módulo de ambas curvas crece con el aumento del producto de corriente y velocidad. Estas propiedades pueden entenderse mejor determinando el intervalo de extinción de la corriente ($\theta_e - \theta_{off}$). Recordando que, si se desprecia la caída de tensión en la resistencia estática, la tensión aplicada a la fase es igual a la derivada del flujo concatenado por la misma, este intervalo resulta igual a

$$\theta_e - \theta_{off} = \frac{L(\theta_{off}) i(\theta_{off}) \Omega}{V_N} \quad (4.12)$$

donde el producto de la corriente y la inductancia en la posición θ_{off} representa al flujo concatenado en el instante de apagado de la fase. La ecuación (4.12) muestra que debido al incremento de la inductancia con el ángulo de apagado, el intervalo de extinción también aumenta, y es el responsable del incremento de T_2 en el rango inferior de θ_{off} . Para un cierto valor de θ_{off} , el ángulo de extinción supera a β_s con la consecuente disminución de T_2 . Cuando θ_e supera a β_r también aparece el término T_3 . De (4.12) también se observa claramente el aumento del módulo de ambos términos con el producto $i(\theta_{off})\Omega$.

Submodo A-1: En el modo de operación A-1, las variables de control son la amplitud de la corriente y el ángulo de apagado. La amplitud de la corriente se controla entre 0 e $I_{S,max}$ dado por la (4.7), mientras el ángulo de apagado es controlado entre 0 y β_s . El ángulo de encendido es elegido en modo tal que la corriente alcance el valor de regulación en $\theta=0$, es decir

$$\theta_{on} = \frac{-L_u I_s \Omega}{V_N} \quad (4.13)$$

Valores de θ_{on} inferiores a (4.13) son inútiles pues sería necesaria una regulación de corriente en una zona en que no se produce cupla. El mínimo valor del ángulo de encendido se alcanza en el límite entre los modos de operación A y B ($I_S \Omega = I_m \Omega_N$), y esta dado por

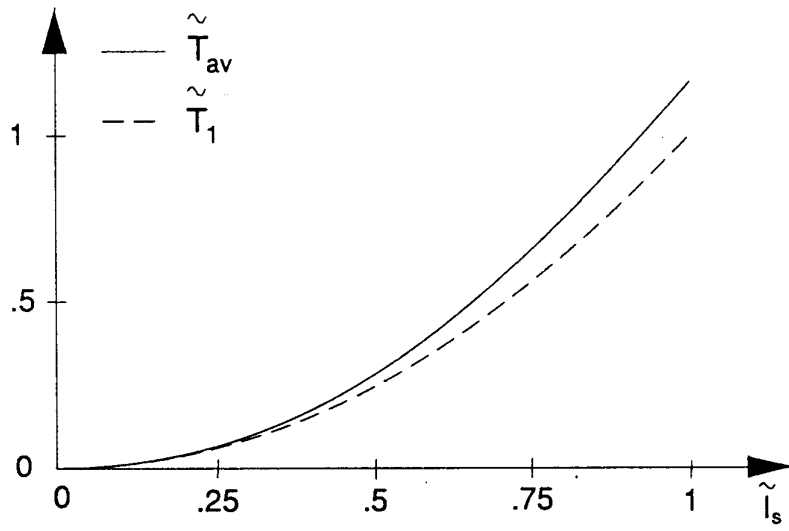
$$\theta_{on,min} = - \frac{L_m}{K} \quad (4.14)$$

valor que es superior a $-\theta_1$ en los motores usuales.

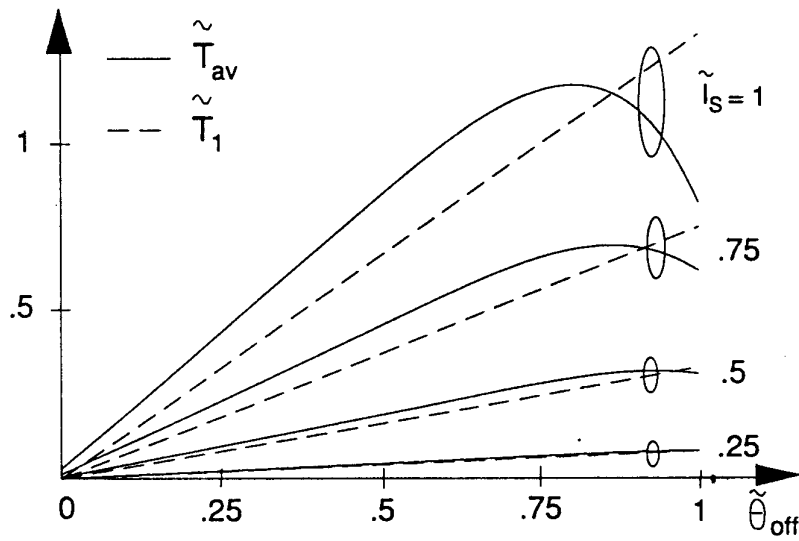
Cuando I_s se mantiene constante entre 0 y θ_{off} , T_1 es igual a la cupla media desarrollada por un accionamiento con alimentación de corriente, cuando $\theta_{on}=0$. Sumando los términos T_1, T_2 y T_3 se obtiene la cupla media total. Las relaciones entre el par medio desarrollado y las variables de control se presentan en forma normalizada en la Figura 4.5, donde también se muestra el término T_1 (línea de trazos) a los efectos de comparar el término efectivamente controlable T_1 con los efectos inevitables de los términos T_2 y T_3 . Todas las curvas están trazadas para velocidad nominal, mientras aquellas de la Figura 4.5 a) fueron calculadas para un ángulo de apagado igual al paso del motor ($\epsilon=0.75\beta_s$).

La Figura 4.5 muestra que T_1 prevalece sobre la suma de T_2 y T_3 , en modo tal que existe una relación casi cuadrática entre la cupla media desarrollada y la corriente estática, y una relación prácticamente lineal con respecto al ángulo de apagado. En particular, la Figura 4.5 b) indica que la contribución de T_2 más T_3 se hace más apreciable para altas corrientes, presentando un máximo para θ_{off} cercano a α_r/q . Las formas de onda de corriente de la Figura 4.3 a), y los resultados de la Figura 4.5 demuestran que un accionamiento, alimentado en tensión, operando en modo A-1 reproduce, con buena aproximación, a un accionamiento con alimentación de corriente.

Submodo A-2: En el submodo de operación A-2, las variables de control son los ángulos de encendido y apagado. El primero es controlado desde un valor negativo hasta β_s . Para velocidades inferiores a la nominal, el mínimo ángulo de encendido está dado por la (4.13) evaluada en $I_S=I_m$, pues para valores inferiores se tiene el submodo A-1; para velocidades mayores el límite coincide con (4.14) pues si



a)



b)

Figura 4.5 Relaciones de control en el sub-modo A-1

se toman valores inferiores se entra en el modo B. El ángulo de apagado es controlado entre 0 y β_s , cuando el de encendido es menor que 0; y entre θ_{on} y β_s en caso contrario.

La cupla desarrollada en función de las variables de control, se presenta en forma normalizada en la Figura 4.6 a) y b), donde se incluye el término T_1 (línea de trazos) como comparación. Las curvas de la Figura 4.6 a) han sido trazadas para $\theta_{off}=\epsilon$ y están interrumpidas en el valor mínimo del ángulo de encendido cuando corresponde. Las curvas de la Figura 4.6 b) corresponden a velocidad nominal. Los resultados de la Figura 4.6 a) demuestran que el ángulo de encendido puede ser utilizado como una variable de control efectiva en un accionamiento con alimentación de tensión. Además ilustran que la relación entre el par desarrollado y el ángulo de encendido depende fuertemente de la velocidad de funcionamiento.

Modo B

En el modo de operación B la corriente tiene la forma indicada en la Figura 4.3 c), con una amplitud que decrece hacia (4.7) b). Dado que este valor corresponde a la máxima corriente que puede obtenerse en el modo A, la operación en modo B aumenta la capacidad de cupla del accionamiento.

Las variables de control son los ángulos de encendido y apagado. El primero es controlado desde un mínimo valor igual a $-\theta_1$, hasta un máximo dado por (4.14). A cada ángulo de encendido le corresponde una única corriente para $\theta=0$, y resulta conveniente denominar I_s a este valor de corriente cuando el motor opera en el modo B. Dado que ambos valores están relacionados por la (4.13), no existe diferencia en considerar la amplitud de la corriente, en lugar del ángulo de encendido como variable de control. I_s es controlada desde un valor mínimo dado por (4.7), hasta un máximo que coincide con I_m mientras el ángulo de encendido sea mayor que $-\theta_1$. Este ángulo es el mínimo valor que puede tomar θ_{on} , y determina una velocidad límite en la que el cumplimiento de $\theta_{on} > -\theta_1$, conduce a una reducción del máximo valor de corriente, esta velocidad es igual a:

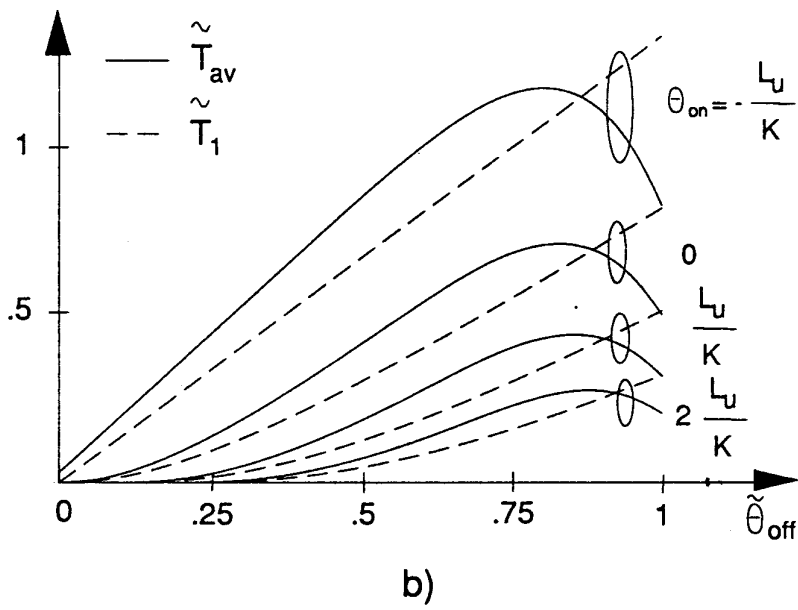
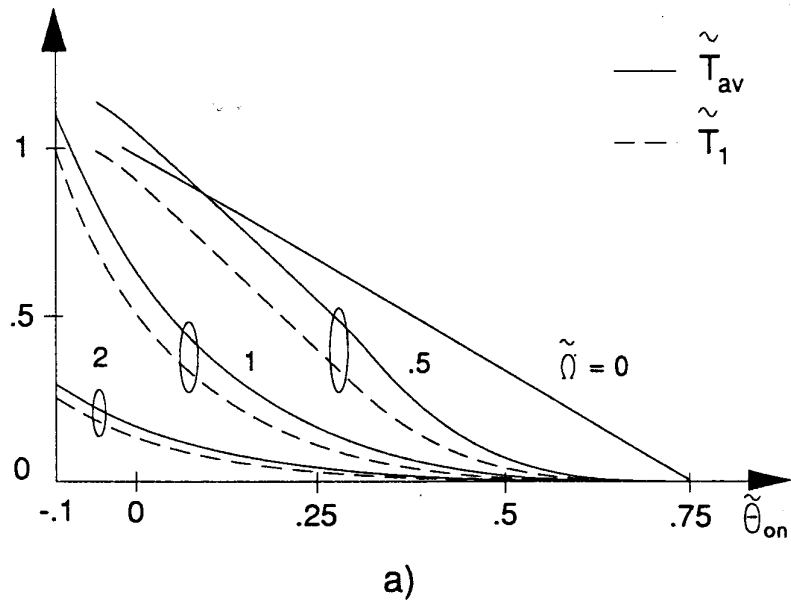


Figura 4.6 Relaciones de control en el submodo A-2

$$\Omega_{V,I} = \frac{V_N \theta_1}{L_u I_m} \quad (4.15)$$

para el motor considerado en los cálculos $\Omega_{V,I}=8\Omega_N$.

El ángulo de apagado es controlado desde 0 hasta un valor máximo igual al mínimo entre β_s y el que se obtiene con la restricción que la corriente en la fase debe extinguirse antes de volver a aplicar tensión positiva a la misma ($\theta_e - \theta_{on} < \alpha_r$). En el modo B los intervalos de energización y desenergización tienen igual ancho, dado que el generador de tensión queda completamente aplicado en ambos. De la restricción de extinción y esta igualdad surge

$$\theta_{off,max} = MIN \left(\beta_s, \frac{\alpha_r}{2} + \theta_{on} \right) \quad (4.16)$$

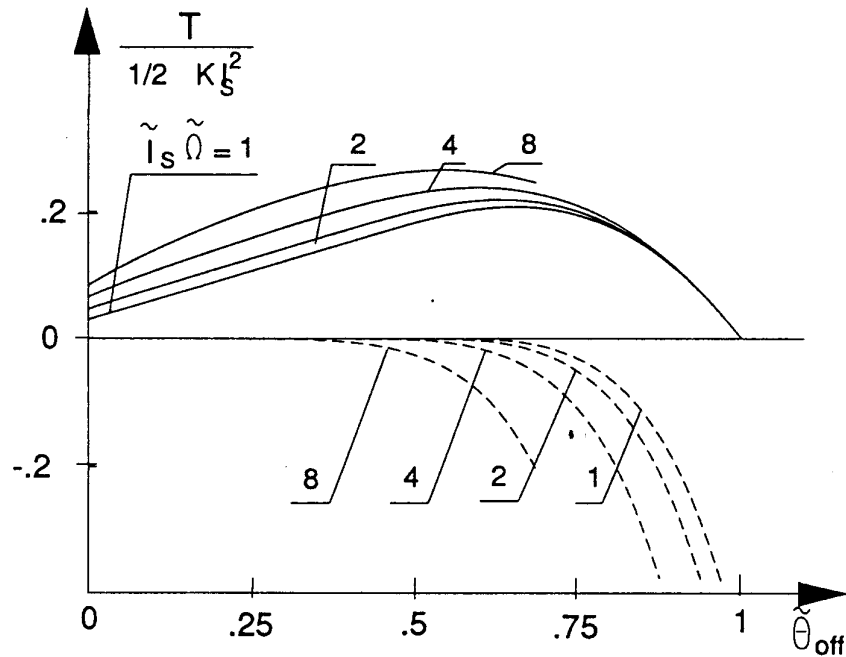


Figura 4.7 Términos de cupla T_2 y T_3 en modo B

Los términos de cupla T_2 y T_3 , también en este caso dependen del ángulo de apagado, la velocidad, y la corriente en el instante de apagado. dado que $i(\theta_{off})$ está estrechamente relacionada a I_S , es más significativo expresar estos términos en función de I_S . En la Figura 4.7 se presentan los términos T_2 (línea llena) y T_3 (línea de trazos) en forma relativa a la cupla producida por I_S , las curvas se interrumpen en $\theta_{off}=\theta_{off,max}$. La Figura 4.7 muestra un comportamiento muy similar al exhibido en el modo A. Esto se debe a que en el modo B el intervalo de extinción es igual a

$$\theta_s - \theta_{off} = \theta_{off} + \frac{L_u I_S \Omega}{V_N} \quad (4.17)$$

el cual se incrementa con el ángulo de apagado y el producto a $I_S\Omega$.

Sumando los términos T_1 , T_2 y T_3 , se obtiene la cupla media producida operando en modo B. La relación entre el par desarrollado y las variables de control se presenta en forma normalizada en la Figura 4.8 a) y b), en la cual se incluye también T_1 (línea de trazos) a modo de comparación. Las curvas de la Figura 4.8 a) fueron trazadas para $\theta_{off}=\varepsilon$, excepto la correspondiente a $\Omega=8\Omega_N$, que fuera trazada para $\theta_{off}=\theta_{off,max}$. La curva para $\Omega=\Omega_N$ representa el límite de funcionamiento entre los modos A y B. Las demás curvas comienzan de los puntos P_1 y P_2 pertenecientes a la curva límite, pues el modo B no existe por debajo de estos puntos. Las curvas de la Figura 4.8 b) fueron trazadas para $I_S=I_m$ y se extienden desde 0 hasta $\theta_{off,max}$.

En la Figura 4.8 a), las ordenadas de los puntos P_1 y P_2 representan las cuplas máximas desarrolladas en el modo A para las correspondientes velocidades, por lo tanto los segmentos indicados en la figura, son una medida del aumento de cupla que es posible lograr operando en el modo B.

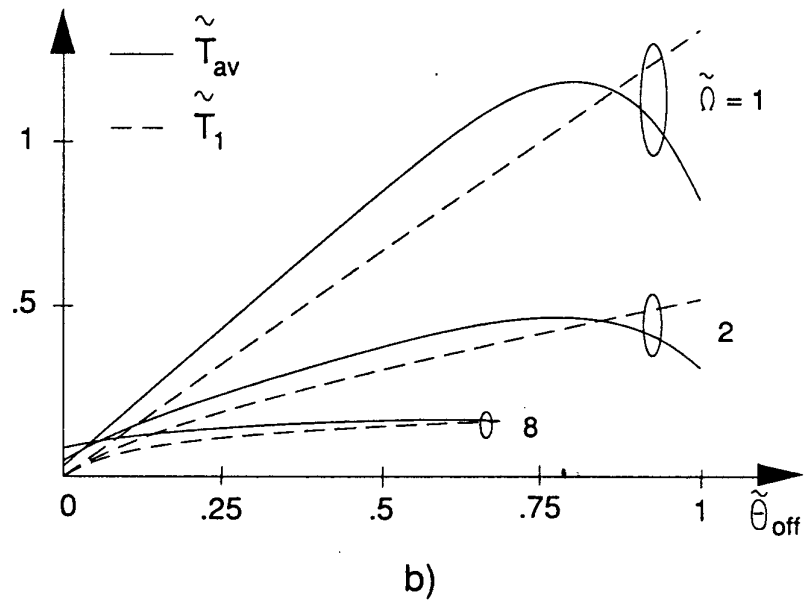
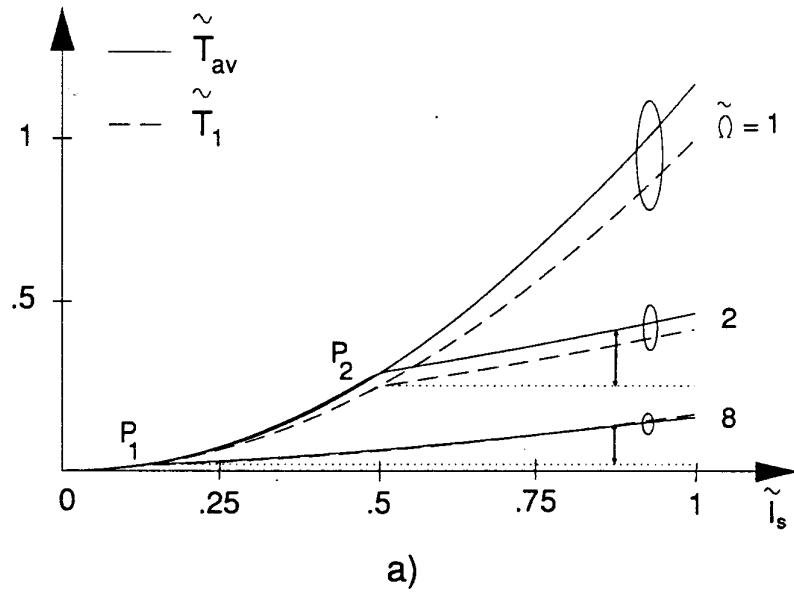


Figura 4.8 Relaciones de control en modo B

4.2.2.3 Máximo par desarrollable

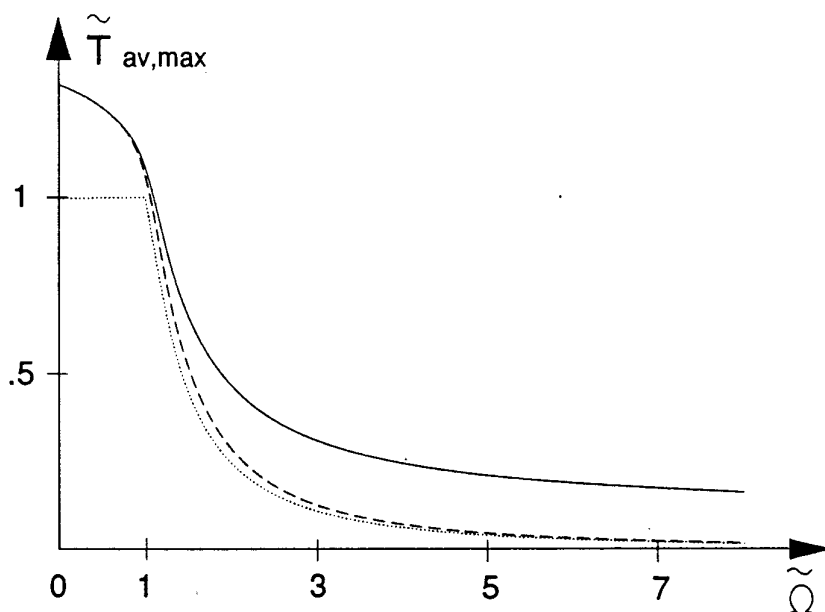


Figura 4.9 *Características de cupla-velocidad para un accionamiento con alimentación de tensión*

Para velocidades inferiores a la nominal, el accionamiento desarrolla el máximo par, cuando la corriente es regulada en el valor I_m desde 0 hasta el ángulo de apagado. Para velocidades mayores que la nominal, la cupla máxima se obtiene cuando la corriente en $\theta=0$ es igual a I_m . El ángulo de apagado que garantiza la obtención de la cupla máxima varía con la velocidad. Este tiende a β_s cuando la velocidad se acerca a cero, y queda limitado por $\theta_{off,max}$ en altas velocidades. Las características de cupla-velocidad resultantes se muestran con línea llena en la Figura 4.9, junto con las características correspondientes a un accionamiento con alimentación de corriente (línea punteada), y a la máxima cupla obtenible con un accionamiento con alimentación de tensión, operando en modo A (línea de trazos). Las curvas de la Figura 4.9 confirman las ventajas del accionamiento con alimentación de tensión por encima de la velocidad nominal, donde la operación en el modo B permite un considerable aumento de la cupla producida, logrando una operación a potencia aproximadamente constante en el rango de velocidades entre Ω_N y $\Omega_{V,1}$. Para velocidades inferiores a la nominal, el

accionamiento con alimentación de tensión también supera al correspondiente con alimentación de corriente, principalmente debido a la contribución del término T_2 .

4.3 OPERACIÓN EN LA ZONA CON SATURACIÓN MAGNÉTICA

En esta sección se pone énfasis en la influencia de la saturación magnética en las características de control del SRM. Para ello se considera el modelo completo tal como fuera desarrollado en la Sección 3.2. Dado que en los SRMs comerciales la corriente nominal es siempre menor que Γ_m , en lo sucesivo no se tendrá en cuenta el modelo para corrientes superiores a este valor.

Para el cálculo de la cupla media desarrollada por el motor, en lugar de calcular la cupla instantánea e integrarla sobre el arco polar rotórico; se hará uso de la ecuación de equilibrio de energía descrita en la Sección 3.1.2, por la cual la cupla media resulta

$$T_{av} = \frac{q}{\alpha_r} \oint i d\phi \quad (4.18)$$

y el análisis se basa esencialmente en el estudio de las trayectorias descritas en el plano flujo concatenado por una fase y corriente circulante en la misma (ϕ - i).

4.3.1 Alimentación con fuente de corriente

Las trayectorias generadas por un accionamiento con alimentación con fuente de corriente, en el plano ϕ - i a lo largo de un ciclo de trabajo, pueden ser trazadas rápidamente pues la corriente es conocida. En la Figura 4.10, se exponen trayectorias típicas de estos accionamientos en operación motora. Además, se incluyen en la figura, los diagramas temporales de la corriente, el flujo y la tensión (línea de trazo-punto). Como puede apreciarse, la corriente es forzada sobre la fase en el instante de encendido (θ_{on}) y es removida en el instante de apagado (θ_{off}). El intervalo de conducción se halla siempre dentro de la zona de inductancia creciente. Las dos figuras han sido trazadas para la misma amplitud de corriente y el mismo intervalo de conducción; pero mientras

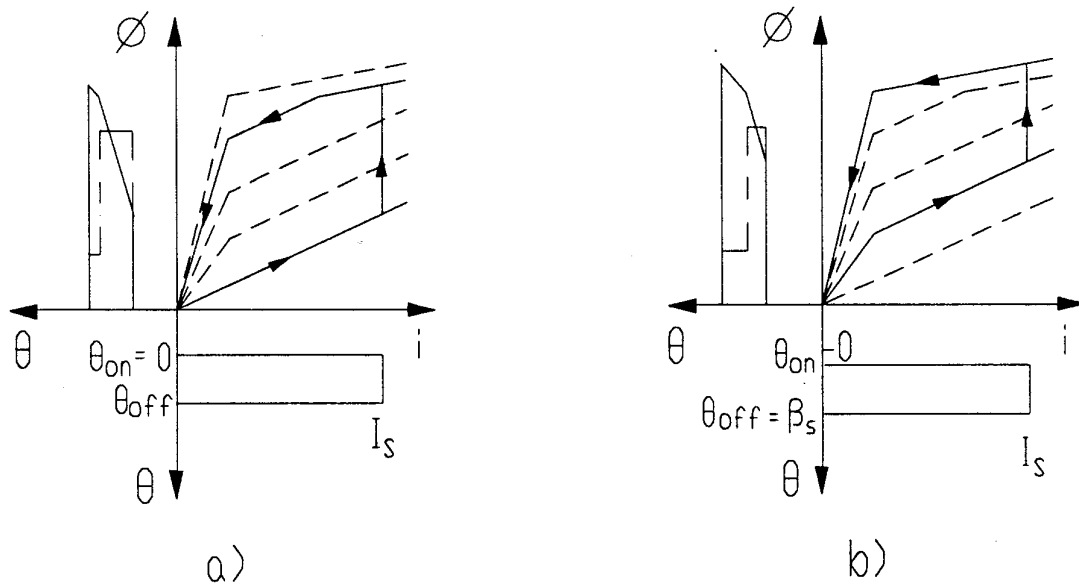


Figura 4.10 Trayectorias y diagramas de tensión corriente y flujo, para un accionamiento con alimentación de corriente

en la Figura 4.10 a) el ángulo de encendido es igual a 0, en la Figura 4.10 b) el ángulo de apagado se ha hecho igual a β_s . Una comparación de las dos trayectorias de la Figura 4.10, indica que un aumento del ángulo de encendido empuja al punto de trabajo hacia la zona de alta saturación magnética, reduciendo el área encerrada por la trayectoria y por lo tanto también la cupla media desarrollada. Este hecho determina la conveniencia de fijar el ángulo de encendido en 0, y dejar a la amplitud de corriente y el ángulo de apagado como variables de control. La primera varía entre 0 y la corriente nominal I_N , mientras el segundo lo hace entre 0 y la amplitud del paso (ϵ), para evitar la conducción simultánea de dos fases.

Despreciando los picos de tensión debidos a la transición abrupta de la corriente, la tensión de alimentación de las fases iguala a la f_{cem} durante el intervalo de conducción, es decir:

$$v = \begin{cases} K I_s \Omega & I_s \leq I_m & (a) \\ K I_m \Omega & I_s > I_m; \phi \leq \Phi_m & (b) \\ \sigma K I_m \Omega & I_s > I_m; \phi > \Phi_m & (c) \end{cases} \quad (4.19)$$

y es nula en cualquier otro intervalo.

El par medio desarrollado está dado por el área encerrada por la trayectoria de la Figura 4.10 a) y puede ser expresado como:

$$T_{av} = \begin{cases} \frac{qK}{2\alpha_r} I_s^2 \theta_{off} & I_s \leq I_m \quad (a) \\ \frac{qK}{2\alpha_r} \left(I_m I_s - \frac{I_m^2}{2} \right) \theta_{off} & I_s > I_m; \phi(\theta_{off}) \leq \Phi_m \quad (b) \\ \frac{qK}{2\alpha_r} \left\{ \sigma I_m I_s - \frac{I_m^2}{2} + (1-\sigma) \left[\frac{\Gamma I_m^2}{2} - \frac{L_u}{K\theta_{off}} \left[\frac{(\Gamma I_m - I_s)^2}{2} + \frac{1}{2} \left(\frac{K\theta_{off} I_m}{L_u} \right)^2 \right] \right] \right\} \theta_{off} & I_s > I_m; \phi(\theta_{off}) > \Phi_m \quad (c) \end{cases} \quad (4.20)$$

Las ecuaciones (4.20) indican que la cupla media correspondiente a la alimentación con fuente de corriente es una función cuadrática de la corriente, mientras

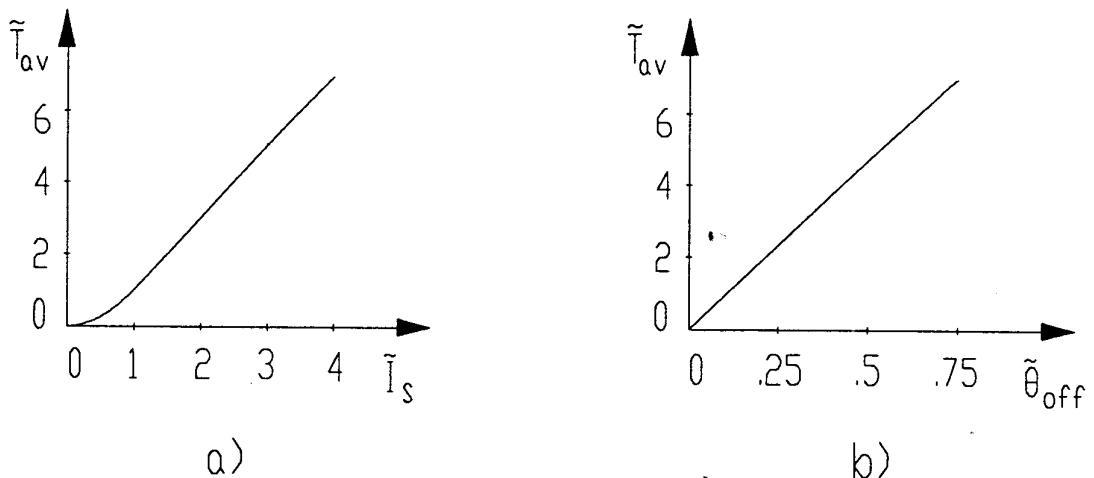


Figura 4.11 Relaciones de control para un accionamiento con alimentación de corriente y saturación magnética

ésta sea menor que I_m , para pasar a una dependencia lineal mientras se encuentra en la zona de baja saturación, y volver a una función cuadrática, pero con curvatura negativa, cuando el motor entra en la zona de alta saturación. En la Figura 4.11 a) se muestra, en forma normalizada, la cupla en función de la corriente evaluada para un ángulo de apagado igual al máximo. En la Figura 4.11 b) se muestra, en forma normalizada, la cupla media en función del ángulo de apagado, cuando la amplitud de la corriente es igual a su valor límite (I_N). La dependencia de la cupla media con el ángulo de apagado es lineal hasta que el motor entra en la zona de alta saturación, donde cambia por una ley cuadrática.

Se obtiene la máxima cupla cuando se alimenta al motor con una corriente igual a I_N , y se mantiene el ángulo de apagado igual a ϵ . En estas condiciones el flujo en el instante de apagado supera al valor de saturación y por lo tanto la cupla está dada por (4.20) c), con $I_S=I_N$ y $\theta_{off}=\epsilon$. Esta cupla puede ser desarrollada hasta una velocidad en que la f_{cem} supera a la tensión nominal del motor. Dado que la f_{cem} máxima en estas condiciones está dada por la (4.19) b), la velocidad resulta igual a V_N/KI_m , que coincide con la velocidad nominal definida en (4.6). Por encima de esta velocidad la corriente debe ser disminuida por debajo del valor de saturación I_m , para no superar la tensión nominal. Esto implica que el motor, alimentado en corriente, solo puede funcionar en zona lineal para velocidades superiores a la nominal. La f_{cem} ahora está dada por la (4.19) a), y la máxima corriente debe ser disminuida en correspondencia, resultando

$$I_{S,max} = \begin{cases} I_N & \Omega \leq \Omega_N & (a) \\ I_m \frac{\Omega_N}{\Omega} & \Omega > \Omega_N & (b) \end{cases} \quad (4.21)$$

Sustituyendo (4.21) en (4.20) y haciendo $\theta_{off}=\epsilon$ resulta una cupla máxima igual a:

$$T_{cv,max} = \begin{cases} \frac{K}{2} \left\{ \sigma I_m I_N - \frac{I_m^2}{2} + (1-\sigma) \left[\frac{\Gamma I_m^2}{2} - \frac{qL_u}{\alpha K} \left[\frac{(\Gamma I_m - I_N)^2}{2} + \frac{1}{2} \left(\frac{K\alpha I_m}{qL_u} \right)^2 \right] \right] \right\} & \Omega \leq \Omega_N & (a) \\ \frac{1}{2} K I_m^2 \left(\frac{\Omega_N}{\Omega} \right)^2 & \Omega > \Omega_N & (b) \end{cases} \quad (4.22)$$

Esta cupla se presenta en forma normalizada en la Figura 4.12.

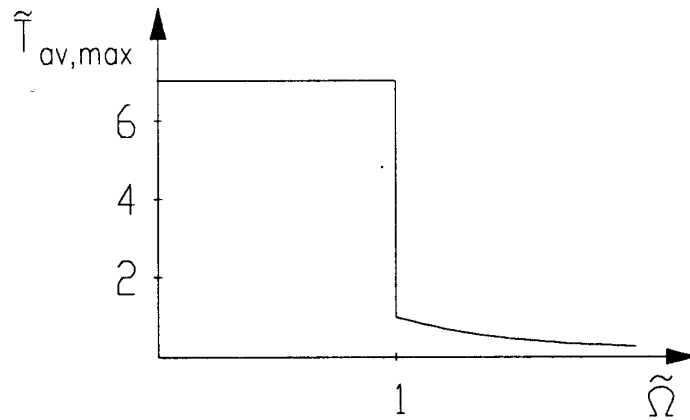


Figura 4.12 Características cupla-velocidad de un accionamiento con alimentación de corriente

4.3.2 Alimentación con fuente de tensión

4.3.2.1 Descripción del funcionamiento

Las trayectorias generadas por un accionamiento alimentado con fuente de tensión, en el plano ϕ - i a lo largo de un ciclo de trabajo, pueden ser encontradas calculando el flujo concatenado por una fase como función de la posición rotórica y la tensión aplicada.

En la Figura 4.13 se muestra una trayectoria típica de funcionamiento motor en baja velocidad, junto con los diagramas temporales de corriente, flujo concatenado y tensión (línea de trazo y punto). Los diagramas representan a las variables de una fase a lo largo de un ciclo de trabajo. En el ángulo de encendido (θ_{on}) el generador de tensión es aplicado plenamente sobre la fase, para establecer una corriente en la fase lo más rápidamente posible. Entre 0 y θ_{off} , la corriente es regulada en el valor deseado, conmutando la tensión en un valor igual a (4.19) b) mientras se encuentra en la zona de baja saturación, e igual a (4.19) c) cuando entra en la zona de alta saturación. En el ángulo θ_{off} comienza el intervalo de desenergización en el cual el generador de tensión es plenamente aplicado sobre la fase pero con polaridad negativa, para extinguir

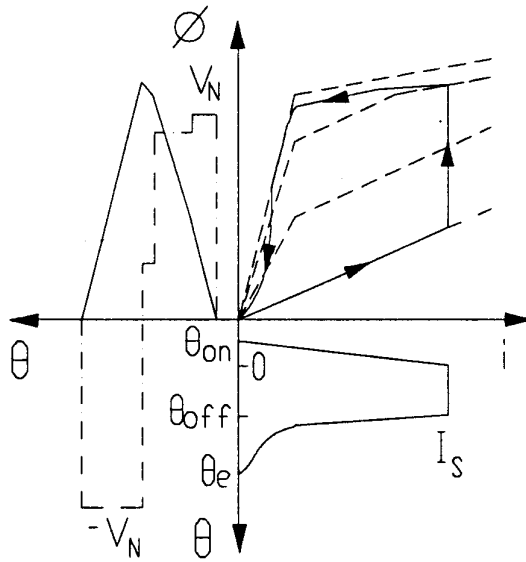


Figura 4.13 Trayectoria y diagramas correspondientes a un accionamiento alimentado con tensión y funcionando en baja velocidad

rápidamente la corriente. El ciclo de trabajo se completa en θ_e donde la corriente se anula.

Al igual que en la zona lineal pueden distinguirse dos modos de operación, A y B, según la f_{cem} sea mayor o menor que la amplitud de la tensión del generador en el intervalo entre 0 y θ_{off} . A diferencia de lo que ocurre en la región lineal, el límite entre ambos modos de funcionamiento es la velocidad nominal. Esto se debe a que mientras la corriente sea mayor que el valor de saturación I_m , la f_{cem} está dada por la (4.19) b) la cual solo depende de la velocidad, y no de la corriente que circula por la fase.

Mientras el accionamiento trabaja en modo A, la corriente tiende a crecer y debe ser controlada conmutando el generador de tensión. Se pueden distinguir dos submodos de operación: A-1 y A-2, según cual sea el valor en que se controla la corriente. En el submodo A-1, la corriente es controlada a lo largo de todo el intervalo $0-\theta_{off}$, en un valor cualquiera entre 0 e I_N . Una trayectoria típica del submodo A-1 es la mostrada en la Figura 4.13. El submodo A-2 se caracteriza por el hecho que la corriente solo es controlada en el caso que alcance su valor máximo I_N , como se muestra en la Figura 4.14 a).

El modo B tiene lugar para velocidades mayores que la nominal, y se caracteriza por el hecho que el generador de tensión está plenamente aplicado durante todo el ciclo de trabajo. Primero con polaridad positiva en el intervalo de energización y luego con

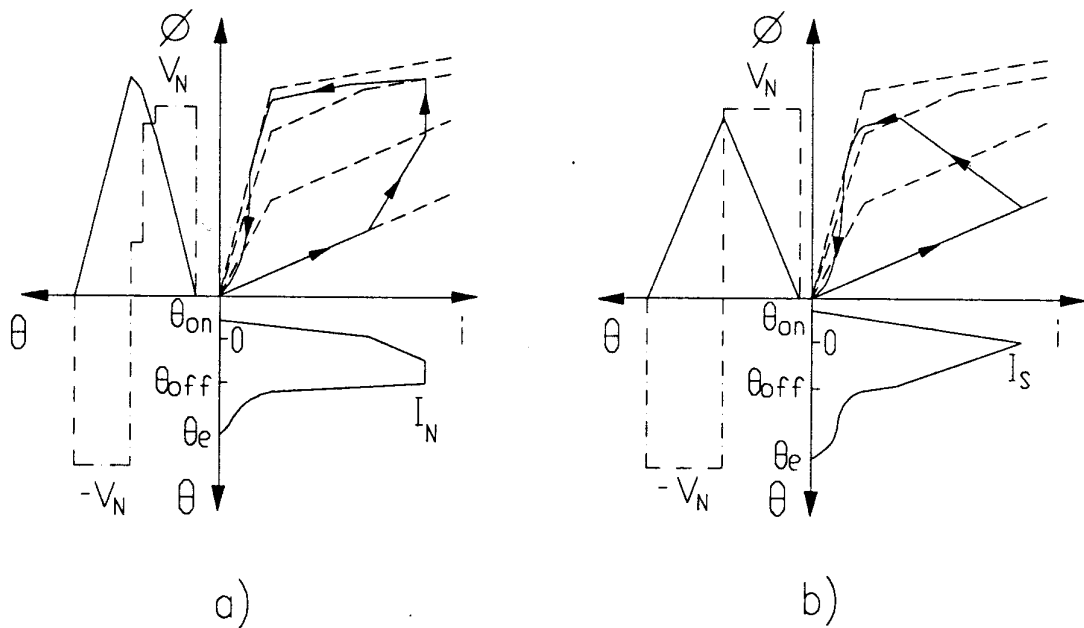


Figura 4.14 Trayectorias y diagramas correspondientes al submodo A-2 y al modo B.

polaridad negativa durante la desenergización. Dado que la amplitud de tensión es la misma en ambos intervalos, también lo debe ser su duración. Entre 0 y θ_{off} , la corriente disminuye debido a que la f_{cem} es mayor que la tensión de alimentación. Una trayectoria y diagramas típicos del modo B son los presentados en la Figura 4.14 b).

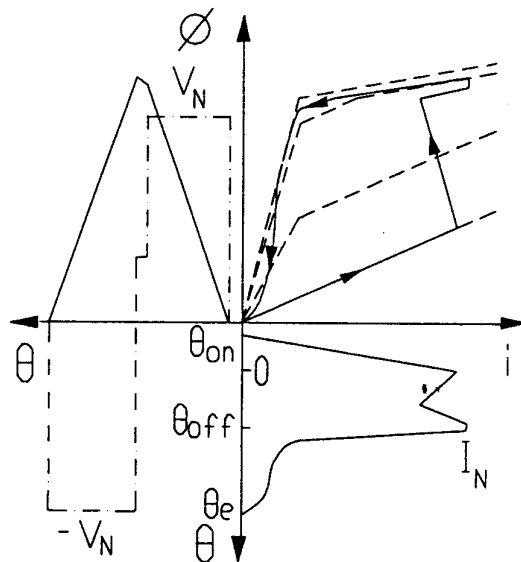


Figura 4.15 Trayectoria y diagramas temporales para una situación atípica.

Una situación anómala puede ocurrir cuando se opera en modo B cerca de la

velocidad nominal. En esta circunstancia, cuando el motor entra en la zona de alta saturación la f_{cem} cae del valor indicado por la (4.19) b) hasta el correspondiente a (4.19) c); si la tensión del generador es superior a este último valor, la corriente vuelve a crecer y se hace necesario conmutar el generador para limitarla. La trayectoria y diagramas correspondientes a esta situación son los mostrados en la Figura 4.15.

Una propiedad interesante de las trayectorias en la zona de saturación puede ser descripta calculando la pendiente de estas trayectorias. Si se desprecia la caída de tensión en la resistencia de la fase, la tensión aplicada es igual a la derivada temporal del flujo concatenado. De esta relación puede obtenerse el diferencial de posición

$$d\theta = \frac{\Omega}{v} d\phi \quad (4.23)$$

este diferencial es sustituido en la ecuación del diferencial de flujo obtenido derivando las ecuaciones del modelo presentado en la Sección 3.2, y de este modo se tiene la pendiente de las trayectorias para corrientes mayores que la de saturación

$$\frac{d\phi}{di} = \begin{cases} \frac{L_u}{1 \mp \frac{K I_m \Omega}{v}} & \phi \leq \phi_m & (a) \\ \frac{\sigma L_u}{1 \mp \frac{\sigma K I_m \Omega}{v}} & \phi > \phi_m & (b) \end{cases} \quad (4.24)$$

donde el signo - corresponde a excitación en la zona de inductancia creciente, mientras el signo + representa a excitación en la zona de inductancia decreciente. Dado que v toma valores constantes por tramos, las trayectorias están formadas por líneas rectas cuya pendiente depende del valor de la tensión de alimentación del motor. Cuando la corriente es regulada, v iguala a la f_{cem} conduciendo a una pendiente infinita que representa una línea vertical en el plano ϕ - i . En la zona lineal no es posible encontrar una expresión simple para las trayectorias debido a que el flujo es una función del producto $i\theta$.

Para calcular la cupla media desarrollada por el motor se puede dividir al ciclo de trabajo en cinco ciclos elementales trabajando separadamente en los intervalos: $[\theta_{on}-0]$, $[0-\theta_{off}]$, $[\theta_{off}-\beta_s]$, $[\beta_s-\beta_r]$, $[\beta_r-\theta_e]$. En el primer ciclo elemental, la corriente coincide con la real de la fase hasta que es llevada abruptamente a cero en $\theta=0$; en el segundo ciclo la corriente se hace igual a $i(0)$ en $\theta=0$, coincide con la real mientras el rotor se desplaza entre 0 y θ_{off} , instante en el cual es llevada a cero; y así se construyen los cinco ciclos en sucesión. Las trayectorias descritas en el primer y cuarto ciclo no encierran ningún área, por lo tanto no se desarrolla ninguna cupla en estos intervalos. Las trayectorias en los demás ciclos encierran un área no nula, lo cual determina que la cupla media desarrollada puede expresarse, al igual que en la operación en la zona lineal, como la suma de tres términos correspondientes a las áreas encerradas por las trayectorias en el segundo, tercero y quinto ciclo respectivamente.

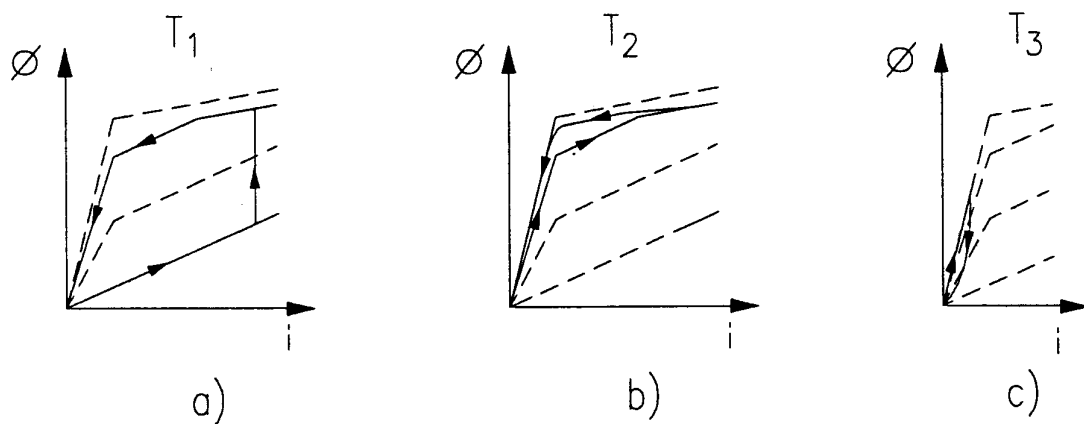


Figura 4.16 *Trayectorias elementales en el plano ϕ - i*

En la Figura 4.16 se exponen las trayectorias elementales. Las dos primeras son recorridas en un sentido antihorario dando lugar a un valor positivo de cupla para T_1 y T_2 . La tercera, en cambio, es recorrida en sentido horario dando lugar a un valor negativo para T_3 , correspondiente a la presencia de corriente en la fase en una zona de inductancia decreciente. De estos tres términos T_1 sigue siendo el más importante y el que es efectivamente controlado, mientras T_2 y T_3 son el resultado de que la corriente necesita de un tiempo para extinguirse. El valor negativo de T_3 reduce la cupla media producida e impone restricciones en la selección del ángulo de apagado.

4.3.2.2 Relación entre la cupla producida y las variables de control

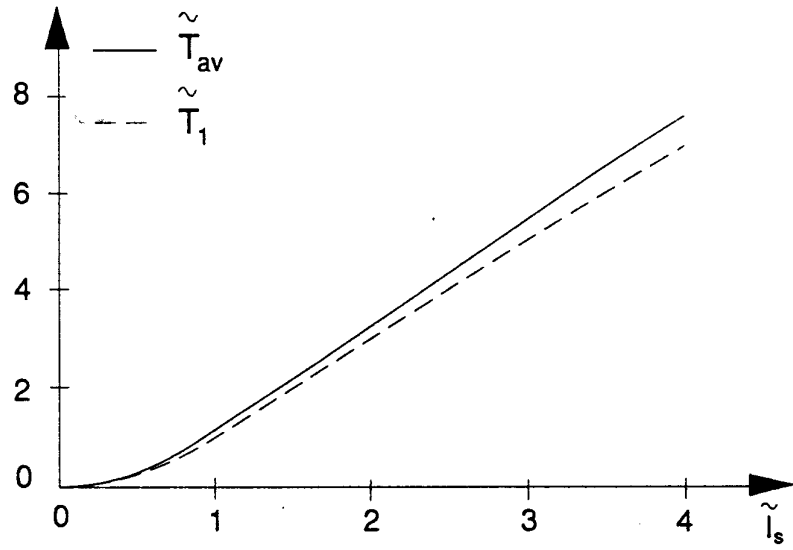
Modo A:

Al igual que para la operación en zona lineal, en el modo de operación A pueden distinguirse dos submodos según cuáles sean las variables efectivas de control.

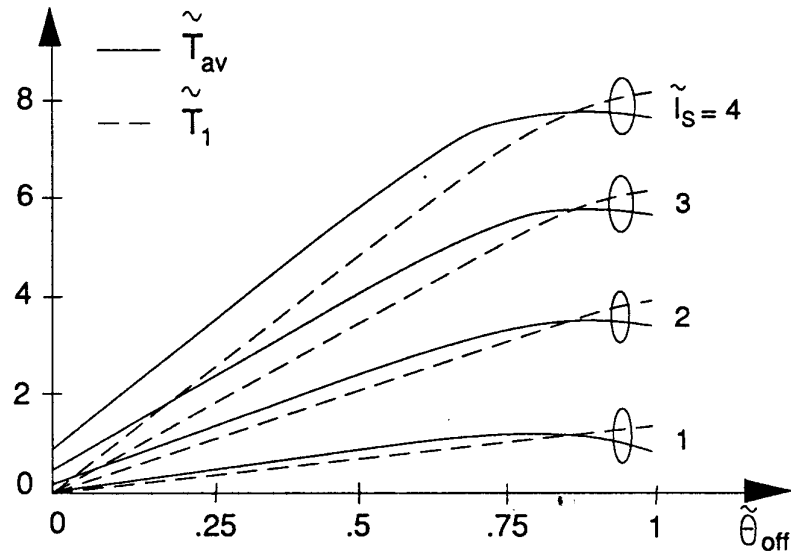
Submodo A-1: En el submodo A-1 las variables de control son la amplitud de la corriente y el ángulo de apagado. La primera es controlada entre 0 y el valor de corriente nominal, mientras el segundo entre 0 y β_s . El ángulo de encendido se elige de acuerdo a (4.13) para obtener la amplitud de corriente deseada en $\theta=0$.

En la Figura 4.17 a) y b) se presenta, en forma normalizada, la cupla media desarrollada por el motor en función de las variables de control. En este modo de funcionamiento el término T_1 se corresponde exactamente con la cupla total producida por el motor con alimentación de corriente. Es por ello que se incluye en la figura, en línea de trazos, como comparación de los dos modos de alimentación. Todas las curvas han sido trazadas para $\Omega=\Omega_N$; además en la Figura 4.17 a) se ha fijado $\theta_{off}=\epsilon$. En la Figura 4.17 b) puede apreciarse que la contribución de T_2 y T_3 es máxima para corrientes elevadas, debido a que se necesita un tiempo mayor para extinguir la corriente; y presenta un máximo para un ángulo de apagado cercano a ϵ . La Figura 4.17 a) muestra que el término T_1 predomina sobre la suma de T_2 y T_3 . T_1 reproduciendo el funcionamiento con alimentación de corriente, está representada por (4.20); y dado que predomina en la cupla total desarrollada, la relación entre ésta y la corriente sigue siendo una función casi cuadrática, para valores de corriente inferiores a I_m (zona lineal), y es una función prácticamente lineal para valores mayores (zona de saturación). Los resultados de la Figura 4.17 muestran que la operación en el submodo A-1 es una buena aproximación del accionamiento con alimentación de corriente.

Submodo A-2: En el submodo A-2 las variables de control son los ángulos de encendido y apagado. El primero es controlado entre un valor mínimo dado por (4.13) evaluada para $I_S=I_N$, dado que por debajo de ese valor se reproduce el funcionamiento en submodo A-1, y un valor máximo fijado en β_s . El ángulo de apagado se controla entre 0 y β_s , manteniéndose siempre superior a θ_{on} .



a)



b)

Figura 4.17 Relaciones de control correspondientes al submodo A-1

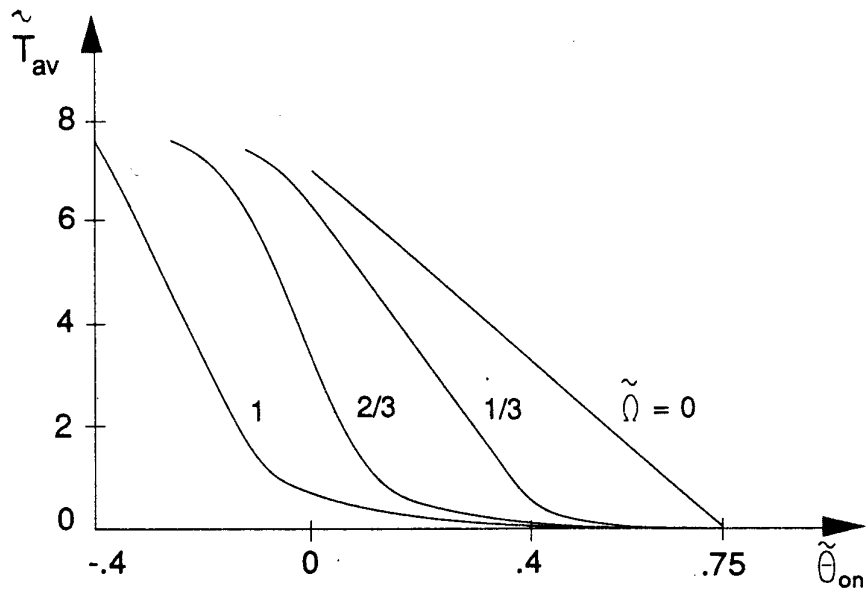
En la Figura 4.18 se presenta, en forma normalizada, el par medio producido por el motor operando en el submodo A-2, en función de las variables de control: el ángulo de encendido en la Figura 4.18 a), y el ángulo de apagado en la Figura 4.18 b). Las curvas de la Figura 4.18 a) han sido trazadas para $\theta_{off}=\epsilon$, mientras las curvas de la Figura 4.18 b) corresponden a $\Omega=\Omega_N$. Los resultados mostrados en la Figura 4.18 a), prueban que el ángulo de encendido, en un accionamiento con alimentación de tensión, puede ser utilizado como una variable de control efectiva. Estas curvas ilustran que la relación entre la cupla producida y el ángulo de encendido, depende fuertemente de la velocidad de trabajo del motor; pasando de una relación lineal para velocidades cercanas a cero, a funciones no lineales a medida que la velocidad aumenta. Si bien la relación es no lineal, ésta puede aproximarse a una lineal pero debe distinguirse que el rango de control efectivo del ángulo disminuye en amplitud y se desplaza hacia valores menores a medida que la velocidad aumenta.

Modo B:

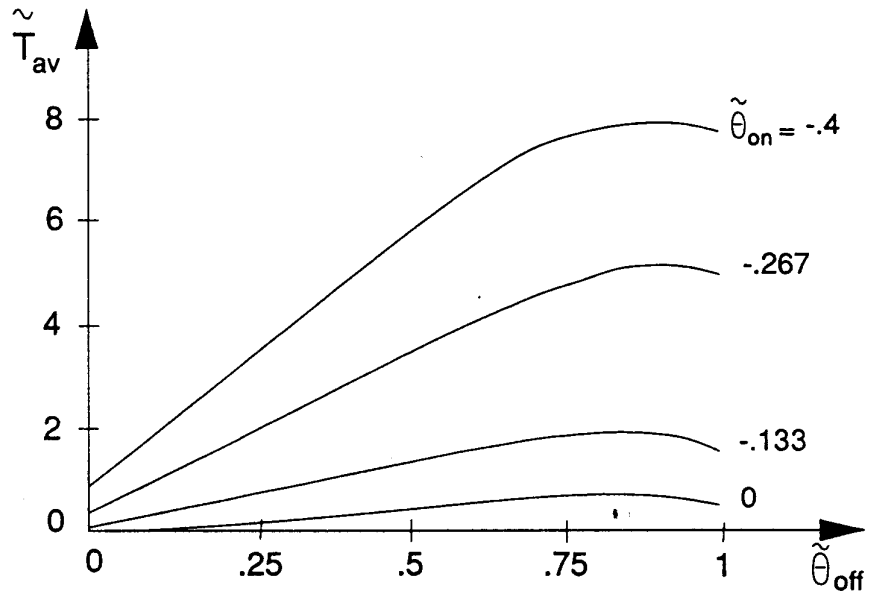
En el modo B las variables de control son los ángulos de encendido y apagado. El primero es controlado entre $-\theta_1$ y un máximo dado por (4.14), mientras el ángulo de apagado se controla entre 0 y β_s . Dado que el ángulo de encendido está relacionado a la amplitud de corriente en $\theta=0$, a través de (4.13), es usual tomar a $i(0)=I_s$ como la variable de control en lugar de θ_{on} . Se puede controlar I_s entre 0 e I_N , mientras el ángulo de encendido sea superior a $-\theta_1$, es decir hasta una velocidad

$$\Omega_{V,s} = \frac{V_N \theta_1}{L_u I_N} \quad (4.25)$$

a partir de la cual el límite superior de corriente debe ser reducido para satisfacer la condición del mínimo ángulo de encendido. Para el motor con el que se trabajó se cumple que $\Omega_{V,s} = 2\Omega_N$. Esta velocidad es sustancialmente inferior al límite determinado en la zona lineal ($\Omega_{V,l}$), debido a que la corriente máxima en ese caso



a)



b)

Figura 4.18 Relaciones de control correspondientes al sub-modo A-2

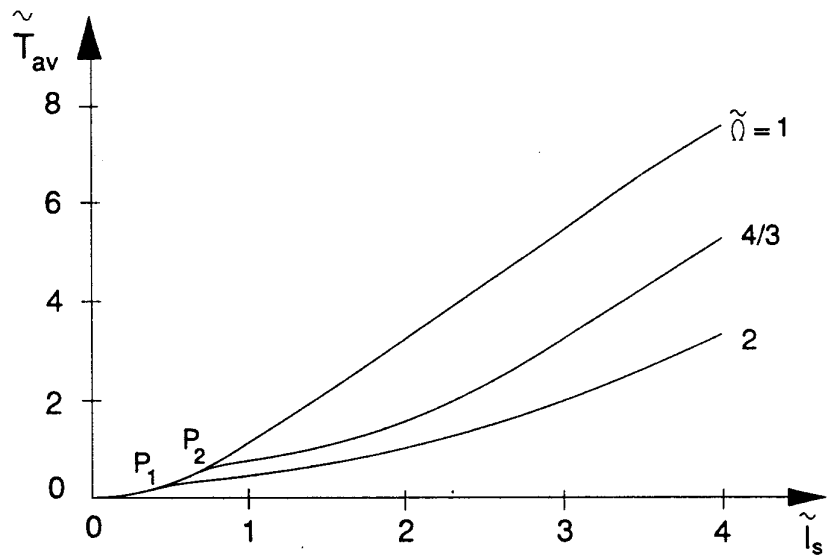
estaba limitada a I_m .

El ángulo de apagado es controlado desde 0 hasta un valor máximo que en altas velocidades queda limitado por la condición que la corriente en la fase debe extinguirse antes que se aplique tensión positiva nuevamente a la misma fase, es decir que $\theta_{\text{off,max}}$ sigue estando determinado por (4.16).

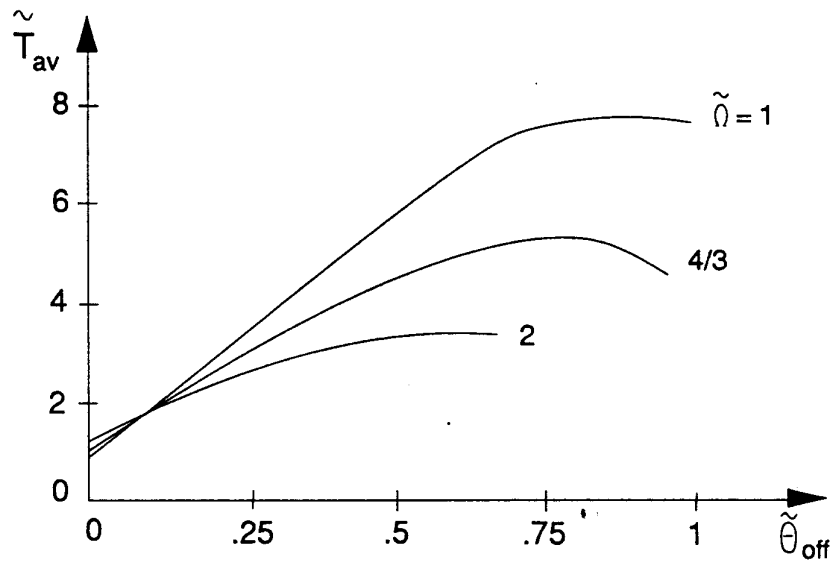
En la Figura 4.19 se presenta, en forma normalizada, el par medio producido por el motor operando en el modo B, en función de las variables de control: el ángulo de encendido, que es equivalente a la corriente I_S en la Figura 4.19 a), y el ángulo de apagado en la Figura 4.19 b). Las curvas de la Figura 4.19 a) han sido trazadas para $\theta_{\text{off}}=\epsilon$, con la excepción de la curva correspondiente a $2\Omega_N$ que fue trazada para $\theta_{\text{off,max}}=0.7\beta_s$. Las curvas de la Figura 4.19 b) corresponden a $I_S=I_N$ y se extienden desde 0 hasta β_s , salvo la curva correspondiente a $2\Omega_N$ que se interrumpe en $\theta_{\text{off,max}}$. Los puntos P_1 y P_2 en la Figura 4.19 a), representan la transición entre el funcionamiento en zona lineal y en saturación. Las ordenadas de estos puntos corresponden a la cupla máxima desarrollada en el modo A, por lo tanto puede observarse en la figura un aumento sustancial de cupla cuando se opera al motor en el modo B. En este caso el aumento es aún más significativo que en la zona lineal, dado que el modo A para velocidades superiores a la nominal sólo se consigue en zona lineal, es decir que las ordenadas de P_1 y P_2 coinciden con las de la Figura 4.8 a).

4.3.2.3 Máximo par desarrollable

La máxima cupla obtenible con un accionamiento alimentado con tensión puede ser obtenido del siguiente modo. Para velocidades inferiores a la nominal, el accionamiento desarrolla la máxima cupla cuando la corriente en la fase es regulada en su máximo valor entre 0 y θ_{off} ; por encima de la velocidad nominal el ángulo de encendido es elegido de modo tal que la corriente alcance el valor I_N para $\theta=0$. En ambas regiones el ángulo de apagado, que garantiza una cupla máxima, varía con la velocidad. Parte de un valor igual a β_s a baja velocidad para tender a $\theta_{\text{off,max}}$ a máxima velocidad. Para velocidades intermedias el ángulo de apagado ideal se aparta de su valor máximo para limitar la cupla negativa producida.



a)



b)

Figura 4.19 Relaciones de control correspondientes al modo B

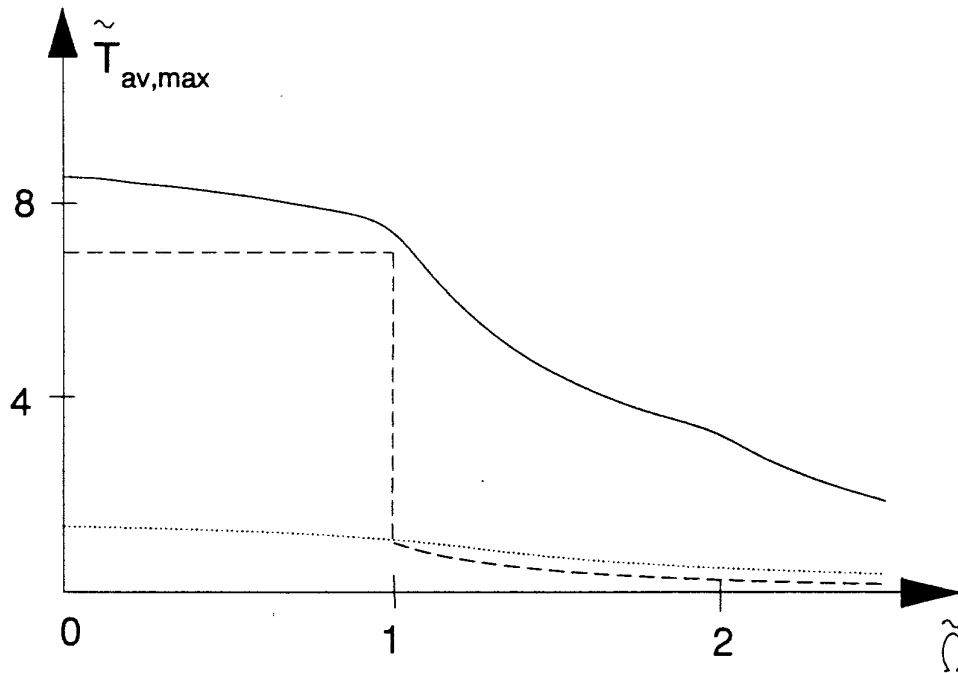


Figura 4.20 Características de cupla-velocidad para un accionamiento con alimentación de tensión operando con saturación magnética

En la Figura 4.20 se dibujan las características de cupla-velocidad máximas del SRM. La curva trazada en línea llena corresponde al control descrito en el párrafo anterior; mientras se incluyen además a modo de comparación la característica correspondiente a un accionamiento con alimentación de corriente (línea de trazos), así como la máxima cupla obtenible trabajando solo en la zona lineal (línea de puntos). Las curvas demuestran que para velocidades superiores a la nominal, el accionamiento alimentado con tensión es capaz de desarrollar una cupla sustancialmente mayor que la correspondiente a la alimentación de corriente; y se logra una operación con potencia aproximadamente constante hasta una velocidad igual a $\Omega_{v,s}$, por encima de esta velocidad no se tiene más control y la cupla cae con el cuadrado de la velocidad. En el rango de bajas velocidades, el accionamiento con alimentación de tensión también supera al correspondiente con alimentación de corriente debido a la contribución del término T_2 .

4.4 ESQUEMAS DE CONTROL DE VELOCIDAD

En todos los modos de operación considerados anteriormente, las variables de control efectivas son dos: la primera puede ser la amplitud de la corriente, o el ángulo de encendido, mientras que la segunda es el ángulo de apagado. Una estrategia conveniente para controlar al SRM, es usar la primera para controlar la cupla del motor, y elegir el ángulo de apagado tal que el accionamiento desarrolle el máximo par disponible para cada velocidad y nivel de corriente. El problema que surge de esta elección es que el ángulo de apagado debe variar en una forma muy compleja. La solución más directa sería fijar la referencia para este ángulo en el máximo valor que satisface la restricción sobre la extinción de la corriente en todo el rango de velocidades y corrientes, es decir

$$\theta_{off}^* = \frac{\alpha_r}{2} - \theta_1 \quad (4.26)$$

Esta no es una buena solución ya que no se aprovecha la máxima cupla obtenible en un amplio rango de velocidades. Para superar este inconveniente, se puede elegir que el ángulo de apagado varíe con la velocidad del siguiente modo:

$$\theta_{off}^* = \begin{cases} \beta_s - \left(\beta_s - \frac{\alpha_r}{q} \right) \frac{\Omega}{\Omega_N} & 0 \leq \Omega \leq \Omega_N \\ \frac{\alpha_r}{q} & \Omega_N < \Omega \leq \Omega_C \\ \frac{\alpha_r}{2} - \frac{I_N L_u \Omega}{V_N} & \Omega_C < \Omega \leq \Omega_{Vs} \\ \frac{\alpha_r}{2} - \theta_1 & \Omega > \Omega_{Vs} \end{cases} \quad (4.27)$$

donde Ω_C es la velocidad para la cual el ángulo de apagado máximo es igual al paso del motor ($\theta_{off,max}=\epsilon$), es decir

$$\Omega_C = \frac{V_N \alpha_r}{L_u I_N} \left(\frac{1}{2} - \frac{1}{q} \right) \quad (4.28)$$

para el motor en análisis resulta $\Omega_C = 1,87 \Omega_N$. Con esta elección del ángulo de apagado se obtiene una cupla bastante cercana al máximo posible sobre todo el rango de velocidades, y el control del ángulo no es demasiado complicado.

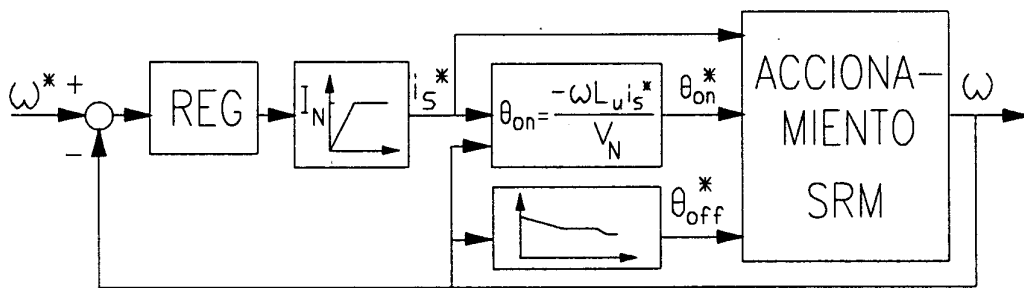


Figura 4.21 Esquema de control de velocidad con la variable manipulada interpretada como un requisito de corriente

Es posible concebir distintos esquemas de lazo cerrado para controlar la velocidad de un SRM, según como se interprete la señal de salida del regulador del lazo de control de velocidad. Si la salida del regulador de velocidad es interpretada como un requisito de corriente, el esquema de control puede ser configurado como lo muestra la Figura 4.21. La señal de salida del regulador ingresa a un limitador, establecido en el valor I_N , para fijar el valor de referencia para la amplitud de la corriente de fase (i_s^*). Este valor de referencia ingresa a un regulador de corriente interno al accionamiento, y al sistema de cálculo del ángulo de encendido que la procesa de acuerdo a (4.13). La referencia para el ángulo de encendido así obtenida (θ_{on}^*), garantiza la obtención de la corriente deseada en $\theta=0$. Mientras el accionamiento opera en modo A, el regulador de corriente conmuta al generador de tensión para controlar la corriente en el valor deseado. Cuando el accionamiento opera en el modo B, el regulador de corriente no es capaz de

controlarla y automáticamente el generador de tensión queda aplicado sobre la fase adecuada.

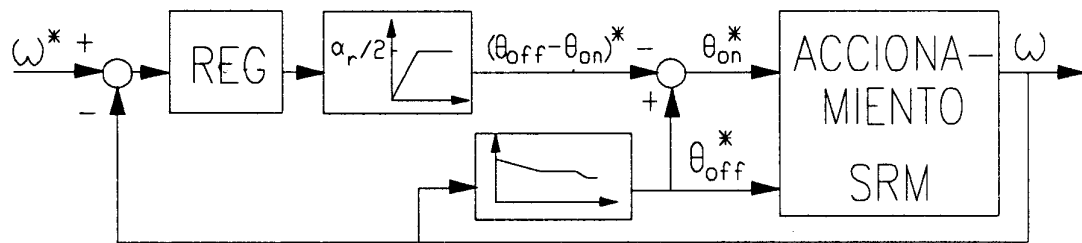


Figura 4.22 Esquema de control de velocidad con la variable manipulada interpretada como un requisito de intervalo de energización

Si la señal de salida del regulador es interpretada como una demanda de un intervalo de energización, el esquema de control puede ser configurado como se ilustra en la Figura 4.22. La variable manipulada ingresa a un limitador construido en base a la restricción del máximo ángulo de extinción; y luego en un sumador, que efectúa la diferencia con el valor del ángulo de apagado, para entregar al accionamiento el valor de referencia para el ángulo de encendido. El regulador de corriente, que se encuentra dentro del accionamiento propiamente dicho, tiene un valor de referencia fijado en I_N , para evitar que la corriente en las fases supere un valor máximo en el cual el motor opera en modo seguro. Dependiendo de la velocidad y la amplitud de la señal de error, la corriente puede alcanzar su valor máximo para $\theta < 0$. Cuando esto sucede, un incremento del intervalo de energización no produce aumento alguno en la cupla motora. Este inconveniente puede ser superado reemplazando al limitador fijo de la Figura 4.22, por otro de amplitud variable igual a $\theta_{off}^* - \theta_{on}$, donde θ_{on} es calculado con (4.13) evaluada para $I_S = I_N$.

Si la señal de salida del regulador es interpretada como una demanda de cupla, el esquema de control puede ser configurado como se ilustra en la Figura 4.22. La señal de salida del regulador ingresa en un limitador construido de acuerdo a las características de cupla máxima mostradas en la Figura 4.20. La salida del limitador es interpretada como una referencia de cupla que es procesada por un bloque funcional (F), que entrega al accionamiento las señales de referencia de corriente y de ángulo de encendido. Las

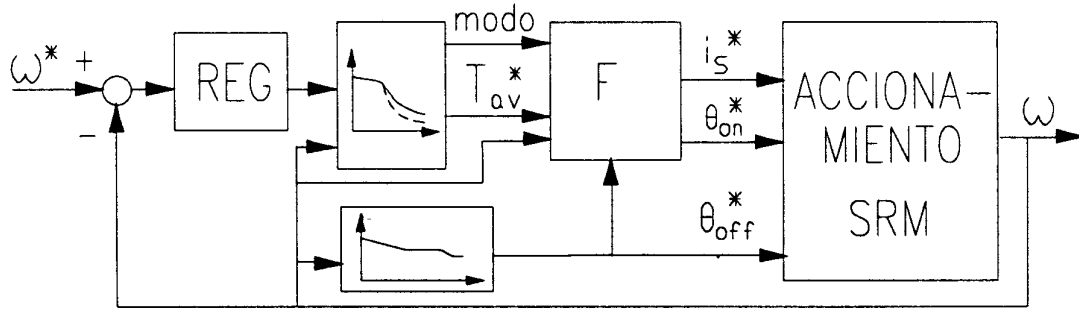


Figura 4.23 Esquema de control de velocidad con la variable manipulada interpretada como un requisito de cupla

ecuaciones el bloque funcional dependen de la velocidad y del modo de control que se encuentra activo. Para velocidades inferiores a la nominal, el motor opera en el modo A, y los submodos A-1 y A-2 pueden ser implementados. Para el submodo A-1 la referencia de corriente es calculada de las ecuaciones de cupla dadas por (4.20), evaluada para θ_{off}^* . Dado que la ecuación (4.20) b) evaluada para flujos superiores al valor de saturación (pero dentro del régimen nominal), se aparta levemente de la (4.20) c), la (4.20) b) es utilizada en toda la región de saturación magnética sin hacer distinciones entre alta y baja saturación. Las ecuaciones del bloque funcional para el modo A-1 pueden simplificarse en:

$$i^* = \begin{cases} \sqrt{\frac{2 \alpha_r \tau_{av}^*}{q K \left[\beta_s + \left(\frac{\alpha_r - \beta_s}{q} \right) \frac{\Omega}{\Omega_N} \right]}} & \tau_{av}^* \leq T_{av,m} & (a) \\ \frac{1}{I_m} \left\{ \frac{2 \alpha_r \tau_{av}^*}{q K \left[\beta_s + \left(\frac{\alpha_r - \beta_s}{q} \right) \frac{\Omega}{\Omega_N} \right]} + \frac{I_m^2}{2} \right\} & \tau_{av}^* > T_{av,m} & (b) \end{cases} \quad (4.29)$$

donde

$$T_{av,m} = \frac{q K}{2 \alpha_r} I_m^2 \theta_{off}^*$$

A partir de (4.29), la referencia para el ángulo de encendido es calculada con la ayuda de (4.13). Para funcionamiento en el submodo A-2, la referencia para el ángulo de encendido es obtenida de las curvas de la Figura 4.18 a), y la referencia de corriente se fija en I_N .

Para velocidades superiores a la nominal, el modo B se encuentra activo. En este modo, la referencia de corriente es obtenida de las curvas de la Figura 4.19 a), y luego es introducida en (4.13) para calcular la referencia del ángulo de encendido. El cálculo de las señales de referencia tanto en el submodo A-2, como en el modo B prácticamente exigen el uso de tablas de búsqueda, ya que no es posible encontrar una expresión matemática sintética.

De los esquemas propuestos, el presentado en la Figura 4.22 es el de implementación más simple, pero presenta una transferencia no lineal que dificulta el diseño del regulador. El correspondiente a la Figura 4.22 ofrece la ventaja de que la cupla motora es proporcional a la señal de salida del regulador, presentando una transferencia lineal por el lazo de control, pero la implementación del controlador es bastante compleja. El esquema de la Figura 4.21 ofrece una solución intermedia, en la cual, si bien la transferencia no es lineal, se pueden realizar algunas aproximaciones en el diseño del regulador, como se verá en el Capítulo 6.

CAPÍTULO 5

CONVERTIDORES DE POTENCIA EN LA ALIMENTACIÓN DE MOTORES DE RELUCTANCIA CONMUTADA

5.1 INTRODUCCIÓN

En el capítulo anterior se analizaron las características de control del SRM suponiendo dos tipos de alimentación: de corriente o de tensión. Con la primera, un generador de corriente de amplitud controlada aplica pulsos de corriente en cada fase en determinadas posiciones rotóricas [87] [88], en este caso el convertidor de potencia actúa como un conmutador de corriente. Con la segunda, un generador de tensión de amplitud constante es aplicado sobre cada fase con polaridad positiva o negativa [23] [89][90][91][92]. Una tensión positiva provoca la circulación de corriente en la fase, mientras que una tensión negativa determina su rápida extinción. La conmutación de la tensión sobre la fase permite aplicar a la misma una tensión media menor que la del generador, lográndose así el control de la corriente en la fase.

En este capítulo se analizan distintas alternativas de convertidores empleados en los accionamientos con SRMs, para obtener una alimentación como la descrita en el capítulo anterior. Se realiza un estudio comparativo de las mismas en lo referente a número de dispositivos de potencia requerido y su dimensionamiento, la capacidad de los distintos convertidores de operar aún frente a fallas en alguna fase, y la aplicabilidad de los mismos en los distintos rangos de velocidad [93].

El análisis llevado a cabo en el capítulo anterior, mostró que la alimentación de tensión se comporta de un modo muy similar a la de corriente mientras la primera trabaja en el modo A-1. Es decir que para velocidades menores que la nominal es posible obtener una prestación similar con ambos sistemas. En cambio, por encima de este valor, el convertidor de tensión puede trabajar en modo B, permitiendo que el motor

desarrolle una cupla sustancialmente superior a la obtenible con una alimentación de corriente. Este hecho sugiere que los convertidores de tensión son los más adecuados para la alimentación del SRM cuando se considera todo el rango de velocidades. Además un convertidor de tensión con un adecuado control puede proveer una alimentación de corriente. Por estos motivos, en el resto de este capítulo se analizan las diferentes topologías de convertidores de tensión.

La naturaleza unidireccional de la corriente requerida por el SRM, unida a la independencia eléctrica entre las fases hacen posibles una gran variedad de configuraciones del convertidor de potencia. En la literatura sobre el tema se observa que se ha dedicado un considerable esfuerzo al desarrollo de convertidores con el menor número posible de dispositivos de potencia [69][87][89][94][95][96][97][98]. Si bien la disminución de costos lograda al minimizar el número de llaves es siempre deseable, en general este beneficio se obtiene a expensas de limitar la prestación del accionamiento. En una primera aproximación la capacidad de Volts-Amperes (VA) requerida al convertidor no varía mucho entre las distintas configuraciones [55], resultando aproximadamente igual a:

$$VA_{conv} = 2 q V_N I_N \quad (5.1)$$

las diferencias se encuentran en las exigencias individuales de las llaves y en la flexibilidad de control del convertidor. Una ventaja común a todos los convertidores que alimentan al SRM es que los bobinados de cada fase del motor se encuentran en serie con la o las llaves correspondientes eliminando los riesgos de cortocircuito de una columna del convertidor.

5.2 TOPOLOGÍAS DE CONVERTIDORES DE TENSIÓN

Básicamente el circuito de potencia debe ser capaz de alimentar al motor con una corriente unipolar de amplitud controlada y debe proveer un medio para procesar la energía almacenada en el circuito magnético cuando se desenergiza cada fase. Todas

las topologías se comportan de manera muy similar durante el intervalo de excitación. Difieren básicamente en la forma en que procesan la energía almacenada en la fase durante la desenergización. El circuito puente, mostrado en la Figura 5.1, provee máxima flexibilidad en el control de corriente de las fases, y es por lo tanto analizado en primer lugar pues sirve de referente para evaluar las demás configuraciones.

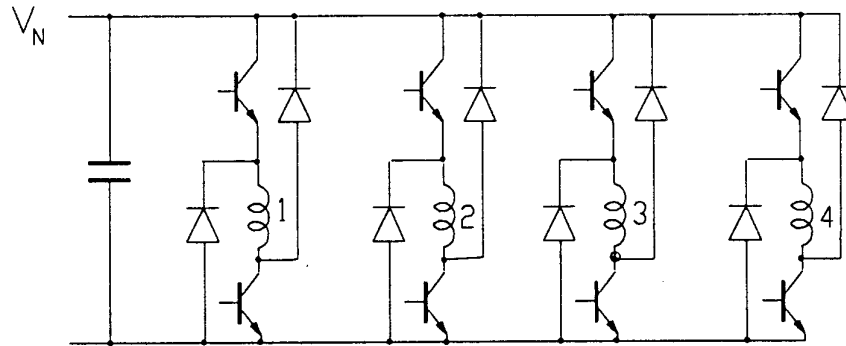


Figura 5.1 Convertidor puente

5.2.1 Convertidor puente [34][37][99][100][101]

El convertidor puente emplea dos llaves controladas por fase, y dos diodos conectados de modo tal de devolver la energía almacenada a la fuente de alimentación. Para energizar una fase, las dos llaves correspondientes a la columna de dicha fase se cierran conectando la tensión de alimentación directamente sobre el bobinado, permitiendo el crecimiento de la corriente. Cuando ésta alcanza el valor deseado se entra en el modo de funcionamiento de rueda libre, en el cual una de las dos llaves se abre y la corriente fluye por la que queda cerrada y el diodo asociado. La tensión sobre el bobinado es prácticamente nula y provoca una lenta disminución de la corriente. Finalmente para desenergizar la fase se abren ambas llaves y la corriente circula a través de ambos diodos y retorna a la fuente de alimentación. La tensión a través del bobinado ahora es $-V_N$ y fuerza que tanto el flujo como la corriente decaigan rápidamente a cero.

Las principales ventajas de este circuito son:

- 1) Completa independencia en la alimentación de las distintas fases. Este factor es importante cuando se explota la superposición de conducción de las fases para aumentar la cupla producida. También es de gran interés cuando se considera la habilidad del accionamiento para aislar fallas de una fase (sea del motor que del convertidor), y seguir en operación [99].
- 2) Funcionamiento de "rueda libre" cuando se controla la corriente. Este factor permite disminuir la frecuencia de conmutación, para un dado error de la corriente controlada, con la consiguiente disminución de las pérdidas.
- 3) Mínimas exigencias individuales sobre cada dispositivo de potencia. Cada llave debe soportar una tensión igual a V_N y una corriente igual a I_N .

Las desventajas son:

- 1) Requerir dos llaves de potencia, más los circuitos de excitación asociados, por cada fase.
- 2) Requerir circuitos de accionamiento flotantes para las tres llaves superiores.

5.2.2 Convertidor puente con llave común [70][71][94][95]

El convertidor puente con llave común, mostrado en la Figura 5.2, es una modificación del anterior. En este circuito todas las llaves superiores del puente han sido

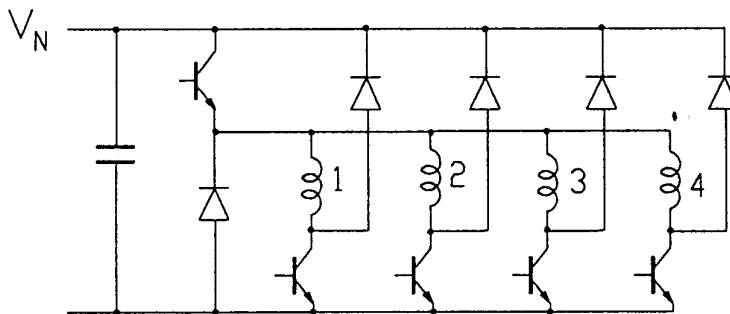


Figura 5.2 Convertidor puente con llave común

reunidas en una única llave común a todas las fases, reduciendo el número de llaves controladas a $q+1$. Este circuito, al igual que el puente, es capaz de operar en rueda libre para regular la corriente de cada fase, conmutando la llave común. La llave unida a cada fase es empleada para distribuir la tensión a las distintas fases, bajo control del sensor de posición rotórica. En la desenergización se abre la llave de la fase y se aplica una tensión $-V_N$ o 0 al bobinado, según la llave común se encuentre abierta o cerrada. La conmutación de la llave común puede estar controlada por sensores de corriente individuales de cada fase, o por un único sensor colocado en la fuente. En este último caso el convertidor se comporta como una fuente de corriente.

El precio que se paga por reducir el número de componentes, es el de alargar los tiempos de transición entre la conducción de dos fases adyacentes. Este hecho se debe a que durante la superposición de la conducción de dos fases no se puede aplicar plena tensión (positiva o negativa) a cada fase, debido a la conmutación de la llave común. Por lo tanto se alargan los tiempos tanto de establecimiento como de extinción de la corriente, salvo que no exista ninguna superposición de conducción entre dos fases. Como consecuencia esta topología es apta para ser empleada en aplicaciones de baja velocidad.

Una falla de la llave común deja al accionamiento fuera de servicio. Por lo tanto este convertidor es menos robusto, frente a fallas, que el puente considerado anteriormente.

Las exigencias sobre los dispositivos de potencia son las mismas que las del puente para las llaves de las fases, mientras la llave común debe estar dimensionada para soportar el doble de la corriente.

5.2.3 Convertidor puente compacto [81][96][102][103][104][105]

El puente compacto es otra modificación del convertidor puente, en el cual la reducción del número de llaves se obtiene haciendo que cada llave sea compartida por dos fases como se muestra en la Figura 5.3. Esta configuración necesita sólo q llaves si el número de fases es par, o $q+1$ en caso contrario.

Para describir el funcionamiento de este circuito comencemos, por ejemplo, en

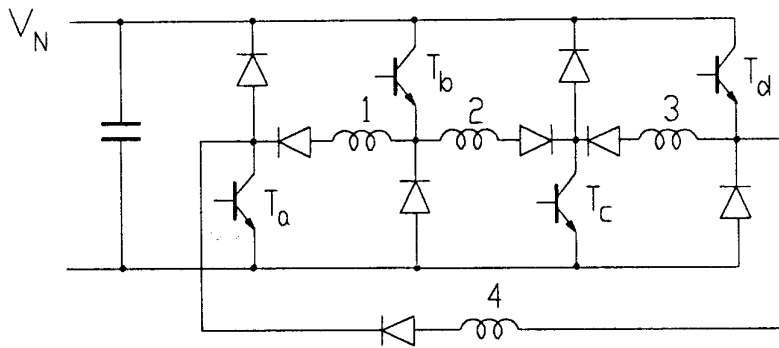


Figura 5.3 *Convertidor puente compacto*

un instante en que la corriente circula por la fase 1 y la secuencia es 1,2,3,4,1... El sensor de corriente de la fase 1 controla la conmutación del transistor T_a , mientras T_b permanece encendido. Cuando se enciende T_c , la corriente en la fase 2 comienza a crecer hasta que alcanza el valor de control. En ese instante se abre T_a provocando la disminución de la corriente en la fase 1. El control de conmutación se trasfiere de T_a a T_b controlándose la corriente de la segunda fase, mientras T_c permanece cerrada. En un modo similar la corriente de la fase 3 controla la conmutación de T_c , y la de la fase 4 la conmutación de T_d . El resultado de esta estrategia es el de disminuir la tensión negativa efectivamente aplicada a cada fase, para la extinción de la corriente; con el consecuente incremento del intervalo de transición entre fases. En el instante de encendido de cada fase, la corriente crece con plena tensión aplicada sobre la fase; a diferencia de lo que ocurre con el puente con llave común.

Este convertidor, al igual que el puente con llave común, solo puede operar en modo A, y se pierde independencia en la operación de las distintas fases. Los dispositivos de potencia deben estar dimensionados para soportar la tensión nominal y el doble de la corriente nominal.

5.2.4 Convertidor con recuperación pasiva [90][106][107][108]

El convertidor con recuperación pasiva, mostrado en la Figura 5.4, presenta una llave de potencia en serie con cada fase y un diodo con una resistencia en antiparalelo con el bobinado. Cuando la llave se cierra la tensión V_N queda aplicada sobre el

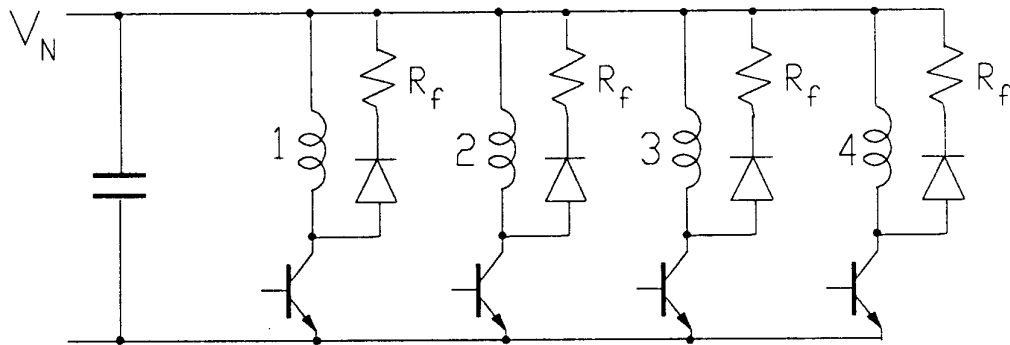


Figura 5.4 Convertidor con recuperación pasiva

bobinado y la corriente crece. Cuando la llave se abre la corriente circula por el diodo y la resistencia. Este circuito permite la operación independiente de las fases, no requiere circuitos de excitación flotantes y funciona con una sola llave por fase con una capacidad de corriente igual a I_N y de tensión igual a $V_N + I_N R_f$.

El circuito presentado en [108], es una variante del aquí presentado. En él, la resistencia de apagado se hace común, y una llave en paralelo con ella permite disminuir la máxima tensión que deben soportar las llaves. El precio de esta ventaja, es el de aumentar el intervalo de extinción.

La gran desventaja de estos convertidores es que la energía del campo magnético no es devuelta a la fuente sino que es disipada en la resistencia, con lo cual este circuito queda descartado en aplicaciones de alta potencia donde la eficiencia del sistema es fundamental.

5.2.5 Convertidor bifilar [53][64][109][110]

El convertidor bifilar, mostrado en la Figura 5.5, es empleado cuando se posee un SRM con bobinados bifilares. Este circuito utiliza una sola llave por fase. Para energizar la fase se cierra la llave aplicando V_N sobre el bobinado y la corriente crece. En la etapa de desenergización la llave se abre y la corriente se transfiere al otro bobinado retornando a la fuente de alimentación a través del diodo.

La principal ventaja de este circuito es la de requerir una sola llave por fase, conservando la independencia de las fases y retornando energía a la fuente. Además las

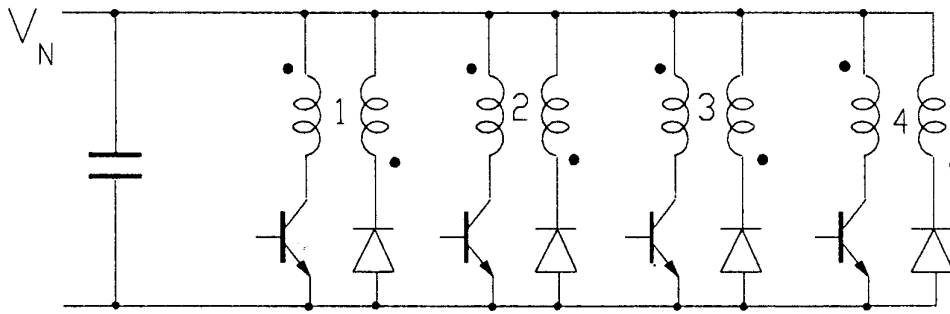


Figura 5.5 Convertidor bifilar

llaves están conectadas al terminal bajo de la alimentación eliminando el requisito de excitadores flotantes. La capacidad de las llaves es I_N y $V_N + V_{ind}$ siendo $V_{ind} \approx V_N$ para una relación 1:1 y acoplamiento perfecto de los bobinados.

La principal desventaja es que se necesita un motor más complicado la cual redundará en mayores pérdidas reduciendo la eficiencia total del sistema. Además un acoplamiento imperfecto del bobinado bifilar genera sobretensiones con lo cual se requieren circuitos "snubber" que aumentan el costo del convertidor.

5.2.6 Convertidor con fuente partida [69][74][104][111]

En la Figura 5.6 se presenta otro circuito que requiere una sola llave por fase. Cuando se cierra la llave conectada a una fase, ésta queda conectada entre un terminal

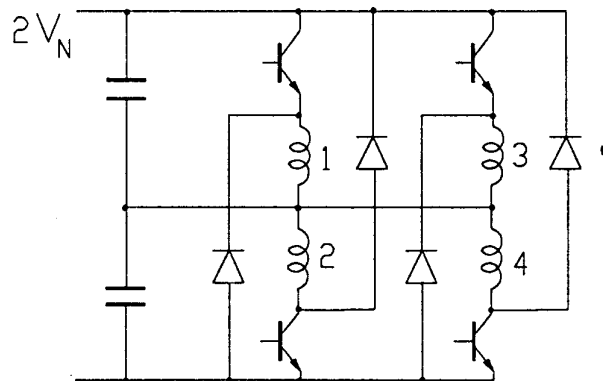


Figura 5.6 Convertidor con fuente partida

de la fuente y el punto medio de los capacitores, de modo que sobre sus terminales queda aplicada una tensión igual a la mitad de la tensión continua disponible. Esto significa que en esta configuración, la fuente debe duplicar el valor de la tensión nominal. Cuando la llave se abre la corriente fluye por el bobinado, el diodo asociado y uno de los capacitores, que de este modo recibe carga.

El circuito sólo funciona con motores con un número par de fases, y las corrientes de las mismas deben estar perfectamente balanceadas para lograr mantener fija la tensión del punto medio de los capacitores. En este convertidor no existe ninguna independencia en el funcionamiento de las distintas fases, y cualquier falla determina la falla de todo el accionamiento.

Los dispositivos de potencia deben estar dimensionados para soportar una corriente igual a la nominal, y una tensión igual al doble de la nominal.

5.2.7 Convertidor con capacitor de depósito [89][112][113][114]

El convertidor con capacitor de depósito, que se presenta en la Figura 5.7, tiene una llave por fase, un capacitor de depósito y un convertidor CC-CC para devolver la energía a la fuente primaria. Cuando una llave en serie con una fase se abre, la corriente del bobinado carga el capacitor de depósito (C) a una tensión mayor que la de

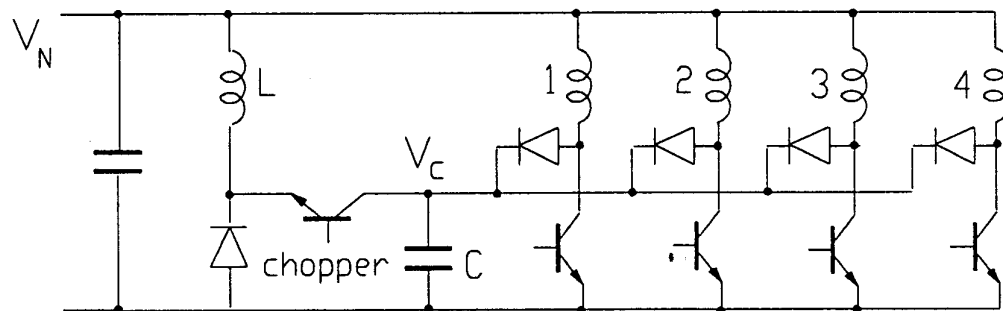


Figura 5.7 Convertidor con capacitor de depósito

alimentación. La llave adicional y el inductor L constituyen el convertidor CC-CC que devuelve la energía almacenada en C a la fuente principal.

Esta configuración utiliza menos llaves que el puente y requiere un solo circuito

de excitación flotante. Tanto el capacitor como el inductor del "chopper", principalmente este último, introducen pérdidas adicionales en esta configuración haciéndola menos eficiente en comparación con otras. La complejidad adicional del "chopper" unido al hecho que es una parte del circuito común a todas las fases hacen a esta configuración más sensible a fallas. En particular, si la llave del convertidor CC-CC permanece abierta, el capacitor se carga sin límite, pudiendo tomar tensiones que destruyan el resto del convertidor y el motor. Por lo tanto, en este convertidor se debe tener especial cuidado en el desarrollo de las protecciones. Los Volt-Amperes requeridos son más difíciles de calcular ya que dependen del diseño del "chopper" y su control.

En la referencia [113] se propone una modificación a este circuito eliminando el inductor del convertidor CC-CC. La energía almacenada en el capacitor de depósito es empleada para alimentar la fase sucesiva, en lugar de ser retornada a la fuente. Si bien se simplifica la etapa de potencia aumenta aún más la complejidad del control del convertidor.

5.3 DISPOSITIVOS DE POTENCIA [34]

La mayoría de los circuitos descriptos necesitan al menos un circuito de excitación flotante para la llave de potencia conectada al terminal positivo de la alimentación. Además, generalmente en toda aplicación de alta potencia los circuitos de excitación están aislados de la lógica de control. Los costos asociados a la construcción de circuitos de excitación aislados hacen que se busque la mayor simplicidad de los mismos, y ésta está directamente asociada a las características de entrada de los dispositivos de potencia; es por este motivo que se prefieren dispositivos con alta impedancia de entrada.

En aplicaciones de baja potencia, operando con tensiones de fuente de hasta 300V y con potencias de algunos pocos KW, el dispositivo preferido es el MOSFET [36][37][38] debido a su bajo costo, robustez y simplicidad de comando. A medida que la tensión sube, el atractivo de los MOSFETs disminuye debido al uso ineficaz del área de silicio. En el rango de 300 a 1000 volts y para potencias hasta 100KW, se prefieren los transistores bipolares de compuerta aislada (IGBT) [115] que presentan

características de salida similares a la de los transistores bipolares, mientras las de entrada se asemejan a la de los MOSFETs. Un nuevo dispositivo está apareciendo como un gran candidato para dominar el campo de las altas potencias (hasta 1MW), es el tiristor controlado con compuerta MOS (MCT) [116][117]. Este dispositivo presenta muy bajas pérdidas de conducción y puede conmutar en tiempos comparables con los IGBT.

Los tres dispositivos mencionados comparten la característica de tener estructura celular. Es decir que están constituidos por una gran cantidad de pequeñas celdas conectadas en paralelo. Una característica muy interesante de estos dispositivos, que ya ha comenzado a ser explotada, es la posibilidad de construir sensores de corriente dentro mismo de los dispositivos. Estos sensores se construyen separando una pequeña fracción de las celdas del dispositivo y llevando sus terminales al exterior en forma separada de los terminales principales. Su corriente es una fracción precisa de la total del dispositivo, por lo tanto cuando se la alimenta sobre una resistencia o un espejo de corriente se tiene una información exacta de la corriente del dispositivo. Estos sensores ya se encuentran en MOSFETs e IGBTs comerciales [118][119], mientras están en etapa de experimentación en los MCTs.

En los accionamientos de motores de reluctancia conmutada los bobinados están conectados en serie con la llave de potencia, es decir que la corriente del dispositivo es exactamente la corriente de la fase del motor que se desea controlar. El uso de los dispositivos con sensado de corriente intrínseco permite disminuir sustancialmente el costo de los accionamientos de SRM ya que proveen un medio muy barato de sensar la corriente [100][101]. Esta ventaja sólo puede ser explotada cuando se emplea un convertidor capaz de funcionar en modo de "rueda libre". Esto es debido al hecho que para que el control de corriente sea eficaz, la llave sensora debe permanecer encendida durante todo el intervalo en que circula corriente por la fase. Este factor constituye una ventaja adicional del convertidor puente en el cual el ahorro de los sensores de corriente compensa el mayor gasto de tener dos llaves por fase.

Dado que las topologías de los convertidores descriptos difieren fundamentalmente de la topología del inversor tradicional, no es posible emplear los módulos de potencia disponibles en el mercado [120]. De todos modos la creciente popularidad de los SRM ha despertado el interés de los fabricantes de dispositivos de

potencia, quienes actualmente están ensayando la implementación de un módulo con el cual se podrían implementar algunas de las topologías descriptas [121].

5.4 RESUMEN

En este capítulo se han descrito varias topologías de circuitos convertidores que han tenido mayor aceptación en el desarrollo de accionamientos de SRM. Sus características principales se encuentran resumidas en la Tabla 5.I.

TABLA 5.I

Topología	Número de llaves	$\frac{V}{V_N}$	$\frac{I}{I_N}$	Comentarios
Puente	2 q	1	1	Funcionamiento independiente de las fases - Gran flexibilidad en el control - No tiene límite de velocidad - Capacidad de sensar la corriente con el dispositivo de potencia - Tolerancia a las fallas.
Puente con llave común	q + 1 (ll c)	1 1	1 2	Operación solo en baja velocidad - Falla total en único punto (llave común) - Capacidad de sensar la corriente con el dispositivo de potencia.
Puente compacto	q (n° de fases par) o q+1	1	2	Operación solo en baja velocidad - Capacidad de sensar la corriente con el dispositivo de potencia - Funcionamiento dependiente de las fases.
Recuperación pasiva	q	$1+V_R/V_N$	1	Funcionamiento independiente de las fases - Disipación de la energía de campo - Bajo rendimiento.
Bifilar	q	2	1	Funcionamiento independiente de las fases - Motor complejo con mayores pérdidas - Circuitos Snubber son necesarios.
Fuente partida	q	2	1	Exigencia de motor con número de fases par y operación balanceada - La fuente de continua duplica el valor de la tensión nominal.
Capacitor de depósito	q+1	V_C/V_N	1	Capacitor y reactor adicional para el convertidor CC-CC - Falla total en único punto (convertidor CC-CC).

CAPÍTULO 6

CONTROL DE ACCIONAMIENTOS DE MOTORES DE RELUCTANCIA CONMUTADA: SIMULACIÓN DINÁMICA

6.1 INTRODUCCIÓN

En este capítulo se utilizan los conceptos desarrollados en los capítulos anteriores, para proyectar el accionamiento de un motor de reluctancia conmutada. Dado que el análisis dinámico del accionamiento de un SRM es muy complejo, se prefiere evaluar las estrategias de control mediante simulaciones. Para simular el motor y su accionamiento se puede desarrollar un programa totalmente ad-hoc [122], o utilizar programas de simulación comerciales [78][123]. En esta Tesis se eligió el uso de programas comerciales de simulación de sistemas como son el TUTSIM y el CSMP. Se prefirió el uso de estos sistemas frente a programas de simulación de circuitos como ser el SPICE [123], porque no se consideró de importancia primaria la simulación de los interruptores de potencia. Visto que las llaves se encuentran en serie con un circuito altamente inductivo, el hecho de considerar interruptores con tiempos de conmutación nulos, no altera significativamente los resultados. Una vez aceptada esta premisa, los programas como el CSMP o el TUTSIM resultan más veloces y simples de emplear en la simulación del motor y su control. Los programas desarrollados dentro del paquete comercial se basan en el modelo magnético del SRM presentado en el Capítulo 3, y se aplican a un motor con los siguientes parámetros:

$P_N=7.5 \text{ KW}$, $\Omega_N=1900 \text{ rpm}$, $V_N=460 \text{ V}$, $I_N=32 \text{ A}$, $I_m=8 \text{ A}$, $q=4$, $N_s=8$,
 $N_r=6$, $\beta_s=20^\circ$, $\beta_r=24^\circ$, $\alpha_r=60^\circ$, $L_u=10 \text{ mH}$, $L_a=110 \text{ mH}$, $\Gamma=11$, $\sigma=.3$,
 $R=1 \Omega$, $J=0.0016 \text{ Kgm}^2$, $B=0.004 \text{ Kgm}^2/\text{seg}$.

En este capítulo se diseñan dos sistemas de control. En primer lugar se realiza un control aplicando técnicas de control de sistemas lineales, como ser la implementación de un compensador proporcional-integral en el lazo de velocidad, como fuera presentado en [124]. Luego se investiga la posibilidad de mejorar los resultados obtenidos, con la aplicación del control de sistemas de estructura variable en el control del SRM. En principio este trabajo fue presentado en [125] considerando un modelo magnético lineal, y luego se extendió el estudio al motor trabajando con saturación magnética [126].

Como se ha visto en los capítulos anteriores, es posible construir un control de SRM de cuatro cuadrantes simplemente eligiendo adecuadamente los ángulos en que la corriente es aplicada a cada fase. Vale decir que las variables de control son básicamente tres: la corriente (I_s), el ángulo de encendido (θ_{on}) y el ángulo de apagado (θ_{off}). En la

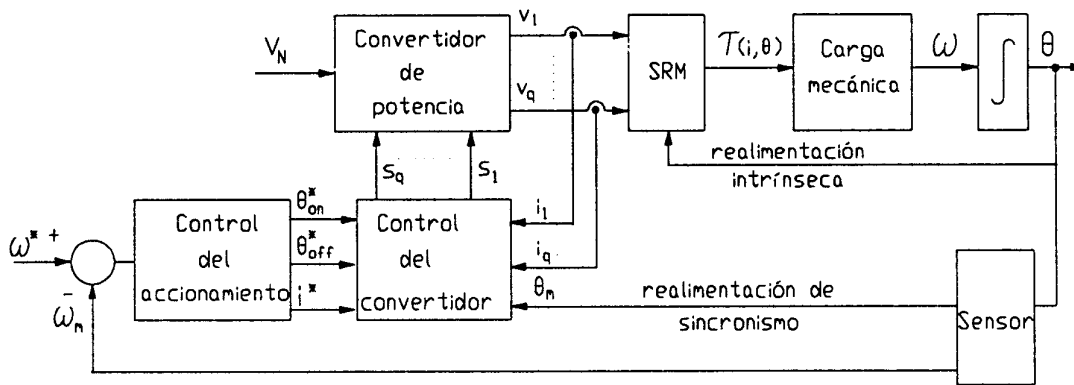


Figura 6.1 Diagrama en bloques de un accionamiento de SRM

Figura 6.1 se presenta el diagrama bloques general de un control de velocidad de un SRM. El convertidor de potencia es considerado como una matriz de llaves, que multiplica la tensión de alimentación primaria por las funciones de conmutación de cada fase. Las funciones de conmutación son generadas por el control del convertidor, y pueden variar según cual sea la topología elegida para el convertidor. El control del

convertidor cumple con dos funciones fundamentales: a) sincronizar los ángulos de referencia con la posición del rotor, b) controlar las corrientes de cada bobinado estático. El control del accionamiento genera los ángulos y la corriente de referencia para el convertidor, a partir de la señal de error del lazo de control. Sus características varían de acuerdo a cual de los esquemas de control de velocidad, de los presentados en el Capítulo 4, se utilice y a que estrategia de control se implemente. En las siguientes secciones se analizarán dos posibles implementaciones.

6.2 CONTROL DEL ACCIONAMIENTO CON TÉCNICAS DE CONTROL DE SISTEMAS LINEALES

6.2.1 Proyecto del controlador

Dado que se quiere obtener un accionamiento versátil capaz de operar en un amplio rango de velocidades, no se desea tener limitaciones en la superposición de la conducción de corriente en las distintas fases. Por este motivo se ha elegido el convertidor tipo puente para la alimentación del motor. De este modo la tensión de alimentación puede tomar los valores V_N , 0, o $-V_N$ según lo determine el controlador, y el convertidor de potencia no impone ninguna restricción a la flexibilidad del control.

El control del accionamiento está constituido básicamente por un compensador, un limitador y el calculador de las variables de control del motor (I_S^* , θ_{on}^* y θ_{off}^*). Según como se interprete la variable de salida del compensador, este control puede asumir diferentes estructuras. En este caso se busca un esquema de control de simple implementación y que presente una transferencia lo más lineal posible. De los esquemas presentados en el Capítulo 4 el que más se acerca a los objetivos buscados es el que interpreta la señal de salida del compensador como un requisito de corriente. Con esta elección el control del accionamiento puede representarse con un diagrama en bloques como el mostrado en la Figura 6.2. Aquí se pueden distinguir claramente dos funciones distintas: a) cálculo de la corriente de referencia, asociado directamente al proyecto del compensador y b) selección de los ángulos de conmutación.

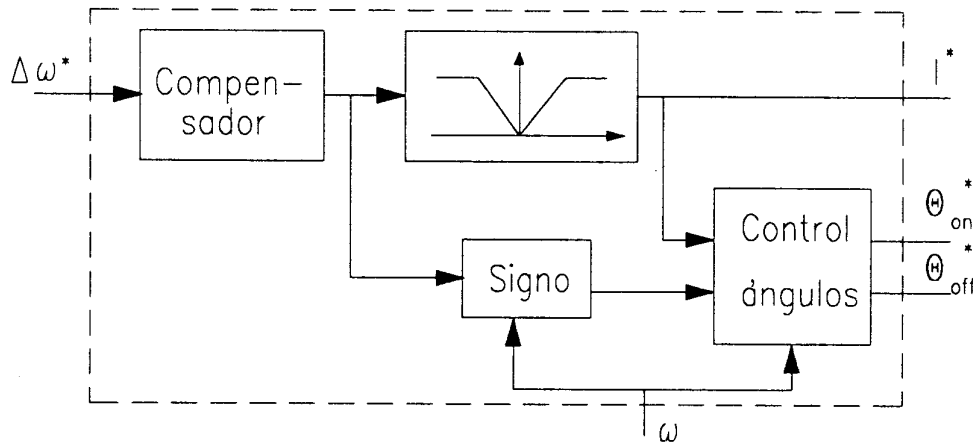


Figura 6.2 Diagrama en bloques del control del accionamiento

6.2.1.1 Cálculo de las constantes del compensador

La señal de error del sistema es procesada por un compensador cuya salida es interpretada como un requisito de corriente y por lo tanto está limitada a su valor máximo. Para el diseño del compensador se hizo una ulterior simplificación del modelo, suponiendo que en todo instante conduce una y solo una de las fases estáticas, y que dicha corriente lleva al motor a la región de baja saturación de sus características magnéticas. Si bien con esta suposición se está despreciando el paso por la zona lineal de las características y el ingreso a la zona de alta saturación, así como la superposición de conducción de dos fases adyacentes; se ha mostrado en el Capítulo 4 que la cupla total en estado estacionario es bien aproximada con esta suposición, siempre que la velocidad sea menor que la nominal. En estas condiciones la cupla instantánea es igual a

$$\tau = K I_m i - \frac{K I_m^2}{2} \quad (6.1)$$

y el sistema de control puede representarse en forma aproximada por el diagrama en bloques mostrado en la Figura 6.3. Este diagrama es muy similar al del control de un motor de CC con lo cual el diseño del compensador resulta tradicional.

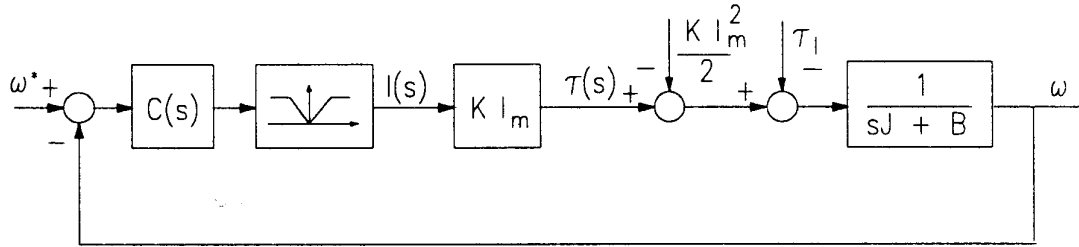


Figura 6.3 Diagrama en bloques del sistema de control simplificado

Se implementó un compensador PI, con una constante integral (T_I) igual a la constante de tiempo de la carga mecánica. El criterio para elegir la ganancia proporcional (K_P) es un tanto arbitrario, ya que del diagrama en bloques de la Figura 6.3 resulta que puede ser arbitrariamente grande, con el beneficio de obtener un sistema muy rápido, y minimizar el error de velocidad originado por la cupla resistente; pero presenta la contraparte que cualquier variación de la referencia lleva al controlador a su saturación. Se eligió una K_P tal que una variación de la referencia de velocidad, inferior al 20% de la velocidad nominal, no conduzca al actuador a la saturación. Los parámetros del compensador resultan: $T_I = 0,4$ y $K_P = 0,8$.

6.2.1.2 Selección de los ángulos de conmutación

El selector de los ángulos de conmutación debe primero interpretar si el sistema necesita una cupla motora o frenante y en qué sentido debe girar, para determinar en que región deben ubicarse los ángulos de encendido y apagado; luego calcula el valor exacto de los mismos. La función de ubicación de los ángulos la realiza el bloque indicado como signo en la Figura 6.2. si el producto de la salida del compensador con la velocidad es positivo, el accionamiento debe desarrollar una cupla motora. en cambio cuando el producto es negativo, debe operar como generador (freno regenerativo). El sentido de giro se obtiene directamente del signo de la velocidad. Un giro antihorario ($\omega > 0$) requiere una secuencia de alimentación de las fases 1,2,3,4,1...., en este caso se obtiene una cupla motora haciendo circular corriente por el bobinado 1 en la zona $0 < \theta < \beta_s$, mientras la corriente en la zona $\beta_r < \theta < \beta_r + \beta_s$ produce una cupla frenante. En

cambio un giro horario ($\omega < 0$) requiere una secuencia de alimentación 4,3,2,1,4,... y las regiones de cupla motora y frenante se invierten.

Determinadas ya las regiones en las que deben ubicarse los ángulos, es el momento de cuantificar su valor. Para satisfacer los supuestos hechos en 6.2.1.1 se desea que la corriente se establezca lo más rápidamente posible y en una zona donde no se produzca cupla. El ángulo de encendido se elige de modo de obtener la corriente deseada cuando el flujo concatenado comienza a variar con la posición ($\theta=0$). Tal como se vio en el Capítulo 4, éste resulta igual a:

$$\theta_{on,M} = \frac{-L_u}{V_N} i^* \omega \quad (6.2)$$

Cuando el motor trabaja como generador la fem del motor es negativa y ayuda al establecimiento de la corriente. Este hecho induce a elegir θ_{on} en el inicio de la región de inductancia decreciente. Pero para pequeñas corrientes, la fem es proporcional a ella, por lo tanto debe existir alguna corriente para que se produzca la realimentación positiva. Además se presenta el inconveniente que la corriente debe comenzar a crecer desde 0 en una región de alta inductancia. Por lo tanto es conveniente anticipar el encendido aún en funcionamiento como generador, y este anticipo debe ser función de la velocidad rotórica. En forma análoga a lo hecho anteriormente se puede determinar el ángulo de encendido para tener una determinada corriente en $\theta=\beta_r$. Aprovechando el efecto de realimentación positiva descrito, se fija esta corriente en el valor de saturación I_m . Recordando lo visto en el Capítulo 4, que mientras la tensión esté plenamente aplicada, la corriente en la fase solo depende de la posición deseada y la inductancia en esa posición, se obtiene el ángulo de encendido para operación como generador,

$$\theta_{on,G} = \beta_r - \frac{L_a}{V_N} I_m \omega \quad (6.3)$$

La elección de θ_{off} se realiza para obtener la máxima cupla tal como se explicó en el Capítulo 4. En la búsqueda de una implementación simple se eligió este ángulo igual al paso del motor, ya que esta solución es aceptable en un amplio rango de velocidades. Para la fase 1 resulta igual a α_r/q para funcionamiento como motor, e igual a $\beta_r+\alpha_r/q$ cuando funciona como generador. En la Tabla 6.I se resumen los valores de los ángulos para los cuatro modos de funcionamiento.

TABLA 6.I: Ángulos de conmutación

Modo de funcionamiento	θ_{on}	θ_{off}
Motor $\omega>0$	$-\omega L_u I^*/V_N$	α_r/q
Motor $\omega<0$	$\beta_r+\beta_s-\omega L_u I^*/V_N$	$\beta_r+\beta_s-\alpha_r/q$
Generador $\omega>0$	$\beta_r-\omega L_a I_m/V_N$	$\beta_r+\alpha_r/q$
Generador $\omega<0$	$\beta_s-\omega L_a I_m/V_N$	$\beta_s-\alpha_r/q$

6.2.2 Simulación del sistema

El accionamiento así proyectado es simulado empleando el programa TUTSIM, en el cual el motor ha sido representado por el modelo magnético presentado en el Capítulo 3. En las siguientes figuras se muestran los resultados de esta simulación.

En la Figura 6.4 pueden observarse las corrientes de las cuatro fases cuando el motor gira a baja velocidad y ya se encuentran en estado estacionario. Se observa claramente que en este caso la suposición hecha en el diseño del compensador se satisface plenamente, y que el motor opera con un buen balance entre las fases.

La Figura 6.5 muestra el comportamiento transitorio del motor tanto en el arranque como en el frenado, cuando se aplica un escalón en la referencia de amplitud igual a la velocidad nominal. Se observa que en ambas situaciones el control trabaja saturado gran parte del tiempo, de acuerdo con el criterio empleado en la selección de

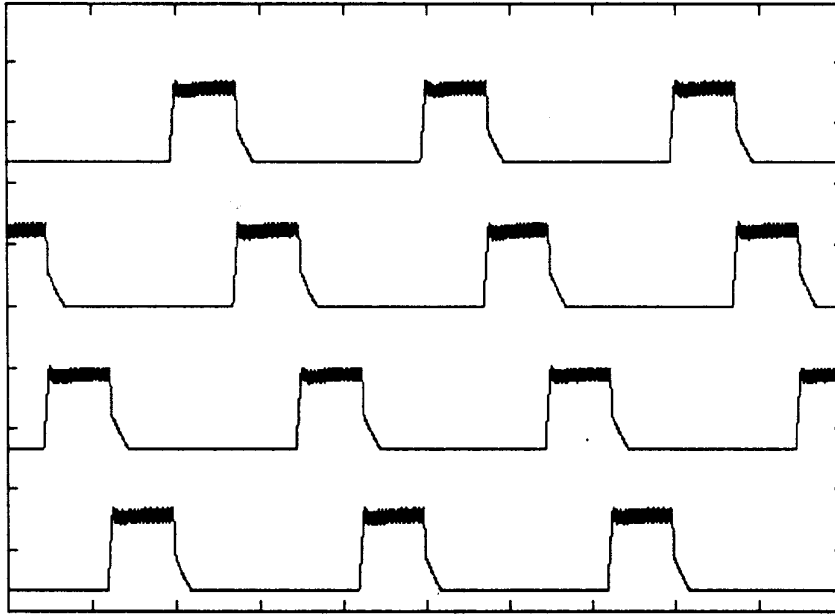


Figura 6.4 *Corrientes de las fases a 500 rpm [15 A/div, 7 mseg/div]*

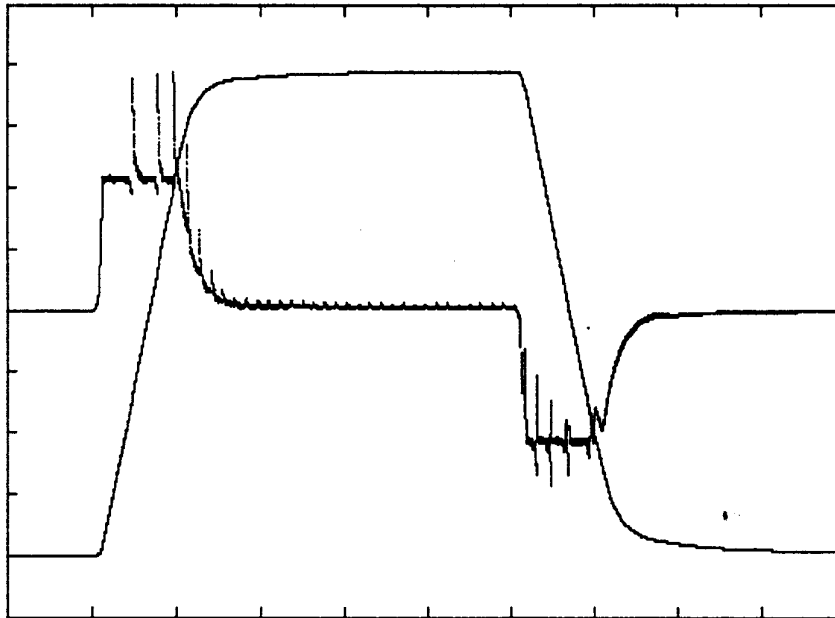


Figura 6.5 *Comportamiento transitorio [250 rpm/div, 25Nm/div, 10mseg/div]*

K_p . También se observa que existe un ripple de cupla considerable, si bien el efecto de esta pulsación no es apreciable en la curva de velocidad.

Habiendo resultado satisfactorio el comportamiento a velocidades inferiores a la nominal, se evaluó el accionamiento funcionando en la zona de potencia constante, es

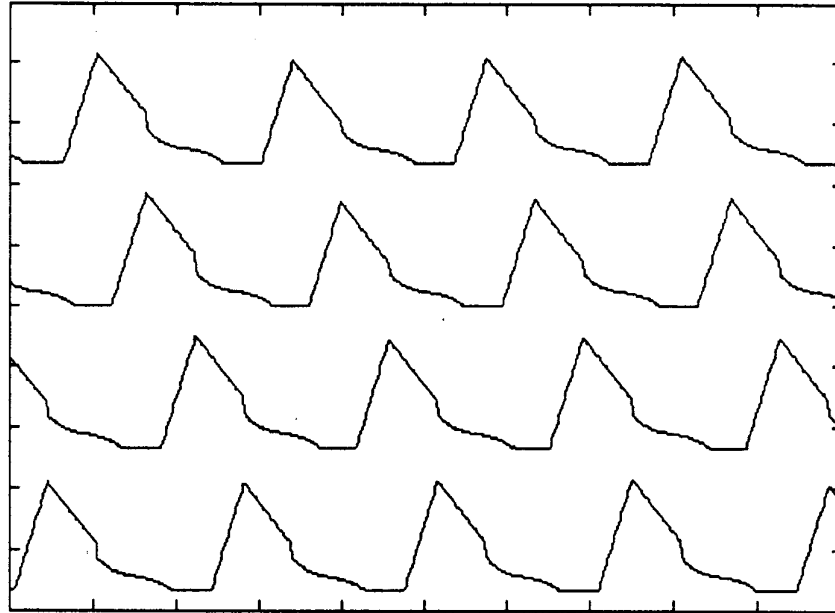


Figura 6.6 *Corrientes en las cuatro fases a 3000rpm [15A/div, 1.5mseg/div]*

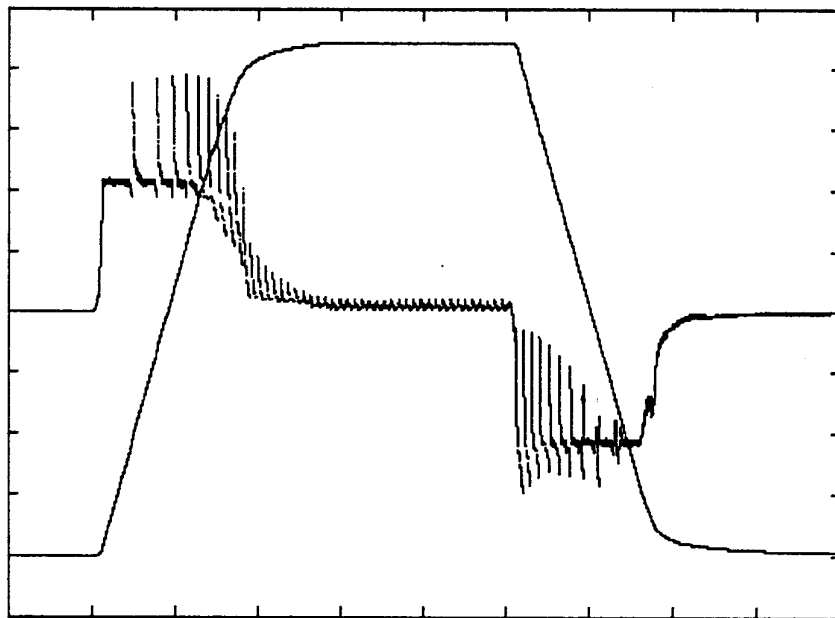


Figura 6.7 *Comportamiento transitorio [350rpm/div, 25Nm/div, 10mseg/div]*

decir para una velocidad superior a la nominal. En la Figura 6.6 pueden verse las corrientes de las cuatro fases que también en este caso muestran un funcionamiento balanceado del motor. Las corrientes distan mucho de ser constantes y se observa una gran superposición en la conducción de fases sucesivas. Por lo tanto el accionamiento funcionando por encima de la velocidad nominal difiere considerablemente de los presupuestos asumidos durante el proyecto del controlador.

No obstante estar muy alejados de la suposición hecha en el diseño del compensador se observa en la Figura 6.7 que el comportamiento transitorio es satisfactorio aún funcionando a altas velocidades. En el período de aceleración se ve claramente cuando se supera la velocidad nominal pues el motor comienza a entregar una cupla que decrece con la velocidad siguiendo aproximadamente a una hipérbola (funcionamiento a potencia constante).

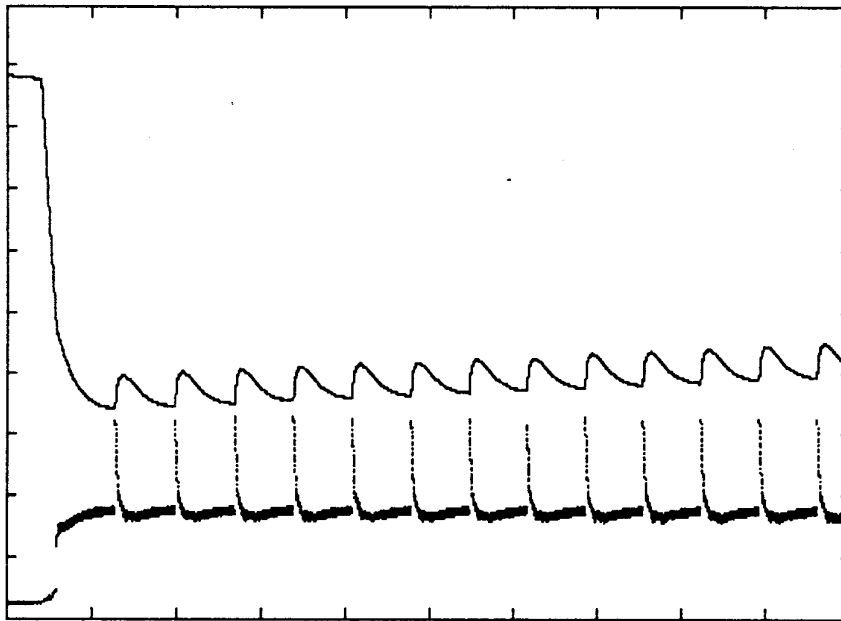


Figura 6.8 *Transitorio frente a un escalón de cupla [20Nm/div, 40rpm/div, 5mseg/div]*

En la Figura 6.8 se muestra el error de velocidad y la cupla motora, durante el transitorio debido a un escalón de cupla resistente de amplitud igual al valor nominal. Se observa en esta figura que el ripple de cupla se refleja en una pulsación visible en la velocidad (30 rpm), y que el error de velocidad introducido por la cupla resistente se extingue muy lentamente. Dado que es la constante de tiempo integral del compensador

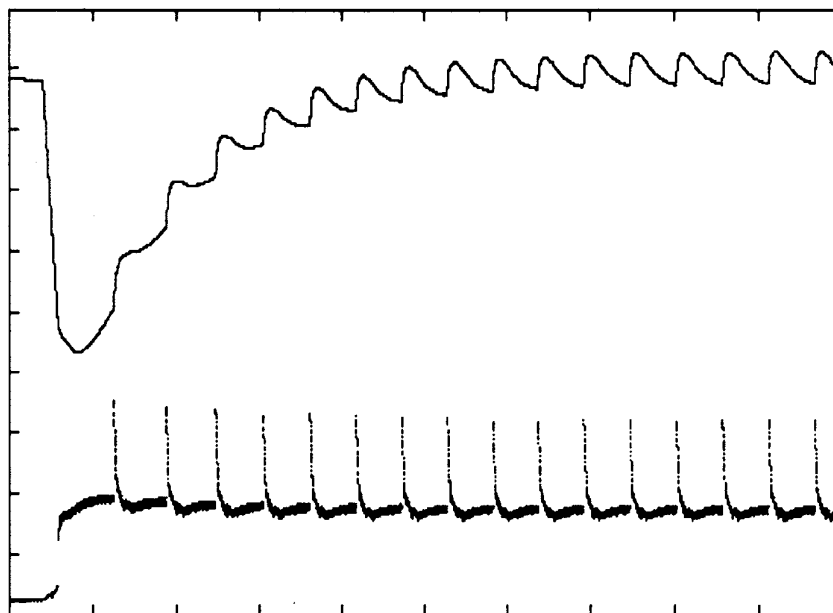


Figura 6.9 *Transitorio frente a un escalón de cupla, con $T_i=0,008$ seg [20Nm/div, 40rpm/div, 5mseg/div]*

quien está fijando el tiempo de extinción del transitorio, se puede mejorar este comportamiento cambiando la elección de T_i . En la Figura 6.9 puede observarse el mismo transitorio, para el caso en que la constante integral del compensador se ha reducido a 8 mseg. Es evidente la mejora obtenida con este compensador para rechazar perturbaciones debidas a variaciones de la cupla resistente. Igualmente persiste el problema de las pulsaciones originadas en la conmutación de las fases.

En la Figura 6.10 se presenta el ensayo de aplicar un escalón de 200 rpm en la referencia del accionamiento, cuando el motor se encuentra girando a 1000 rpm. Se probaron los dos compensadores. La curva A corresponde a $T_i=0,4$ seg, mientras la curva B fue trazada con $T_i=0,008$ seg. Se observa que en ambos casos el tiempo de establecimiento es aproximadamente igual. La respuesta correspondiente a la T_i menor, presenta un sobrepico cercano al 10% que es bien tolerado en aplicaciones industriales generales.

El accionamiento proyectado, de acuerdo a técnicas de control de sistemas lineales, presenta un comportamiento satisfactorio para aplicaciones industriales o electrodomésticos en un amplio rango de velocidades. Es particularmente apto para aplicaciones de medias y altas velocidades. Como contrapartida tiene el inconveniente

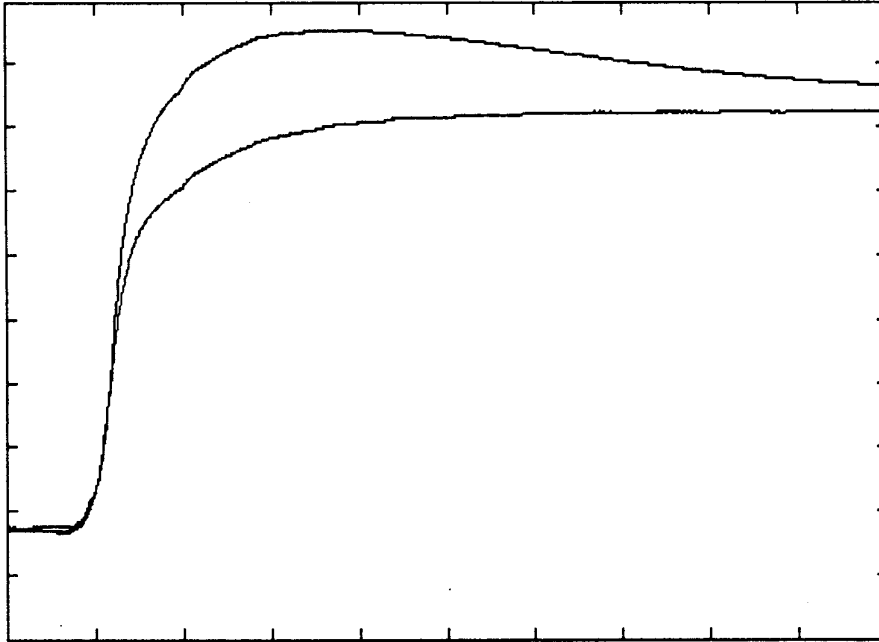


Figura 6.10 *Transitorio frente a un escalón de velocidad, para ambas constantes integrales [30rpm/div, 5mseg/div]*

de presentar un elevado ripple de cupla, que es más perjudicial a medida que disminuye la velocidad de operación. Si se desea obtener una prestación equivalente a un servoaccionamiento se debe realizar un proyecto más cuidadoso del controlador, y éste será el objetivo de la próxima sección.

6.3 CONTROL DEL ACCIONAMIENTO POR MODOS DESLIZANTES

6.3.1 Problemas de la pulsación de cupla en el SRM

Las pulsaciones o "ripple" de la cupla desarrollada, son inherentes al funcionamiento de los motores con doble saliencia como lo es el SRM. Estas pulsaciones están originadas en la no linealidad del mecanismo de producción de cupla, dado que en cada instante el flujo se concentra en una determinada fracción del entrehierro, en lugar de tener una distribución sinusoidal a lo largo de su circunferencia como en los motores de inducción o sincrónicos.

En muchas aplicaciones estas pulsaciones no son perjudiciales, y ello permite el empleo del SRM con simples estrategias de control. Sin embargo, el mencionado ripple provoca un aumento del ruido acústico ocasionado por el motor [127]; y puede ser inaceptable si se desea obtener las características de un servoaccionamiento [39][40][41]. Para superar estos inconvenientes se han propuesto distintas soluciones que van desde modificar la geometría del motor con la consiguiente complejidad constructiva [41] [128], la implementación de perfiles de corriente adecuados [62][78][111][129], la aplicación de distintas técnicas de control no lineal [57][61][84][130][131][132], o el uso de sistemas expertos [133]. En esta sección se investiga el uso de técnicas de control de estructura variable para eliminar las pulsaciones de cupla, técnica que ya ha sido empleada en accionamientos tradicionales para hacerlos insensibles a variaciones paramétricas y perturbaciones [134][135].

6.3.2 Revisión sintética de los principios del control por modos deslizantes [136]

El objetivo de un control por modos deslizantes, es forzar que los estados de una planta se "deslicen" por una superficie en el plano de estado conmutando la estructura del sistema cada vez que los estados cruzan esta superficie (régimen deslizante). Para obtener un modo deslizante, primero se define una superficie de deslizamiento por medio de una ecuación adecuada

$$\sigma(\mathbf{x}) = 0 \tag{6.4}$$

siendo $\sigma(\mathbf{x})$ una función de los estados del sistema. Ésta puede ser calculada en cada instante introduciendo los valores reales de los estados. El valor de $\sigma(\mathbf{x})$, comúnmente denominado función de conmutación, comanda las variaciones del sistema de estructura variable del siguiente modo: cuando $\sigma(\mathbf{x}) > 0$ se modifica la estructura del sistema de modo tal que las variables de control hagan disminuir el valor de $\sigma(\mathbf{x})$. En cambio cuando $\sigma(\mathbf{x}) < 0$, las variables de control generadas por el control de estructura variable deben aumentar el valor de $\sigma(\mathbf{x})$. Como resultado de este accionar, la planta es

controlada en lazo cerrado con una realimentación de estados realizada por medio de la función $\sigma(\mathbf{x})$.

En el espacio de estados la función $\sigma(\mathbf{x})$ está representada por un punto. Cada vez que ese punto cruza la superficie de deslizamiento y tiende a alejarse de ella, la variación en la estructura del sistema lo atrae nuevamente hacia la superficie. Un deslizamiento exacto por la superficie deseada se logra solo si la conmutación se realiza a frecuencia infinita. De todos modos una frecuencia mucho mayor que las constantes de tiempo del sistema determina un movimiento de los estados muy cercano a la superficie definida.

El control por modos deslizantes puede implementarse de acuerdo a dos estrategias básicas: ganancia conmutada o variable conmutada. En el primer caso las ganancias de la realimentación de estados son conmutadas entre dos valores; mientras en el segundo, es directamente la variable de control quien conmuta entre dos valores posibles.

La capacidad del sistema para funcionar dentro del régimen deslizante se resume en la siguiente condición de existencia del modo deslizante:

$$\sigma(\mathbf{x}) \frac{d \sigma(\mathbf{x})}{dt} < 0 \quad (6.5)$$

Mientras el sistema se mantiene dentro del régimen deslizante, la trayectoria de estados se encuentra sobre la superficie de conmutación independientemente de las variaciones paramétricas y de las perturbaciones. Las respuestas temporales, en cambio, pueden ser afectadas por parámetros y perturbaciones salvo que los estados sean canónicos, es decir que cada estado es igual a la derivada temporal del precedente.

Para aplicar un control por modos deslizantes a un SRM, se requiere la identificación de las variables de control y la estrategia de conmutación. Entre las tres variables de entrada al SRM: tensión de fase y ángulos de encendido y apagado; sólo la tensión puede ser conmutada a alta frecuencia como es requerido, mientras los

ángulos sólo pueden modificarse cada α_r/q grados de desplazamiento rotórico. Por lo tanto se adopta la tensión de fase como variable de control y se emplea la estrategia de variable conmutada, aprovechando que esta variable normalmente conmuta entre dos valores.

6.3.3 Proyecto del controlador de estructura variable

En esta sección se proyecta un controlador por modos deslizantes para controlar la velocidad de un SRM y para limitar la corriente de cada fase cuando ésta supera el valor nominal. El esquema presentado requiere la medición de la velocidad del motor y las corrientes. También se realimenta la posición rotórica para sincronizar la alimentación de las fases.

La tensión de una fase puede ser manipulada tanto en el intervalo de energización como en el de desenergización. Dada la alimentación secuencial de las fases, y la búsqueda de un control simple, se propone manipular la tensión sólo en el intervalo de energización; y de invertirla totalmente durante el apagado. De este modo la señal de salida del controlador se aplica a una sola fase a la vez, estando la fase activa determinada por la posición del rotor. En este caso las fases del motor pueden ser reemplazadas por una única fase ficticia cuya ecuación de tensión resulta

$$v = iR + \frac{\partial \phi(\theta, i)}{\partial i} \frac{di}{dt} + \frac{\partial \phi(\theta, i)}{\partial \theta} \frac{d\theta}{dt} \quad (6.6)$$

donde las variables de la fase ficticia (v , i , ϕ) coinciden con las variables respectivas de las fases reales durante el intervalo de energización. La cupla de la fase ficticia, en el intervalo entre $0 < \theta < \beta_s$, resulta igual

$$\tau(\theta, i) = \begin{cases} \frac{K}{2} i^2 & (0 \leq i \leq I_m) \quad (a) \\ \frac{K I_m^2}{2} \left(2 \frac{i}{I_m} - 1 \right) & (1 \leq i \leq I_m, \phi \leq \phi_m) \quad (b) \\ \frac{K I_m^2}{2} \left[2\sigma \frac{i}{I_m} + 2(1-\sigma)\Gamma - 1 - 2(1-\sigma)(\Gamma-1) \frac{\theta}{\beta_s} \right] & (i \geq I_m, \phi \geq \phi_m) \quad (c) \end{cases} \quad (6.7)$$

La cupla de la fase ficticia es nula en las posiciones alineadas y desalineadas, y es negativa en el intervalo $\beta_r < \theta < \beta_r + \beta_s$. La cupla frenante se deduce de (6.7) cambiando los signos del segundo miembro y reemplazando θ por $\beta_r + \beta_s - \theta$.

Dado que durante el intervalo de extinción de la corriente las fases también producen cupla, este efecto da lugar a un ripple, resultando la cupla total igual a

$$\tau_T = \tau + r \quad (6.8)$$

Las ecuaciones que describen la dinámica del SRM en función de las variables de la fase ficticia, en el espacio de estados, resultan

$$\frac{d i}{d t} = \left(\frac{\partial \Phi}{\partial i} \right)^{-1} \left[-Ri - \frac{\partial \Phi}{\partial \theta} \omega + v \right] \quad (a)$$

$$\frac{d \omega}{d t} = \frac{1}{J} \left[\tau + r - B \omega - \tau_L \right] \quad (b) \quad (6.9)$$

$$\frac{d \theta}{d t} = \omega \quad (c)$$

El proyecto del controlador se divide en dos partes: una relacionada al límite de la corriente, y otra relativa al control de velocidad. Para el límite de corriente se adopta la siguiente función de conmutación:

$$\sigma_i = I_N - i \quad (6.10)$$

El modo deslizante se obtiene manipulando la tensión en el siguiente modo:

$$v^* = \begin{cases} V_N & \sigma_i < 0 \\ 0 & \sigma_i > 0 \end{cases} \quad (6.11)$$

La condición de existencia del modo deslizante de corriente, se encuentra sustituyendo la (6.10) y su derivada en la (6.5), es decir:

$$(I_N - i) \left(\frac{\partial \phi}{\partial i} \right)^{-1} \left(iR + \frac{\partial \phi}{\partial \theta} \omega - v \right) < 0 \quad (6.12)$$

condición que se verifica cuando

$$V_N > iR + \frac{\partial \phi}{\partial \theta} \omega \quad (6.13)$$

es decir cuando la fem es menor que la tensión de alimentación. Esto significa que el modo deslizante de corriente puede existir siempre que el motor opere en el modo A.

Para el control de velocidad se define la siguiente función de conmutación

$$\sigma_{\omega} = \omega^* - \omega - \gamma \frac{d\omega}{dt} \quad (6.14)$$

donde ω^* es la referencia de velocidad y γ es un parámetro elegido convenientemente. Mientras el sistema se mantenga dentro del modo deslizante $\sigma_{\omega}=0$ la respuesta de velocidad será la de un sistema de primer orden cuya constante de tiempo es γ . Para lograr el control deseado la tensión es manipulada en el siguiente modo

$$v^* = \begin{cases} V_N & \sigma_{\omega} < 0 \\ 0 & \sigma_{\omega} > 0 \end{cases} \quad (6.15)$$

El régimen deslizante existirá siempre que se verifique la (6.5). Las condiciones de existencia se obtienen derivando (6.14). Sustituyendo los valores que surgen de (6.9) se obtiene

$$\frac{d\sigma_{\omega}}{dt} = \frac{d\omega^*}{dt} - \frac{\gamma}{J} \left[\frac{d\tau}{dt} + \frac{dr}{dt} - \frac{d\tau_L}{dt} \right] + \gamma \frac{d\omega}{dt} \left[\frac{B}{J} - \frac{1}{\gamma} \right] \quad (6.16)$$

En estado estacionario la cupla desarrollada por el motor equilibra la viscosidad y la cupla de carga, de modo tal que (6.9) b) se reduce a $d\omega/dt=r/J$. Además, la referencia de velocidad así como la cupla de carga son constantes, permitiendo simplificar la (6.16). Sustituyendo la (6.16) simplificada y la (6.14) en la (6.5) se obtiene la siguiente condición para eliminar el ripple de cupla

$$\left| \frac{d\tau}{dt} \right| > \left| -\frac{dr}{dt} + r \left[\frac{B}{J} - \frac{1}{\gamma} \right] \right| \quad (6.17)$$

Para analizar la (6.17), conviene recordar que cuando se produce una cupla motora r es positivo y dr/dt es negativo. Además normalmente $1/\gamma$ es mucho mayor que B/J . Por lo tanto los dos términos del segundo miembro tienen signos opuestos. Es decir que el término del ripple "ayuda" a la fase ficticia a mantenerse dentro del modo deslizante. Por otra parte γ es la constante de tiempo del sistema funcionando en el modo deslizante, es decir que está relacionada al movimiento mecánico; mientras que dr/dt esta asociada a la constante de tiempo eléctrica. Esto significa que en general el segundo término es mucho menor que el primero.

Derivando la (6.7), la variación de la cupla de la fase ficticia resulta

$$\frac{d\tau}{dt} = \begin{cases} \frac{K i}{L_u + K \theta} [v - Ri - Ki\omega] & i \leq I_m & (a) \\ \frac{K I_m}{L_u} [v - Ri - KI_m \omega] & i > I_m & (b) \end{cases} \quad (6.18)$$

La ec. (6.18) muestra que la derivada temporal de la cupla desarrollada por el motor, es la misma tanto en la zona de baja como de alta saturación.

Para analizar la capacidad del control para eliminar el ripple de cupla, se analiza la existencia del modo deslizante en el instante de conmutación entre dos fases. Haciendo un análisis de peor caso, se puede despreciar el término que está multiplicado por r en la (6.17). Dado que r está determinado por la corriente en la fase que se extingue, la (6.18) permite resolver (6.17) recordando que $i_r = i(\theta + \alpha_r/q)$.

En primera instancia se fijan los ángulos de encendido y apagado en 0 y α_r/q , respectivamente. De este modo se verifica en cada instante, que una y sólo una de las fases se encuentra en el intervalo de energización. En la Figura 6.11 se muestran las corrientes de dos fases adyacentes en el instante de la conmutación, cuando la extinción de la corriente se realiza con la máxima tensión negativa. En este caso la corriente de

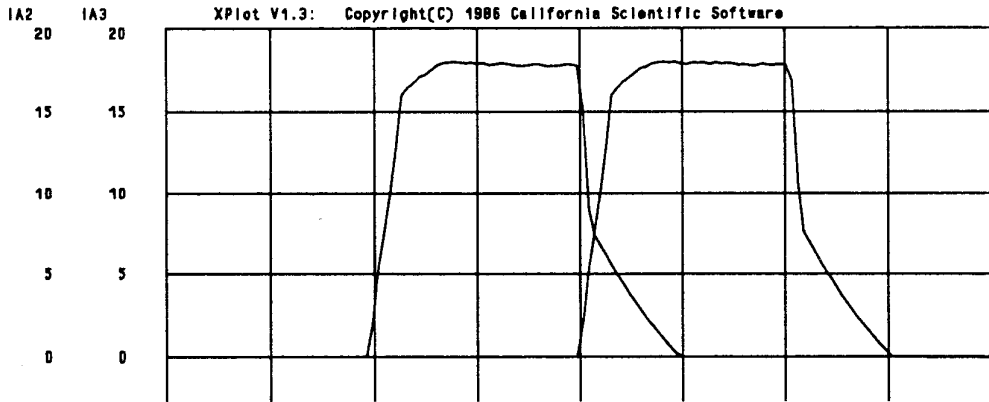


Figura 6.11 Corriente en dos fases adyacentes con $\theta_{on}=0$ $v=-V_N$

la fase ficticia (i) comienza desde cero en la zona lineal, mientras que la que produce el ripple (i_r) se encuentra en la zona de saturación. Con estas suposiciones (6.17) se convierte en

$$i \left(\frac{V_N - Ri - Ki\omega}{L_u + K\theta} \right) > \frac{I_m}{L_u} (V_N + Ri_r + KI_m\omega) \quad (6.19)$$

condición que no puede verificarse dado que el segundo miembro es siempre mayor que el primero en estas condiciones de funcionamiento. Este hecho puede modificarse anticipando el encendido de la fase de modo tal que la corriente i se encuentre en la zona de saturación cuando la fase comienza a producir cupla como se muestra en Figura 6.12. En este caso la ec. (6.17) se resuelve como:

$$V_N - Ri - KI_m\omega > V_N + Ri_r + KI_m\omega \quad (6.20)$$

Esta condición tampoco puede satisfacerse pues el primer miembro es siempre menor que la tensión del generador, mientras el segundo es siempre mayor. Por lo tanto para que exista un régimen deslizante se debe controlar la tensión también durante el intervalo de extinción. Un modo simple de realizar este control es aplicando a la fase

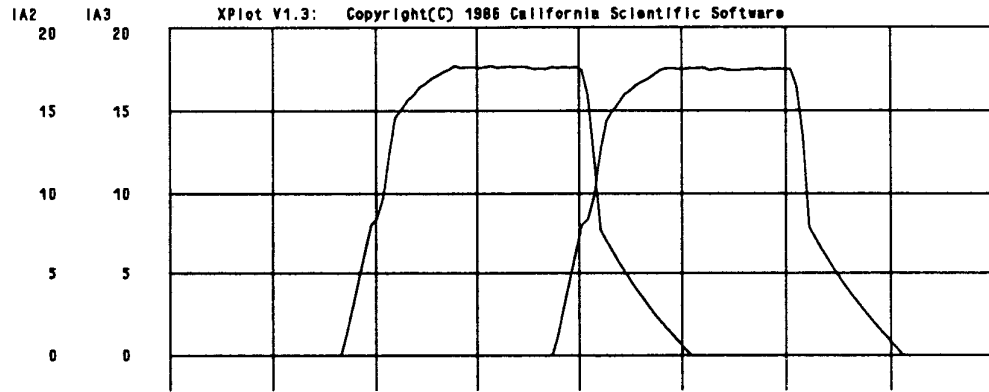


Figura 6.12 Corriente en dos fases adyacentes con $\theta_{on} < -L_u/K$ $v^- = -V_N$

que se extingue una tensión

$$v^- = -V_N + v^+ \quad (6.21)$$

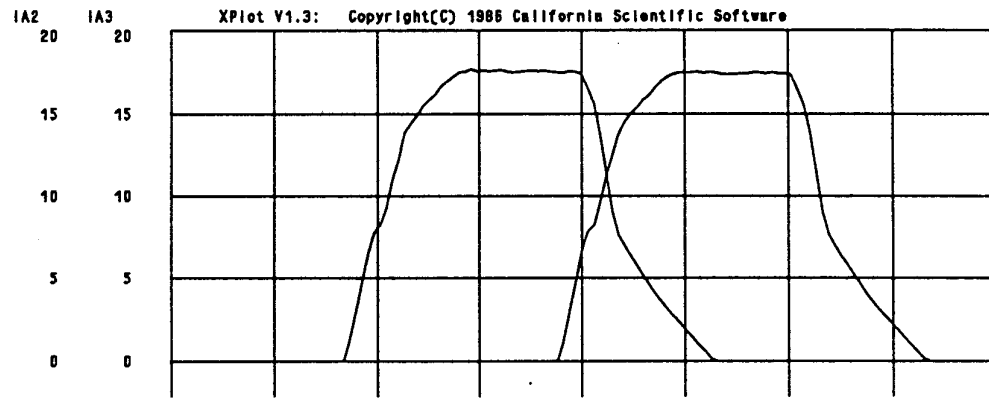


Figura 6.13 Corriente en dos fases adyacentes con $\theta_{on} < -L_u/K$ $v^- = -V_N + v^+$

donde v^+ es la tensión de salida del controlador. En la Figura 6.13 se presentan las corrientes obtenidas con este control. Con esta tensión controlada durante la extinción de la corriente, la (6.17) se transforma en

$$v^+ - Ri - KI_m \omega > V_N - v^+ + Ri_r + KI_m \omega \quad (6.22)$$

recordando que $v^+ < V_N$, la condición de existencia se reduce a

$$V_N > R (i + i_r) + 2 K I_m \omega \quad (6.23)$$

de la (6.23) se deduce que el control por modos deslizantes puede realizarse a bajas velocidades hasta un límite cercano a la mitad de la velocidad nominal. Esta no es una limitación demasiado importante ya que el mayor problema de las pulsaciones de cupla ocurre exactamente cuando el motor opera en bajas velocidades.

En este punto es importante destacar que la tensión aplicada en el control de la extinción de la corriente, es exactamente la tensión que se obtiene cuando se alimenta al motor con un convertidor puente con llave común. Como se vio en el Capítulo 5 este convertidor utiliza una llave por fase que determina cual es la fase activa; más una llave común que realiza el control de la corriente. En este caso la llave común es comandada por el controlador de modos deslizantes, mientras las restantes llaves son controladas por los ángulos de encendido y apagado.

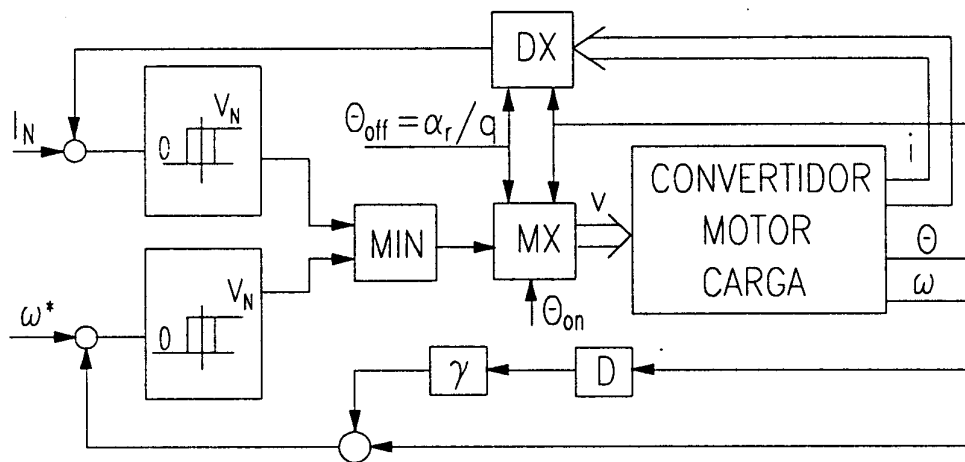


Figura 6.14 Esquema de control

En la Figura 6.14 se presenta el esquema de control resultante, constituido por un controlador de corriente construido de acuerdo a (6.11), un controlador de velocidad que reproduce (6.15) y otros bloques. El bloque MIN entrega el mínimo valor entre los dos controladores de modo que el de corriente sólo actúe cuando la corriente supera el

valor nominal. El bloque MX actúa como un multiplexer que entrega la tensión de salida del controlador a la fase adecuada. El bloque DX actúa como un demultiplexer que entrega al controlador de corriente, la corriente de la fase apropiada. El bloque D calcula la derivada temporal de la velocidad del motor.

6.3.4 Simulación del sistema de estructura variable

Un accionamiento de un SRM controlado con el esquema de la Figura 6.14, fue simulado digitalmente empleando el programa de simulación dinámica CSMP. Los valores de los parámetros del motor empleado son los presentados en la introducción del capítulo. El parámetro γ fue seleccionado igual a 8 mseg. El ángulo de encendido fue elegido de modo tal que, aplicando a la fase la tensión de salida del controlador, la corriente en $\theta=0$ igualara a la corriente de la fase precedente. Este ángulo resulta

$$\theta_{on} = - \frac{L_u i_r}{K I_m} \quad (6.24)$$

y el ángulo de apagado fue dejado constante en el valor α_r/q .

En la Figura 6.15 y la Figura 6.16 se presenta la respuesta del motor durante el arranque, cuando se aplica un escalón de 100 rad/seg. y la cupla de carga iguala el 25% de la carga nominal. La Figura 6.15 muestra la cupla instantánea y la velocidad del motor, mientras la Figura 6.16 ilustra la trayectoria en el plano de fase: $\omega^* - \omega$, $d\omega/dt$. Los resultados demuestran que en un primer instante actúa el control de corriente obteniéndose una aceleración constante hasta que se alcanza el modo deslizante de velocidad. Luego del transitorio inicial, el accionamiento se desplaza por la superficie elegida sin estar perturbado por la transición de corriente entre las fases. Si se comparan las curvas de la Figura 6.15, con las correspondientes de la Figura 6.5, se observa una notable mejoría en la reducción del ripple de cupla cuando se utiliza una técnica de control de estructura variable.

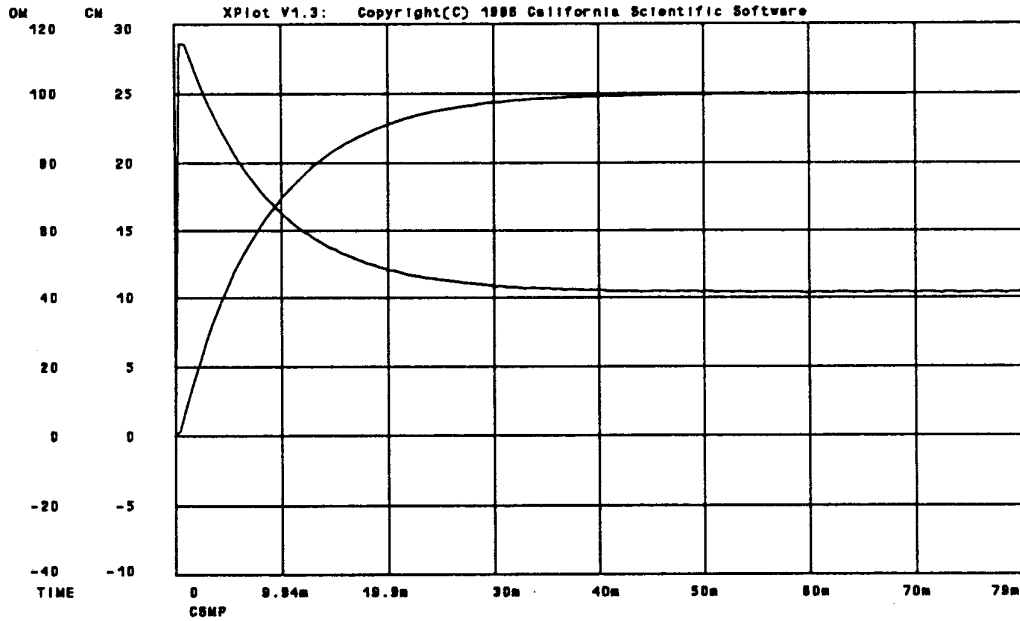


Figura 6.15 *Cupla desarrollada y velocidad durante el arranque [20 (rad/seg)/div, 5 Nm/div, 10 msec/div]*

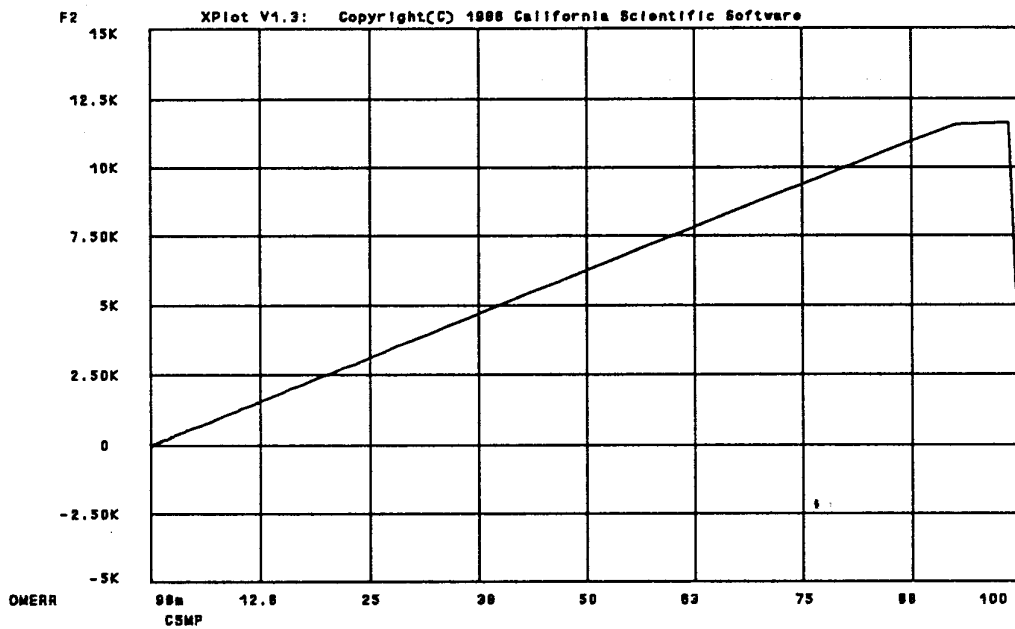


Figura 6.16 *Trayectoria en el plano de fase [2,5 (krad/seg²)/div, 12,5 (rad/seg)/div]*

En las siguientes figuras se analiza el comportamiento del motor frente a una variación de la referencia de velocidad, y ante distintas situaciones como ser distintos

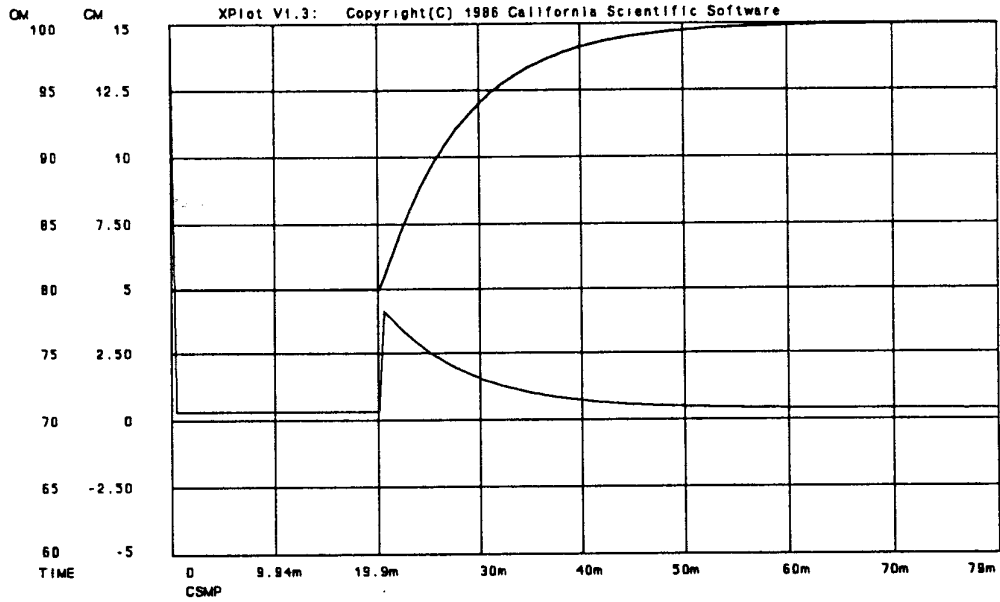


Figura 6.17 *Transitorio de velocidad: Motor en vacío [5 (rad/seg)/div, 2Nm/div, 10 msec/div]*

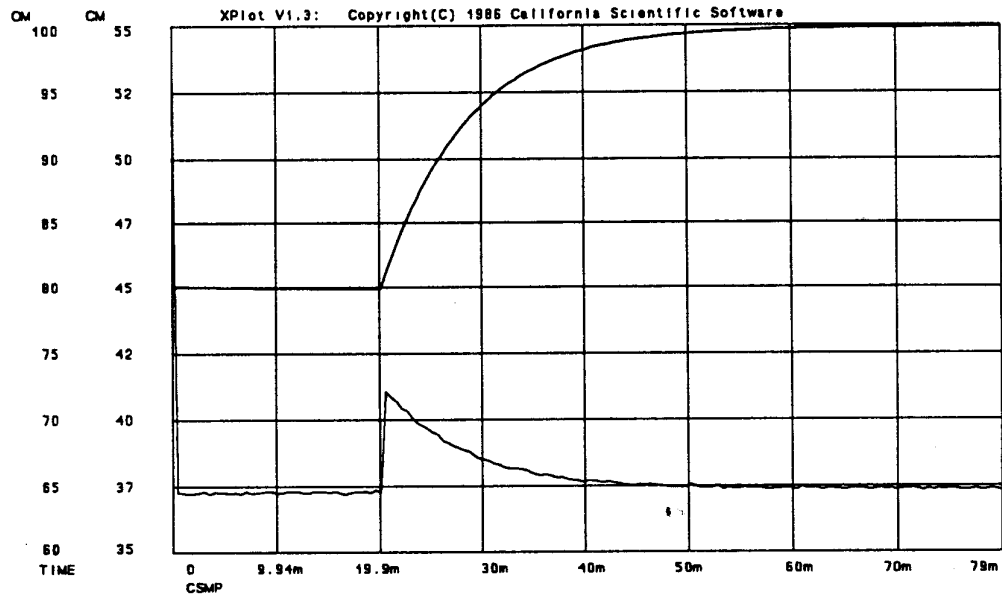


Figura 6.18 *Transitorio de velocidad: Motor a plena carga [5 (rad/seg)/div, 2Nm/div, 10 msec/div]*

estados de carga y variaciones paramétricas respecto de los valores nominales empleados en el diseño del controlador. La Figura 6.17 muestra la respuesta a un escalón de

velocidad de 20 rad/seg cuando el motor se encuentra girando a velocidad constante y está funcionando en vacío. La Figura 6.18 muestra la respuesta al mismo escalón de velocidad para el caso de funcionamiento a plena carga. De los resultados expuestos en ambas figuras se observa que el accionamiento no es sensible a la carga mecánica que soporta el motor. En ambos casos, vacío y plena carga, los transitorios de velocidad resultan idénticos.

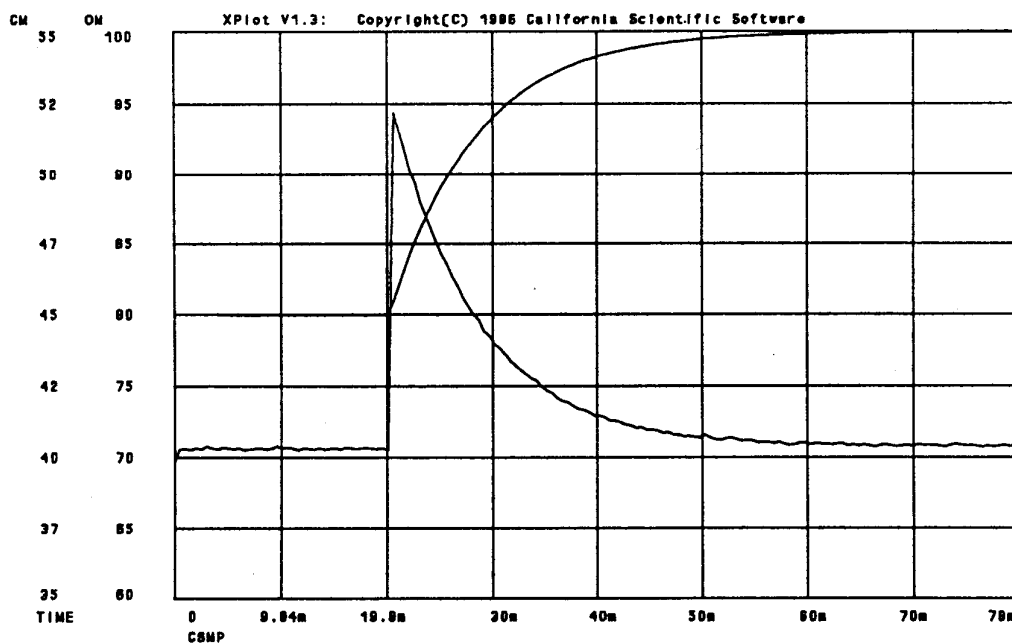


Figura 6.19 *Respuesta de velocidad con una inercia mayor [5 (rad/seg)/div, 2,5Nm/div, 10 mseg/div]*

En las Figura 6.19 y Figura 6.20 se presentan los resultados del comportamiento transitorio en presencia de variaciones paramétricas. En la Figura 6.19 puede observarse la respuesta a un escalón de velocidad de 20 rad/seg cuando la inercia real del conjunto motor-carga es tres veces superior a la considerada en el proyecto del controlador. Si bien la variación de cupla necesaria para acelerar el motor aumenta, el sistema permanece dentro del régimen deslizante. Existe un compromiso entre el máximo error tolerable en el valor de la inercia, y la cupla de carga del motor, para que el sistema se mantenga dentro del modo deslizante. El caso mostrado en la Figura 6.19 corresponde a funcionamiento a plena carga. Esto significa que para cualquier estado de carga, el controlador es insensible a errores en el cálculo de la inercia de hasta el 200%.

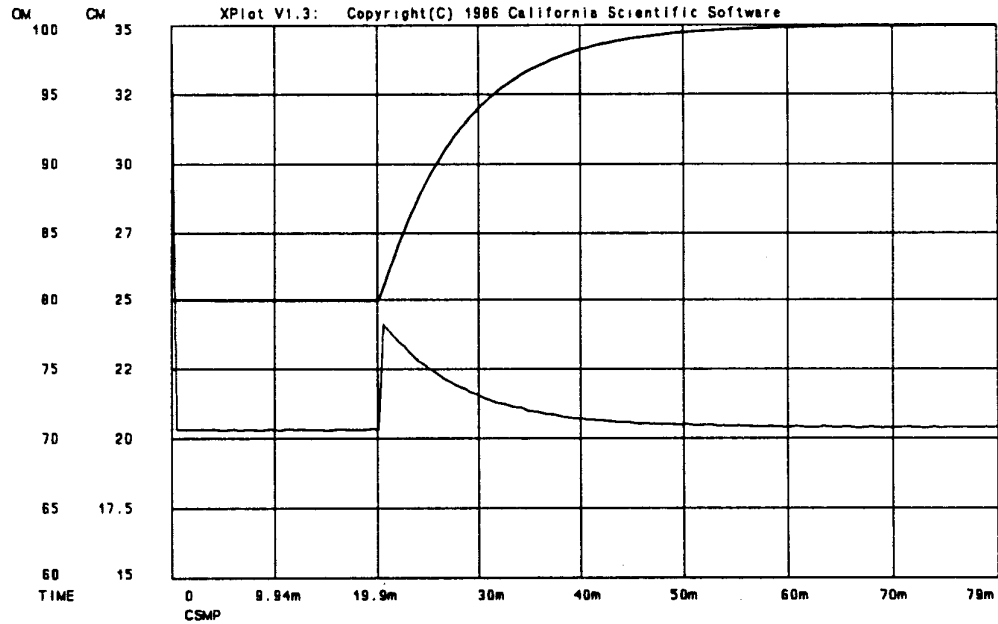


Figura 6.20 Respuesta de velocidad con una inductancia desalineada mayor [5(rad/seg)/div, 2,5 Nm/div, 10 mseg/div]

La Figura 6.20 muestra la respuesta al mismo transitorio cuando la inductancia mínima del motor (L_{μ}) se aparta del valor estimado en un 100%. Tampoco en este caso se observan alteraciones al comportamiento dentro del modo deslizando.

En la Figura 6.21 se muestra el comportamiento del accionamiento proyectado, frente a una variación de la cupla resistente. Se aplica un escalón de cupla de 30 Nm cuando el motor está girando a una velocidad constante de 70 rad/seg. Puede observarse que esta perturbación de la carga saca al accionamiento del modo deslizando, originando un error de velocidad que luego se recupera con una constante de tiempo igual a γ . Este resultado es previsible si se observa la ec. (6.16). Prestando atención al término correspondiente a la variación de cupla de carga, (segundo término) se ve claramente que la derivada de la cupla resistente no puede superar al máximo valor de la derivada de la cupla desarrollada por la fase ficticia.

En la Figura 6.22 se presentan los resultados del mismo transitorio cuando el escalón de cupla resistente es sustituido por una rampa que satisface la condición de existencia del modo deslizando ($50 \cdot 10^3$ Nm/seg). En este caso se observa que la velocidad no está perturbada por la modificación de la carga.

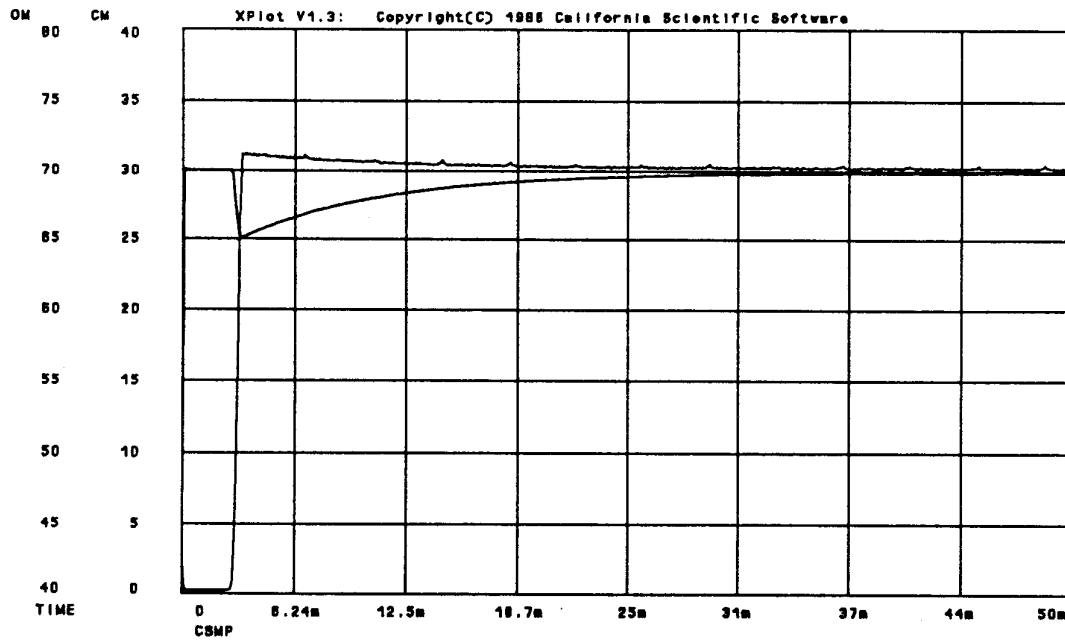


Figura 6.21 *Transitorio debido a un escalón de cupla resistente [5(rad/seg)/div, 5 Nm/div, 6,25 mseg/div]*

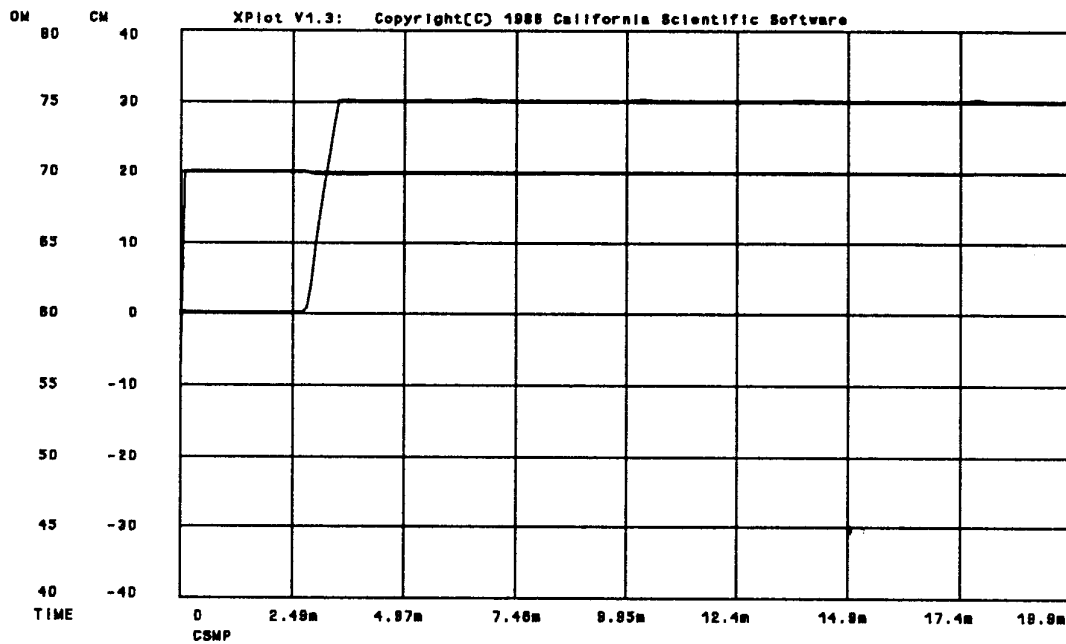


Figura 6.22 *Transitorio debido a una rampa limitada de cupla resistente [5(rad/seg)/div, 10 Nm/div, 6,25 mseg/div]*

Los resultados presentados en las Figura 6.17 a 6.22 muestran que el accionamiento proyectado con control por modos deslizantes es eficaz para eliminar las pulsaciones de cupla. Además este accionamiento es insensible a perturbaciones y variaciones paramétricas.

Se ha proyectado un controlador de estructura variable, con el cual es posible obtener un accionamiento de simple implementación y económico, ya que puede funcionar perfectamente con un convertidor con pocos dispositivos de potencia. La prestación del sistema es altamente satisfactoria para aplicaciones de baja velocidad.

CAPÍTULO 7

CONCLUSIONES

7.1 RESUMEN Y DISCUSIÓN DE LOS RESULTADOS OBTENIDOS

En la presente Tesis se han investigado las características de control del motor de reluctancia conmutada y se las ha utilizado en el diseño de distintos sistemas de control a los fines de analizar las potencialidades del modelo desarrollado.

Como punto de partida se estudian las características magnéticas del motor y se desarrolla un modelo basado en una aproximación lineal por tramos de las curvas de flujo concatenado por una fase, en función de la corriente que circula por la misma, para distintas posiciones rotóricas. El modelo desarrollado permite obtener una muy buena estimación del comportamiento del flujo tanto para la saturación local de las expansiones polares como para la saturación global del hierro. En el caso de motores ya construidos los parámetros del modelo se obtienen a partir de la medición de las características en posición alineada y no alineada. Cuando el motor aún se encuentra en las etapas de diseño, los parámetros pueden estimarse con buena precisión una vez que las principales dimensiones del mismo han sido definidas. Debido a la naturaleza lineal por tramos de este modelo se simplifica notablemente el análisis matemático del motor y se logra una predicción precisa de su prestación.

A partir de la definición del modelo, se lo utiliza para el estudio de las características de control y se analiza en detalle el comportamiento en ausencia de saturación magnética para luego investigar el efecto de trabajar con alta saturación del circuito magnético. Las características de los sistemas utilizados para la alimentación del motor determinan en gran medida el comportamiento del mismo lo que se desprende del estudio del efecto de usar ya sea fuente de corriente o fuente de tensión en el circuito de excitación de las bobinas. En el primer caso, como es posible obtener una expresión analítica que relaciona la cupla con las variables de control, se muestra que es más conveniente emplear la corriente para controlar la cupla, ajustando el ángulo de encendido al inicio de la zona de inductancia creciente y el ángulo de apagado de modo tal que no exista superposición en la conducción de dos fases. En el caso de alimentación con fuente de tensión es necesario recurrir a una solución numérica para determinar las relaciones entre las variables de control y la cupla. Existen tres modos posibles de operación del

motor de reluctancia conmutada según sean la velocidad, la corriente y la técnica de control adoptadas. En el modo llamado A-1 se controla la corriente mientras que en los modos llamados A-2 y B, se controla el ángulo de encendido. En todos los casos se elige el ángulo de apagado de forma de obtener la mayor cupla posible. Considerando el par máximo que es posible desarrollar con una u otra alimentación se demuestra la superioridad del accionamiento alimentado con fuente de tensión en el que se obtiene un aumento sustancial de cupla a altas velocidades.

Como conclusión del estudio de las características de control se establece que existen tres esquemas posibles para el control de velocidad de los motores de reluctancia conmutada. La diferencia entre estos esquemas radica en la interpretación de la variable manipulada en el lazo de control la que determina la complejidad del sistema a implementar así como la linealidad del sistema resultante. Cuando la variable de salida del regulador de velocidad es interpretada como ángulo de energización, se obtiene el sistema mas simple pero también el mas alineal, con lo cual se complica sustancialmente el diseño del lazo de control; en cambio si la variable de salida es interpretada como un requisito de cupla, se obtiene una transferencia lineal pero a costa de un aumento considerable de la potencia de cálculo requerida en la determinación de las variables de control. Una solución intermedia, interpretando la salida del regulador como requisito de corriente, es finalmente adoptada para la implementación de los distintos sistemas de control de velocidad estudiados en el capítulo final de la Tesis.

Dos técnicas de control diferentes han sido empleadas en el diseño del controlador de velocidad de un SRM. En primer lugar se utilizan técnicas de control de sistemas lineales y se estudia la operación sobre un amplio rango de velocidades. Los signos de las señales de velocidad y la salida del regulador de velocidad son usadas para determinar el cuadrante en el que funciona el motor; luego los ángulos de encendido y apagado son calculados adecuadamente de acuerdo a lo determinado en el Capítulo 4. El regulador se construye con un compensador proporcional integral y su salida es interpretada como requisito de corriente para lo cual se considera su valor absoluto. En la simulación por computadora se observa un comportamiento satisfactorio sobre un amplio rango de velocidades, útil en aplicaciones industriales comunes y para electrodomésticos. Resulta particularmente apto para aplicaciones de media y alta velocidad, pero presenta el inconveniente de tener un elevado ripple de cupla. El efecto de este ripple es nocivo en baja velocidad provocando una vibración no despreciable del eje del motor.

Mediante la utilización del control por modos deslizantes utilizado como segunda técnica de control, se logra superar el problema del ripple de cupla. La señal de salida del controlador es aún interpretada como un requisito de corriente; los ángulos de encendido y

apagado son determinados en base a lo establecido en el Capítulo 4, pero de modo tal de satisfacer la condición de existencia del modo deslizante. Esta condición impone que la tensión aplicada a cada fase debe ser controlada aún en el intervalo de desenergización, regulando de este modo la extinción de la corriente en lugar de disminuirla lo más rápido posible. El accionamiento así proyectado tiene un rango de velocidades limitado a la mitad de la velocidad nominal. Ofrece un comportamiento altamente satisfactorio, con un giro suave del eje del motor determinado por la ausencia de pulsaciones de cupla. El controlador por modos deslizantes permite obtener un accionamiento que aparte de reducir drásticamente el ripple de cupla, es insensible a variaciones de la carga mecánica y de los parámetros del motor. De este modo se obtuvo un accionamiento de alta calidad para aplicaciones de baja velocidad.

7.2 SUGERENCIAS PARA FUTURAS INVESTIGACIONES EN EL TEMA

En esta Tesis se han presentado sólo dos sistemas de control para el SRM: uno que emplea técnicas de control de sistemas lineales, y otro que emplea modos deslizantes. Dado que el SRM es una planta altamente no lineal, se presenta como un campo propicio para la aplicación de diferentes técnicas de control no lineal que ya han comenzado a ser tratadas en la bibliografía, pero que constituyen una temática en la cual queda mucho por investigar.

El modelo lineal por tramos desarrollado en esta Tesis y empleado en el análisis de las características de control del SRM, ha provisto un medio eficaz para la determinación de la performance del motor así como en la determinación de las relaciones existentes entre el par desarrollado y las variables de control. De todos modos, dada la elevada no linealidad del SRM, un análisis más preciso puede obtenerse mediante modelos no lineales más completos.

Si bien el SRM es utilizado en diversas aplicaciones, es particularmente atractivo para aplicaciones industriales generales y electrodomésticos. En estas aplicaciones, más importante que la precisión del movimiento es la economía de todo el accionamiento. La necesidad de medir la posición para la alimentación sincrónica significa un costo extra que atenta contra su aplicación generalizada. Este hecho sugiere que es necesario dirigir la investigación hacia la eliminación del sensor de posición. En la bibliografía se encuentran algunos ejemplos de estimación de posición para SRMs. La mayoría de ellos estima la inductancia de la fase solo para decidir el umbral donde se debe encender la fase [137].

Estas propuestas, si bien aportan una solución aceptable a la alimentación sincrónica de las fases, no contribuyen respecto del sensado de la velocidad. Ambas estimaciones pueden ser realizadas por un observador de estados, sin embargo esta solución ha recibido muy poco tratamiento [138]. Es justamente en este campo que se ha comenzado a investigar la posibilidad de emplear observadores no lineales para la estimación de velocidad y posición del motor de reluctancia conmutada [139][140]. Con la eliminación de los sensores mecánicos, podría lograrse un control compacto construido alrededor de un microprocesador, el cual unido a la gran simplicidad constructiva del motor en si mismo, permitirían obtener un accionamiento competitivo en una amplia gama de aplicaciones.

REFERENCIAS

- [1] J.M.D.Murphy, F.G.Turnbull, *Power Electronics of AC Motors*, Pergamon Press 1988.
- [2] T.A.Lipo, "Recent Progress in the Development of Solid-State AC Motor Drives", *IEEE Trans. on Power Electronics*, Vol. PE-3 NE2, April 1988, pp 105-117.
- [3] B.K.Bose, "Power Electronics - An Emerging Technology", *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, IE-36 NE3, August 1989, pp.403-412.
- [4] P.C.Sen, "Electric motor drives and control -past, present and future", *Proceedings of IEEE Industrial Electronics Conference (IECON'88)*, Singapore, October 1988, pp 534-544.
- [5] M.Jufer, "Electric drive evolution and design", *Proceedings of the Conference on Drives/Motors/Controls*, Birmingham (U.K.), 1988, pp. 1.1-1.7.
- [6] T.J.Miller, *Brushless Permanent-Magnet and Reluctance Motor Drives*, Oxford University Press 1989.
- [7] D.A.Torrey and D.M.Orlicki, "A comparison between a permanent magnet and a variable-reluctance distributed torque source", *Proceedings of the International Conference on Electric Machines (ICEM'90)*, Cambridge MA USA, August 1990, pp. 862-867.
- [8] T.J.Miller, *"Switched Reluctance Motor Drives"*, PCIM Reference Series in Power Electronics & Intelligent Motion, Intertec Communications INC, California USA, 1988.
- [9] D.M.Sudgen, P.D.Webster and J.M.Stephenson, "The control of SR drives: Review and current status", *Proceedings of the 3rd European Power Electronics Conference (EPE'89)*, Aachen, GERMANY, September 1989, pp. 35-40.
- [10] J.V.Byrne and M.F.McMullin, "Design of a reluctance motor as a 10kW spindle drive". *Proceedings MOTORCON*, Geneva, 1982, pp. 10-24.
- [11] J.V.Byrne, M.F.McMullin and J.B.O'Dwyer, "A high performance variable reluctance drive: a new brushless servo", *Proceedings MOTORCON*, October 1985, pp. 147-160.

- [12] P.J.Lawrenson and L.A.Agu, "Theory and Performance of Polyphase Reluctance Machines", *IEE Proceedings*, Vol. 111, 1964, pp. 1435-1441.
- [13] V.B.Honsmger, "Steady-State Performance of Reluctance Machines", *IEEE Trans. on Power Apparatus & Systems*, Vol. PAS-90, NE1, January 1971, pp.298-303.
- [14] T.Kenjo, *Stepping motors and their microprocessors controls*, Oxford University Press 1986.-
- [15] P.P.Acamley, *Stepping motors: a guide to modern theory and practice, 2nd. Ed.*, Peter Peregrinus Ltd, London U.K. 1984.
- [16] B.C.Kuo, *Step motors and control systems*, SRL Publishing Company 1979.
- [17] J.V.Byrne, "Tangential forces in overlapped pole geometries incorporating ideally saturable material", *IEEE Trans. on Magnetics*, Vol. Mag-8, NE1, March 1972, pp. 2-9.
- [18] M.R.Harris, A.Hughes and P.Lawrenson, "Static torque production in saturated doubly-salient machines", *IEE Proceedings*, Vol. 122, NE10, October 1975, pp. 1121-1127.
- [19] J.M.Stephenson and J.Corda, "Computation of torque and current in doubly salient reluctance motors from nonlinear magnetization data", *IEE Proceedings*, Vol. 126, NE5, May 1979, pp.393-396.
- [20] J.M.Stephenson and M.A.EL-Khazendar, "Saturation in doubly salient reluctance motors". *IEE Proceedings Pt.B*, Vol.136 NE1, January 1989, pp.50-58.
- [21] W.F.Ray, R.M.Davis, "Inverter Drive for Doubly-Salient Reluctance Motor: Its Fundamental Behaviour, Linear Analysis and Cost Implications". *IEE Electric Power Applications*, Vol.2, NE6, December 1979, pp 185-193.
- [22] P.J.Lawrenson, J.M.Stephenson, P.T.Blenkinsop, J.Corda and N.N. Fulton, "Variable-speed switched reluctance motors", *IEE Proceedings Pt.B*, Vol. 127, NE4, July 1980, pp. 253-265.
- [23] T.J.Miller, J.M.Stephenson, S.R.MacMinn, J.R.Hendershot, *Switched Reluctance Drives*, Tutorial presented at the 1990 IEEE Industry Applications Society Conference (IAS'90).
- [24] P.J.Lawrenson, J.M.Stephenson, N.N.Fulton and J.Corda, "Switched reluctance motors for traction drives", *Proceedings of the International Conference on Electric Machines (ICEM'80)*, Athens GREECE, September 1980, pp. 410-417.

- [25] J.R.French, "Switched reluctance motor drives for rail traction: relative assessment", *IEE Proceedings Pt.B*, vol. 131 NE5, September 1984, pp. 209-219.
- [26] W.F.Ray, R.M.Davis, P.J.Lawrenson, J.M.Stephenson, N.N.Fulton and R.J.Blake, "Switched reluctance motor drives for rail traction: a second view", *IEE Proceedings Pt.B*, Vol. 131, NE5, September 1984, pp. 220-225.
- [27] E.Amin, "An optimum designed example of a 350 kW, 1500V, 3000 rpm variable reluctance motor for electrical traction purpose". *Proceedings of Symposium on Electrical Drives*, Cagliari, ITALY, September 1987, pp. 347-351.
- [28] B.J.Blake, "New applications and developments in switched reluctance drives", *Proceedings of the Conference on Drives /Motors/Controls*, Birmingham (U.K.), 1988, pp. 4.19-4.24.
- [29] E.Richter, "Switched reluctance machines for high performance operations in a harsh environment - A review paper", *Proceedings of the International Conference on Electric Machines (ICEM'90)*, Cambridge MA USA, August 1990, pp. 18-24.
- [30] W.F.Ray, P.J.Lawrenson, R.M.Davis, J.M.Stephenson, N.N.Fulton and R.J.Blake, "High-Performance Switched Reluctance Brushless Drives", *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. IA-22, NE4, July 1986, pp. 722-729.
- [31] M.R.Harris, J.W.Finch, J.A.Mallick and T.J.E.Miller, "A review of the integral horsepower switched reluctance drive", *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. IA-22, July/August 1986.
- [32] D.R.Mahmood and H.Nagriyal, "Performance of integral-Hp electronically-controlled switched-reluctance motor (SRM)", *Proceedings of IEEE Industrial Electronics Conference (IECON'88)*, Singapore, October 1988, pp. 691-696.
- [33] J.M.Stephenson and R.J.Blake, "The design and performance of a range of general purpose industrial SR drives for 1KW to 110KW", *Proceedings of IEEE Annual Conference of the Industry Application Society (IAS'89)*, San Diego USA, October 1989, pp. 99-107.
- [34] A.V.Radum, "High power density switched reluctance motor drive for aerospace applications", *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 28, NE1, January/February 1992, pp.113-119.
- [35] A.Musoke, "Switched reluctance drive system for uses in hazardous areas", *Proceedings of the Conference on Drives/Motors/Controls*, Birmingham (U.K.), 1988 pp. 4.1-4.4.

- [36] D.M.Sudgen, S.P.Randall and P.D.Webster, "Low-power controlled- speed drives using SR motors", *Proceedings IEE Conference on Power Electronics and Variable Speed Drives (PEVD)*, 1988, pp. 269-272.
- [37] D.M.Sudgen, R.J.Blake, S.P.Randall and J.M.Stephenson, "Switched reluctance drives using MOSFETs", *Proceedings of the 2nd European Power Electronics Conference (EPE'87)*, Grenoble, FRANCE, September 1987, pp. 935-940.
- [38] D.M.Sudgen, R.Blake, S.P.Randall, J.M.Stephenson and P.J. Lawrenson, "High performance MOSFET switched reluctance drives", *Proceedings of IEEE Annual Conference of the Industry Application Society (IAS'87)*, Atlanta USA, October 1987, pp. 481-486.
- [39] J.Lawrenson, "Design and performance of switched reluctance drives with high performance DC drive characteristics", *Proceedings of 1989 International Conference on Power Conversion & Intelligent Motion (PCIM'89)*, Munich GERMANY, June 6-8.
- [40] M.G.Egan, J.M.D.Murphy, P.F.Kenneally and J.V.Lawton, "A high performance variable reluctance drive: achieving servomotor control", *Proceedings MOTORCON*, October 1985, pp. 161-168.
- [41] J.V.Byrne and F.Devit, "Design and Performance of a Saturable Variable Reluctance Servo Motor", *Proceedings MOTORCON*, October 1985, pp. 139-146.
- [42] M.Ilic-Spong, R.Marino, S.Peresada and D.G.Taylor, "Nonlinear control of switched reluctance motors in robotics applications", *Conference on Applied Motion Control*, Minneapolis, Minnesota, June 1986, pp. 129-137.
- [43] R.S.Wallace, and D.G.Taylor, "Low-Torque-Ripple Switched Reluctance Motors for Direct-Drive Robotics", *Trans. on Robotics and Automation*, Vol.7 NE 6, December 1991, pp 733-742
- [44] H.H.Moghbelli and M.H.Rashid, "The Switched Reluctance Motor Drives: Characteristics and Performance", *Proceedings of the 4th European Power Electronics Conference (EPE'91)*, Firenze ITALY, September 1991, pp. 1.398-1.406.
- [45] M.Moallem, C.M.Ong and L.E.Unnewehr, "Effect of rotor profiles on the torque of a switched reluctance motor", *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 28, March/April 1992 pp.364-369.
- [46] D.P.Tormey and D.A.Torrey, "The design of a low-current variable reluctance motor drive with constrained torque ripple", *Proceedings of the International Conference on Electric Machines (ICEM'90)*, Cambridge MA USA, August 1990, pp. 788-793.

- [47] D.P.Tormey and D.A.Torrey, "A Comprehensive Design Procedure for Low Torque-Ripple Variable-Reluctance Motor Drives", *Proceedings of IEEE Annual Conference of the Industry Application Society (IAS'91)*, Dearborn USA, October 1991, pp. 244-251.
- [48] H.H.Moghbelli, G.E.Adams and R.G.Hoft, "Prediction of the instantaneous and steady state torque of the switched reluctance motor using the finite element method (FEM)", *Proceedings of IEEE Annual Conference of the Industry Application Society (IAS'88)*, Pittsburg USA, October 1988, pp. 59-70.
- [49] H.H.Moghbelli, G.E.Adams and R.G.Hoft, "Comparison of theoretical and experimental performance of 10 HP switched reluctance motor", *Proceedings of IEEE Annual Conference of the Industry Application Society (IAS'89)*, San Diego USA, October 1989, pp. 89-98.
- [50] A.R.Eastmham, H.Yuan, G.E.Dawson, P.C.Choudhury and P.M.Cusack, "A finite element evaluation of the pole shaping in switched reluctance motors", *Electrosoft*, Vol.1 NE1 1990, pp 55-67.
- [51] A.Omekanda, Ch.Broche and R.Baland, "Computation of Magnetic Field of a Switched Reluctance Motor Using a Quadratic Hybrid BIEM-FEM Method", *European Transactions on Electrical Power Engineering*, Vol.2 NE5 September/ October 1992, pp.303-308.
- [52] G.E.Dawson, A.R.Eastham and J.Mizia, "Switched reluctance motor torque characteristics: Finite-element analysis and test results", *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. IA-23 NE3, May/June 1987, pp.532-537.
- [53] R.M.Davis, W.F.Ray and R.J.Blake, "An inverter drive for a switched reluctance motor", *Proceedings of the International Conference on Electric Machines (ICEM'80)*, Athens GREECE, September 1980, pp. 1206-1214.
- [54] J.Corda and J.M.Stephenson, "Speed control of switched reluctance motors", *Proceedings of the International Conference on Electric Machines (ICEM'82)*, August 1982, September 1982, pp 235-238.
- [55] T.J.E.Miller, "Converter volt-amperes requirements of the Switched Reluctance motor drive", *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. IA-21, NE5, Sept/Oct 1985, pp. 1136-1144.
- [56] R.Krishnan, R.Arumugam and J.F.Lindsay, "Design procedure for switched reluctance motors", *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. IA-24, NE3, May/June 1988, pp. 456-461.
- [57] D.G.Taylor, M.Ilic'-Spong and S.Peresada, "Nonlinear composite control of switched reluctance motors", *Proceedings of IEEE Industrial Electronics*

Conference (IECON'86), USA, November 1986, pp. 739-749.

- [58] H.Le-Huy, P.Viarogue and B.Francoeur, "A novel unipolar converter for switched reluctance motor", *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. PE-5, n. 4, October 1990, pp. 469-475.
- [59] D.W.Pulle, "New data base for switched reluctance drive simulation", *IEE Proceedings-B*, Vol.138 NE 6, November 1991, pp.331-337.
- [60] M.A.Preston and J.P.Lyons, "A Switched Reluctance Motor Model with Mutual Coupling and Multi-Phase Excitation", *IEEE Trans. on Magnetics*, Vol. M-27 NE 6, November 1991, pp.5423-5425.
- [61] D.G.Taylor, "An Experimental Study on Composite Control of Switched Reluctance Motors", *IEEE Control Systems Magazine*, Vol.11 NE2 February 1991, pp.31-36.
- [62] J.C.Moreira, "Torque ripple minimization in switched reluctance motors via bi-cubic spline interpolation", *Proceedings IEEE Power Specialist Conference (PESC'92)*, Toledo SPAIN, June 1992, pp.850-856.
- [63] A.Fitzgerald and C.Kingsley, *Electric Machinery*, Mc Graw-Hill, 1961.
- [64] R.M.Davis, W.F.Ray and R.J.Blake, "Inverter drive for switched reluctance motor: circuits and component ratings", *IEE Proceedings Pt.B*, Vol. 128, NE2, March 1981, pp 126-136.
- [65] S.Bolognani, G.S.Buja and M.I.Valla, "Switched- Reluctance motor performance analysis based on an improved modeling of its magnetic characteristics", *Electric Machines and Power Systems*, Vol.19 NE4, July 1991, pp.425-438.
- [66] G.S.Buja y M.I.Valla, "Modelo lineal por tramos de las características magnéticas del motor de reluctancia conmutada", *Anales de la 4 Reunión de procesamiento de la información y control (RPIC'91)*, Bs. As. 18-22 de noviembre de 1991, pp.213-220.
- [67] F.J.Vallese, "*Design and Operation of High Power Variable Reluctance Motor Based drive Systems*", PhD Thesis Massachusetts Institute of Technology, March 1985.
- [68] P.Materu and R.Krishnan, "Analytical prediction of SRM inductance profile and steady-state average torque", *Proceedings of IEEE Annual Conference of the Industry Application Society (IAS'90)*, Seattle USA, October 1990, pp. 214-223.
- [69] W.F.Ray, R.M.Davis and R.J.Blake, "The Control of SR Motors", *Conference on*

Applied Motion Control, Minneapolis, Minnesota, June 1986, pp. 137-145.

- [70] T.J.E.Miller, P.G.Bower, R.Becerra and M.Ehsani, "Four-quadrant brushless reluctance motor drive", *Proceedings IEE Conference on Power Electronics and Variable Speed Drives (PEVD)*, 1988, pp. 273-276.
- [71] P.N.Materu and R.Krishnan, "Steady-State Analysis of the Variable-Speed Switched-Reluctance Motor Drive", *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, IE-36, n.4, November 1989, pp. 523-529.
- [72] M.Moallem and C.M.Ong, "Predicting the steady-state performance of a switched reluctance machine", *IEEE Trans on Industry Applications*, IA-27 NE6, Nov/Dec 1991, pp 1087-1097.
- [73] R.C.Becerra, M.Ehsani and T.J.E.Miller, "Commutation of SR Motors", *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 8 NE3, July 1993, pp.257-263.
- [74] P.H.Chappel, "Winding current in a switched reluctance motor", *IEE Proceedings Pt.B*, Vol. 134, Pt.B, NE5, September 1987, pp. 277-283.
- [75] P.H.Chappell, "Current pulses in switched reluctance motor", *IEE Proceedings*, vol. 135, Pt. B, n.5, May 1988, pp. 224-230.
- [76] M.F.K.Vergalle, J.A.A.Melkebeek and J.A.L.Ghijselen, "Excitation Advance Control Schemes for Switched Reluctance Motors", *Proceedings of IEEE Annual Conference of the Industry Application Society (IAS'92)*, Texas USA, October 1992, pp. 247-263.
- [77] B.K.Bose, T.J.E.Miller, P.M.Szczesny, W.H.Bicknell, "Microcomputer control of switched reluctance motors", *IEEE Trans. on Industry Applications*, IA-22 NE4 July/August 1986 pp.542-547.
- [78] P.J.Roche, M.G.Egan and J.M.D. Murphy, "Intelligent 8096-based multimotor control of a variable reluctance motor drive", *Proceedings of the 2nd European Power Electronics Conference (EPE'87)*, Grenoble, FRANCE, September 1987, pp. 917-922.
- [79] A.R.Oza, R.Krishnan and S.Adkar, "A Microprocessor Control Scheme for Switched Reluctance Motor Drives", *Proceedings of IEEE Industrial Electronics Conference (IECON'87)*, Cambridge USA, November 1987, pp. 448-453.
- [80] X.Mang, R.Krishnan and G.Chandramouli, "Design and performance of an interactive personal computer controller for switched reluctance motor drives", *Proceedings of IEEE Annual Conference of the Industry Application Society (IAS'88)*, Pittsburg USA, October 1988, pp. 514-519.
- [81] C.Elmas and H.Zelaya De La Parra, "A DSP controlled switched reluctance drive

system for wide range of operating speeds", *Proceedings IEEE Power Specialist Conference (PESC'92)*, Toledo SPAIN, June 1992, pp.845-850.

- [82] J.Borka, K.Lupan and L.Szamel, "Control Aspects of Switched Reluctance Motor Drives", *Proceedings IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE'93)*, Budapest, HUNGARY, 1-3 June 1993, pp.296-300.
- [83] G.S.Buja and M.I.Valla, "Control characteristics of the SRM drives. Part I: Operation in the linear region", *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, IE-38 NE5, October 1991, pp.313-321.
- [84] M.Ilic-Spong, T.J.E.Miller, S.R.MacMinn and J.S.Thorp, "Instantaneous torque control of electric motor drives", *IEEE Trans. on Power Electronics*, Vol. PE-2, N 1, January 1987, pp. 55-61.
- [85] D.G.Taylor, "Pulse-Width Modulated Control of Electromechanical Systems", *IEEE Trans. on Automatic Control*, Vol. AC-37 NE4, April 1992, pp.524-528.
- [86] G.S.Buja and M.I.Valla, "Control characteristics of the SRM drives. Part II: Operation in the saturated region", aceptado en *IEEE Trans. on Industrial Electronics*.
- [87] H.Le-Huy, P.Viarouge and B.Francoeur, "A novel unipolar converter for switched reluctance motor", *IEEE trans on Power Electronics*, PE-5 NE4 October 1990, pp.469-475.
- [88] H.Le-Huy, P.Viarouge and B.Francoeur, "Unipolar converters for switched reluctance motors", *Proceedings of IEEE Annual Conference of the Industry Application Society (IAS'89)*, San Diego USA, October 1989, pp. 551-560.
- [89] J.T.Bass, M.Ehsani, T.J.E.Miller, R.L.Steigerwald, "Development of a Unipolar Converter for Variable Reluctance Motor Drives", *IEEE Trans. on Industry Application*, vol. IA-23, May/June 1987, pp 545-553.
- [90] M.A.El-Khazendar and A.H.M.Kalas, "Running performance of a switched reluctance disc motor", *Proceedings of the International Conference on Electric Machines (ICEM'88)*, Pisa ITALY, August 1988, pp. 569-574.
- [91] S.Vukosavic, and V.R.Stefanovic, "SRM Inverter Topologies: A Comparative Evaluation", *IEEE Trans on Industry Applications*, vol. IA-27 NE 6, Nov/Dec 1991, pp 1034-1047.
- [92] D.A.Torrey, "Excitation of variable-reluctance motor drives", *Electric Machines and Power Systems*, Vol.19, pp.713-729.
- [93] G.S.Buja and M.I.Valla, "Power converters in switched reluctance motor drives", *Anales del IE Congresso Brasileiro de Eletronica de Potencia*

(COBEP'91), Florianopolis, Brasil, 2-5 de diciembre de 1991, pp.142-147.

- [94] T.J.E.Miller, "Brushless reluctance motor drives", *IEE Power Engineering Journal*, Vol.1, November 1987, pp.325-331.
- [95] R.Krishnan and P.Materu, "Design of a single-switch-per-phase converter for switched reluctance motor drives", *Proceedings of IEEE Industrial Electronics Conference (IECON'88)*, Singapore, October 1988, pp. 773-779.
- [96] C.Pollock and B.W.Williams, "A unipolar converter for a switched reluctance motor", *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. IA-26, NE2, March/April 1990, pp.222-228.
- [97] H.Le-Huy, P.Viarouge and K.Slimani, "A current- controlled quasi-resonant converter for switched reluctance motor", *Proceedings of IEEE Industrial Electronics Conference (IECON'90)*, Asilomar USA, November 1990, pp. 1022-1028.
- [98] S.S.Park and T.A.Lipo, "New series resonant converter for variable reluctance motor drive", *Proceedings IEEE Power Specialist Conference (PESC'92)*, Toledo SPAIN, June 1992, pp.833-838.
- [99] C.M.Stephens, "Fault detection and management system for fault tolerant switched reluctance motor drives", *IEEE Trans on Industry Applications*, IA-27 NE6, Nov/Dec 1991, pp 1098-1102.
- [100] M.Ehsani, I.Husain and A.B.Kulkarni, "Elimination of discrete position sensor and current sensor in switched reluctance motor drive", *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 28, NE1, January/February 1992, pp.128-135.
- [101] S.R.MacMinn, W.J.Rzesos, P.M.Szczesny and T.M.Jahns, "Application of Sensor Integration Techniques to Switched Reluctance Motor Drives", *IEEE Trans on Industry Applications*, vol. IA-28 NE 6, Nov/Dec 1992, pp 1339-1344.
- [102] C.Pollock and B.W.Williams, "An integrated approach to switched reluctance motor design", *Proceedings of the 2nd European Power Electronics Conference (EPE'87)*, Grenoble, FRANCE, September 1987, pp. 865-870.
- [103] C.Pollock and B.W.Williams, "The design and performance of a multiphase switched reluctance drive", *Proceedings of the 3rd European Power Electronics Conference (EPE'89)*, Aachen, GERMANY, September 1989, pp. 29-34.
- [104] H.Zelaya-De La Parra, C.Elmas, "Computer analysis of drive systems for the switched reluctance motor", *Proceedings of the 4th European Power Electronics Conference (EPE'91)*, Firenze ITALY, Septiembre 1991, pp. 1.360-1.365.

- [105] D.S.Schramm, B.W.Williams and T.C.Green, "A new switched reluctance motor drive configuration", *Proceedings of the 4th European Power Electronics Conference (EPE'91)*, Firenze ITALY, Septiembre 1991, pp. 1.394-1.397.
- [106] R.Krishnan and P.Materu, "Analysis and design of a low cost converter for switched reluctance motor drives", *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 29, NE2, March/April 1993, pp.320-327.
- [107] M.J.Kamper, "Four-quadrant control of a 20 W switched reluctance motor drive for near servo applications", *Proceedings of the 4th European Power Electronics Conference (EPE'91)*, Firenze ITALY, Septiembre 1991, pp. 1.386-1.389.
- [108] M.Ehsani, I.Husain, K.R.Ramani and J.H.Galloway, "Dual decay converter for switched reluctance motor drives in low voltage applications", *IEEE Proc. Power Specialist Conference (PESC'91)*, Cambridge USA, June 1991, pp.620-624.
- [109] D.A.Torrey, "A comparison between a bifilar and a monofilar high-power variable-reluctance-motor drive", *Proceedings of the International Conference on Electric Machines (ICEM'90)*, Cambridge MA USA, August 1990, pp. 60-65.
- [110] M.Oljaca, and J. Corda, "An Investigation of Control of Switched Reluctance Motor Supplied by A.C. Pulses", *Proceedings of the 4th European Power Electronics Conference (EPE'91)*, Firenze ITALY, Septiembre 1991, pp. 1.404-1.406.
- [111] D.S.Schramm, B.W.Williams and T.C.Green, "Torque ripple reduction of switched reluctance motors by phase current optimal profiling", *Proceedings IEEE Power Specialist Conference (PESC'92)*, Toledo SPAIN, June 1992, pp.857-860.
- [112] T.J.R.Miller and T.M.Jahns, "A current-controlled switched- reluctance drive for FHP applications", *Conference on Applied Motion Control*, Minneapolis, Minnesota, June 1986, pp.109-117.
- [113] A.Hava, V.Blasko and T.A.Lipo, "A Modified C-Dump converter for variable reluctance machines", *Proceedings of IEEE Annual Conference of the Industry Application Society (IAS'91)*, Dearborn USA, October 1991, pp. 886-891.
- [114] S.Bolognani, E.Ognibeni and M.Zigliotto, "Sliding Mode Control of the Energy Recovery Chopper in a C-Dump Switched Reluctance Motor Drive", *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol.29 NE1, January/February 1993, pp.181-186.

- [115] B.J.Baliga, M.Chang, P.Shafer and M.W.Smith, "The Insulated Gate Transistor - A New Power Switching Device", *Proceedings of IEEE Annual Conference of the Industry Application Society (IAS'83)*, USA, October 1983, pp. 794-803.
- [116] V.A.K.Temple, "MOS-Controlled Thyristors - A new class of power devices", *IEEE Trans. on Electron Devices*, ED-33, NE10, October 1986, pp.1609-1618.
- [117] *MOS Controlled Thyristor - User's Guide*, Harris Semiconductor 1992.
- [118] W.Schultz, "Lossless Current Sensing with SENSFETs Enhances Motor Drive Design", *Power Conversion and Intelligent Motion*, April 1986, pp.30-34.
- [119] S.Clemente, H.Ishii and S.Young, "An introduction to the HEXSense current sensing device", *International Rectifier Application Note AN-959*, 1986.
- [120] T.M.Jahns, "Designing Intelligent Muscle into Industrial Motion Control", *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, IE-37, NE5, October 1990, pp. 329-341.
- [121] R.Hanisch and P.Heidrich, "Design of a Modular Inverter for Switched Reluctance Machines", *Proceedings of the 2nd Brazilian Power Electronics Conference*, Uberlandia BRAZIL, December 1993, pp.130-133.
- [122] H.C.Lovat, M.L.MsClelland, J.M.Stephenson, "Dynamic modelling of singly-salient and doubly-salient reluctance motor drive systems", *Proceedings of the 4th European Power Electronics Conference (EPE'91)*, Firenze ITALY, Septiembre 1991, pp. 1.369-1.373.
- [123] G.Franceschini, S.Pirani, M.Rinaldi and C.Tassoni, "Spice assisted simulation of controlled electric drives: an application to switched reluctance drives", *IEEE Trans on Industry Applications*, IA-27 NE6, Nov/Dec 1991, pp 1103-1110.
- [124] M.I.Valla, "Control de cuatro cuadrantes de un motor de reluctancia conmutada", *Anales del XIII Simposio Nacional de Control Automático*, Bs.As. 14-18 de septiembre de 1992, pp.252-257.
- [125] G.S.Buja, R.Menis and M.I.Valla, "Variable structure control of a SRM drive", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, IE-40 NE1, February 1993, pp.56-63.

- [126] R.Menis y M.I.Valla, "Control por modos deslizantes de un motor de reluctancia conmutada", *V Reunión de procesamiento de la información y control (RPIC'93)*, Tucumán ARGENTINA 1-4 Diciembre de 1993, pp. 309-316.
- [127] D.E.Cameron, J.H.Lang and S.D.Umans, "The origin of acoustic noise in variable-reluctance motors", *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 28, NE6, November/December 1992, pp.1250-1255.
- [128] J.Corda, S.Masic, I.Bakalar and N.Seljubac, "Effects of the form of magnetic circuit on torque pulsations of switched reluctance motor", *Proceedings of the International Conference on Electric Machines (ICEM'90)*, Cambridge MA USA, August 1990, pp. 88-93.
- [129] R.S.Wallace and D.G.Taylor, "A Balanced Commutator for Switched Reluctance Motors to Reduce Torque Ripple", *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 7 NE4, October 1992, pp.617-626.
- [130] L.B.Amor, L.A.Dessaint, O.Akhrif and G.Olivier, "Adaptive Feedback Linearization for Position Control of a Switched Reluctance Motor: Analysis and Simulation", *Proceedings of IEEE Annual Conference of the Industrial Electronics Society (IECON'92)*, San Diego, USA, November 1992, pp. 150-159.
- [131] N.Chen, "Exact terminal control of switched reluctance motors by feedback linearization", *Proceedings of the ISMM International Symposium*, 1988, pp. 208-211.
- [132] M.Ilic-Spong, R.Marino, S.M.Peresada and D.G.Taylor, "Feedback linearizing control of switched reluctance motors", *IEEE Trans. on Automatic control*, vol. AC-32 NE5, May 1987, pp.371-379.
- [133] R.C.Kavanagh, J.M.D.Murphy and M.G.Egan, "Torque ripple minimization in switched reluctance drives using self-learning techniques", *Proceedings of IEEE Industrial Electronics Conference (IECON'91)*, Kobe JAPAN, November 1991, pp.289-294.
- [134] A.Sabanovic, R.Benitez, H.Hashimoto and F.Harashima, "VSS approach to DC drives control", *Proceedings IEEE Power Specialist Conference (PESC'88)*, USA, June 1988, pp.235-242.
- [135] A.Sabanovic and F.Bilalovic, "Sliding mode control of AC drives", *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 25, NE1, January/February 1989, pp.70-75.
- [136] V.I.Utkin, "Variable structure system with sliding modes", *IEEE Trans. on Automatic Control*, Vol. AC-22, NE2, April 1977, pp.212-222.
- [137] W.F.Ray and H.Al-Bahadly, "Sensorless methods for determining the rotor position of

switched reluctance motors" *Proceedings of the 5th European Power Electronics Conference (EPE'93)*, Brighton ENGLAND, September 13-16 1993, pp. 6.7-6.13.

- [138] A.Lumsdaine and J.H.Lang, "State observers for variable reluctance motors", *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, IE-37, NE2, April 1990, pp. 133-142.
- [139] J.Solsona, M.Etchehoury, M.I.Valla y C.Muravchik, "Un observador para motores de reluctancia conmutada", *Anales del XIII Simposio Nacional de Control Automático*, Buenos Aires, ARGENTINA, 14-18 de Setiembre de 1992, pp.281-286.
- [140] J.Solsona, M.Etchehoury, M.I.Valla y C.Muravchik, "Un observador no lineal de orden reducido para motores de reluctancia conmutada", *X Congreso Chileno de Ingeniería Eléctrica*, Valdivia, CHILE, 20-26 de Noviembre de 1993, pp.E.107-E.112.