

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

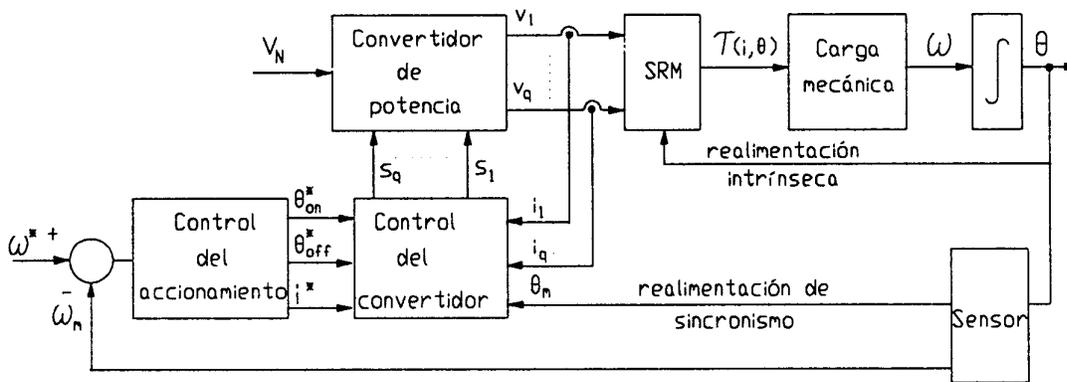


Figura 6.1 Diagrama en bloques de un accionamiento de SRM

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.

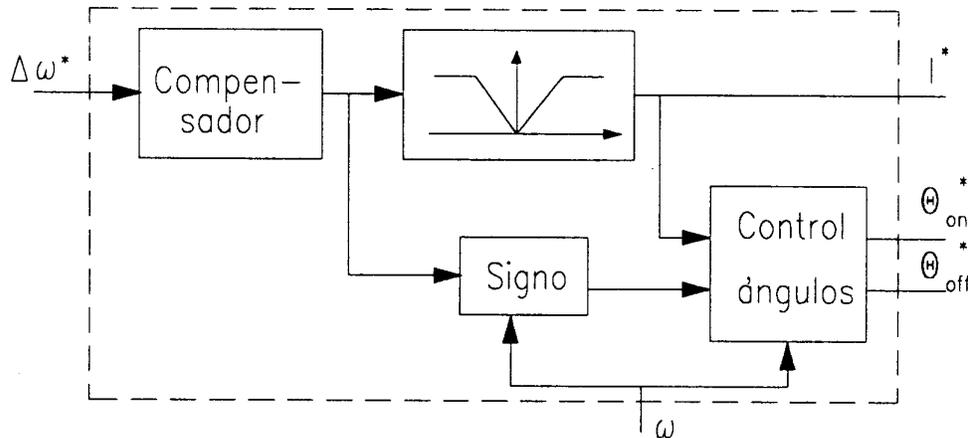


Figura 6.2 Diagrama en bloques del control del accionamiento

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.

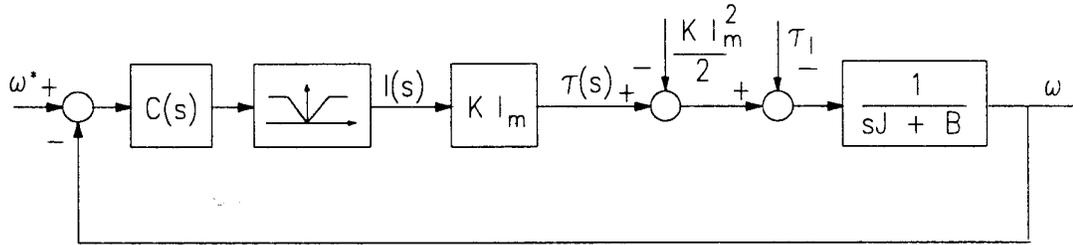


Figura 6.3 Diagrama en bloques del sistema de control simplificado

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

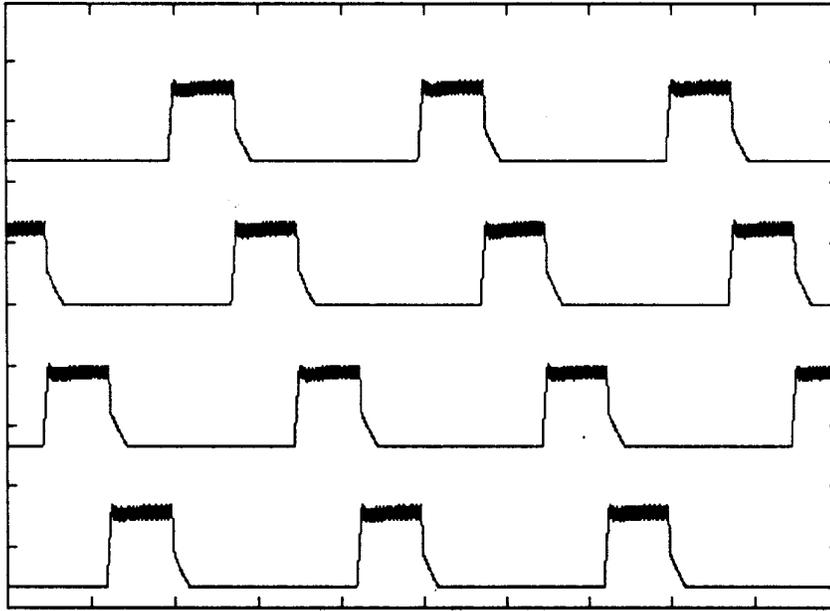


Figura 6.4 *Corrientes de las fases a 500 rpm [15 A/div, 7 mseg/div]*

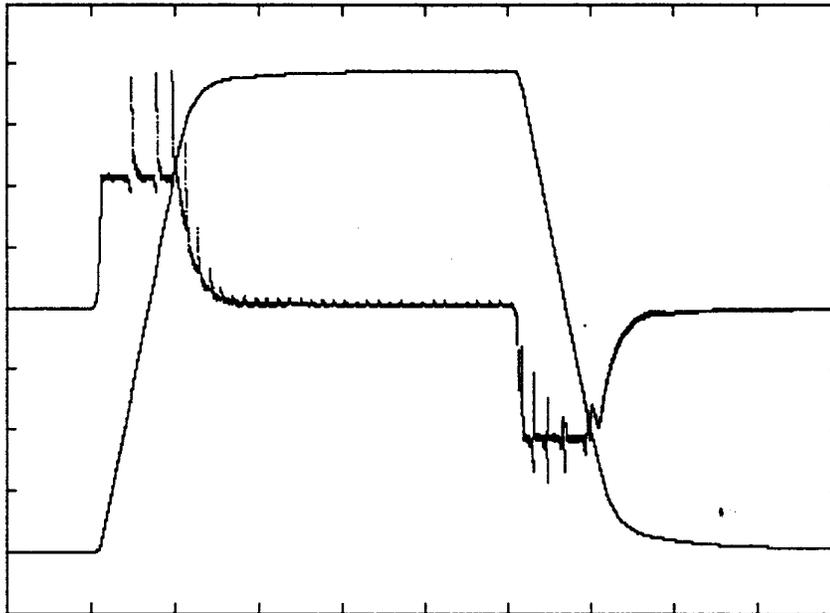


Figura 6.5 *Comportamiento transitorio [250 rpm/div, 25Nm/div, 10mseg/div]*

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

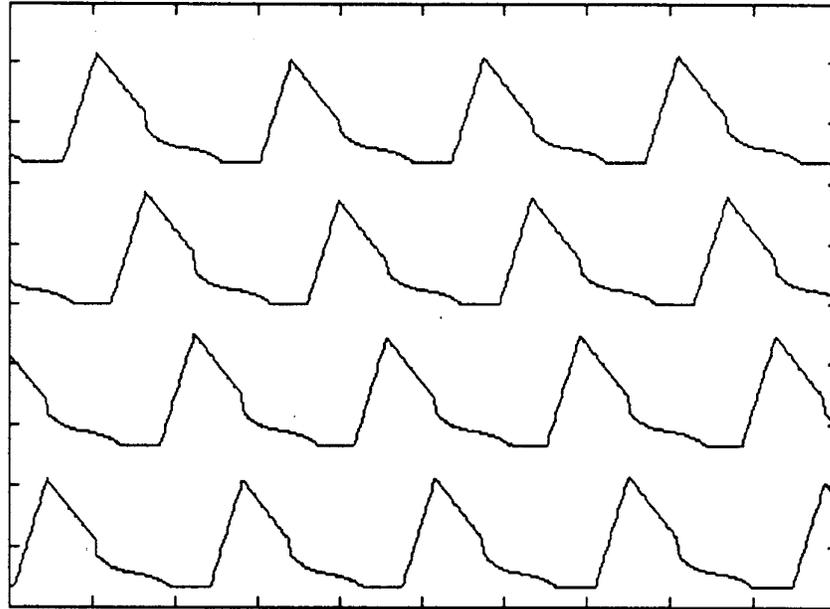


Figura 6.6 *Corrientes en las cuatro fases a 3000rpm [15A/div, 1.5mseg/div]*

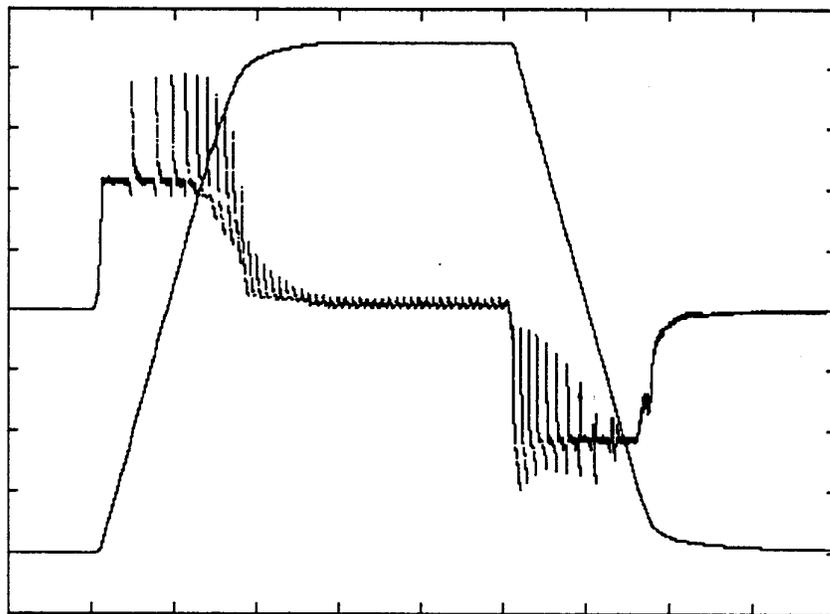


Figura 6.7 *Comportamiento transitorio [350rpm/div, 25Nm/div, 10mseg/div]*

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).

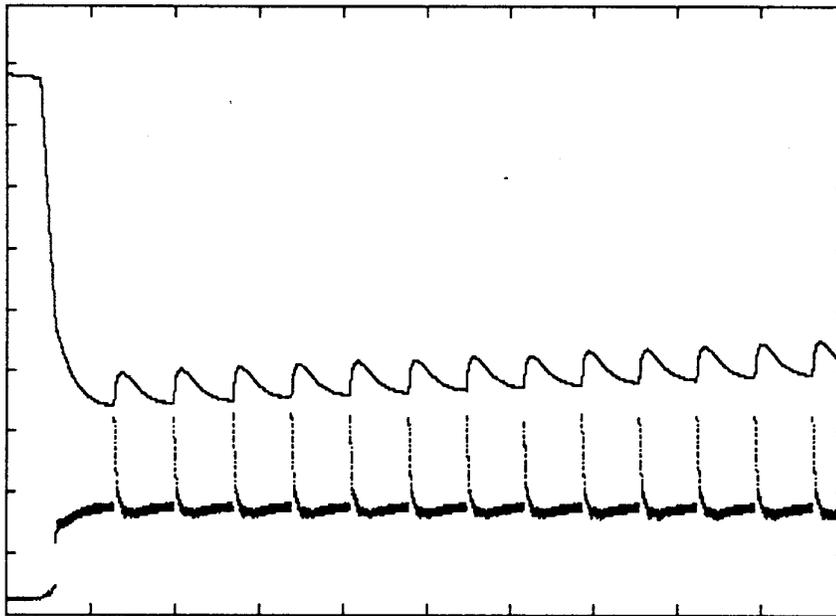


Figura 6.8 *Transitorio frente a un escalón de cupla [20Nm/div, 40rpm/div, 5mseg/div]*

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

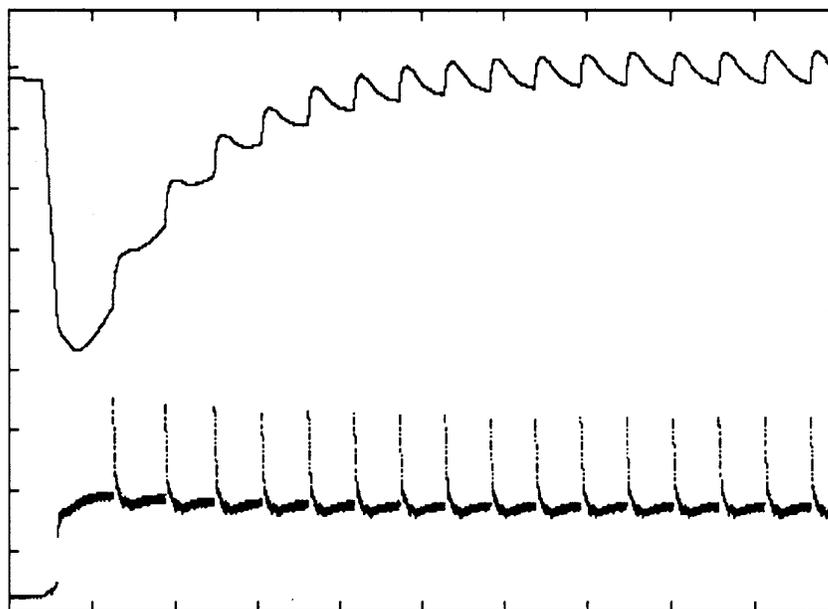


Figura 6.9 *Transitorio frente a un escalón de cupla, con $T_i=0,008$ seg [20Nm/div, 40rpm/div, 5mseg/div]*

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

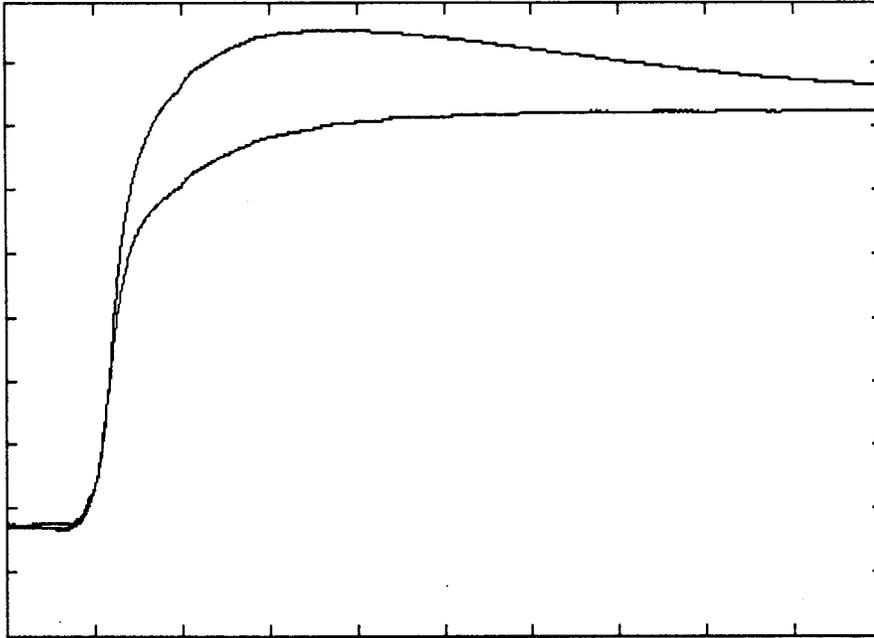


Figura 6.10 *Transitorio frente a un escalón de velocidad, para ambas constantes integrales [30rpm/div, 5mseg/div]*

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

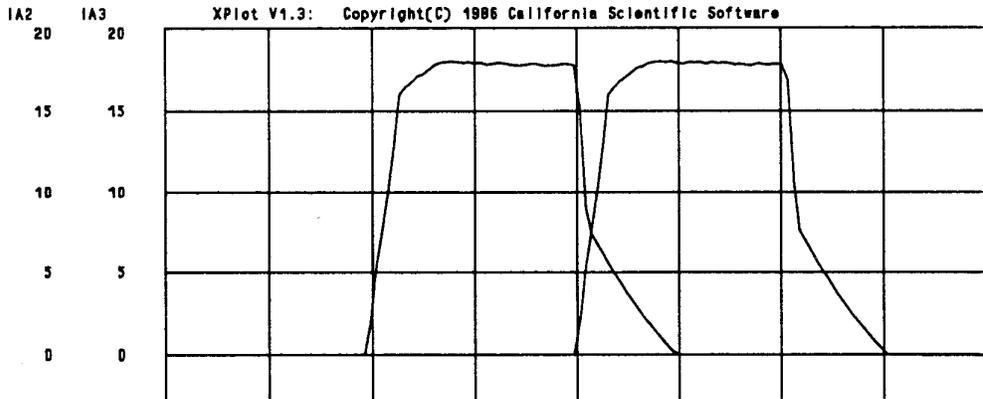


Figura 6.11 Corriente en dos fases adyacentes con $\theta_{on}=0$ $v=-V_N$

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

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

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:

$$V_N - Ri - KI_m\omega > V_N + Ri_r + KI_m\omega \tag{6.20}$$

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 deslizando se debe controlar la tensión también durante el intervalo de extinción. Un modo simple de realizar este control es aplicando a la fase

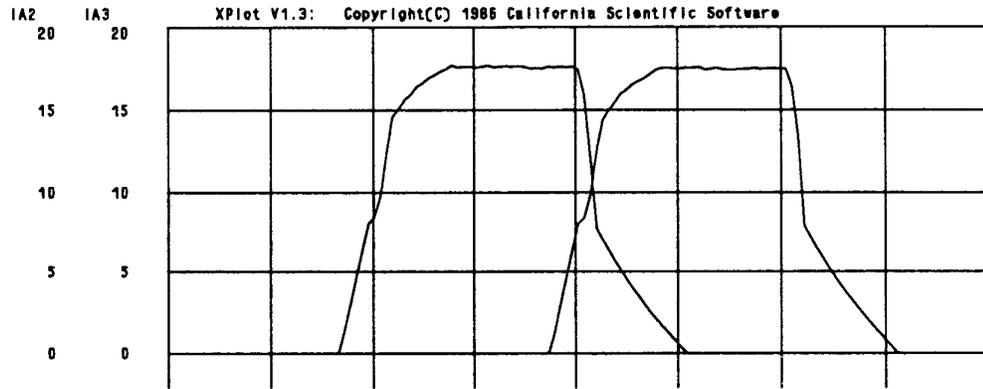


Figura 6.12 Corriente en dos fases adyacentes con $\theta_{on} < -L_u/K$ $v^- = -V_N$

que se extingue una tensión

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

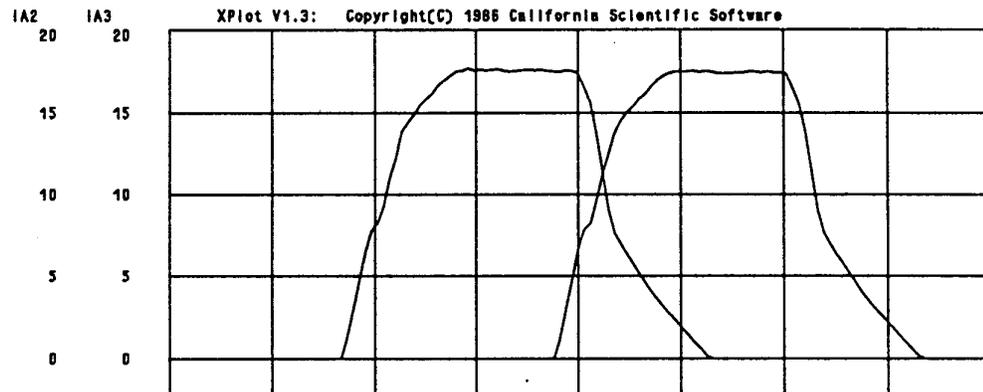


Figura 6.13 Corriente en dos fases adyacentes con $\theta_{on} < -L_u/K$ $v^- = -V_N + v^+$

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.

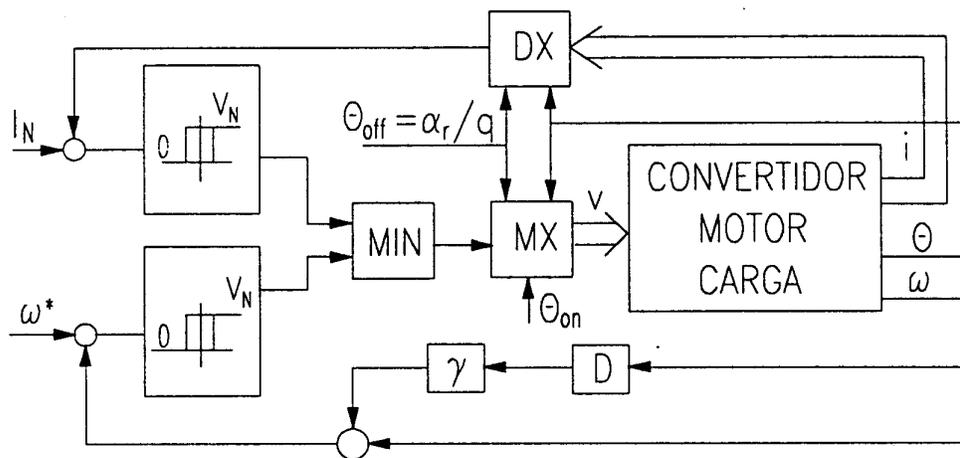


Figura 6.14 Esquema de control

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.

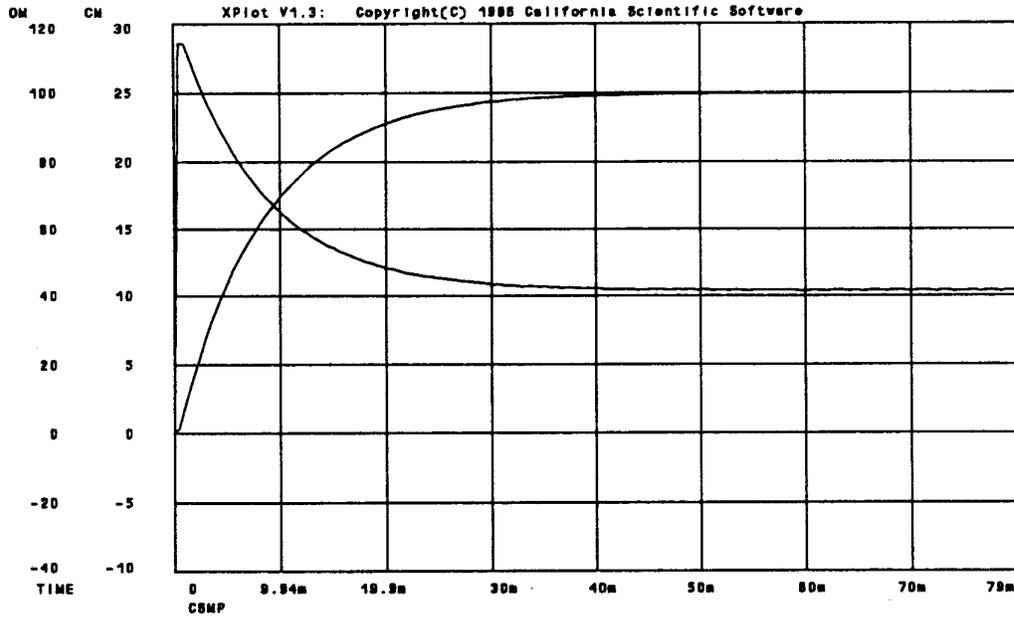


Figura 6.15 *Cupla desarrollada y velocidad durante el arranque [20 (rad/seg)/div, 5 Nm/div, 10 msec/div]*

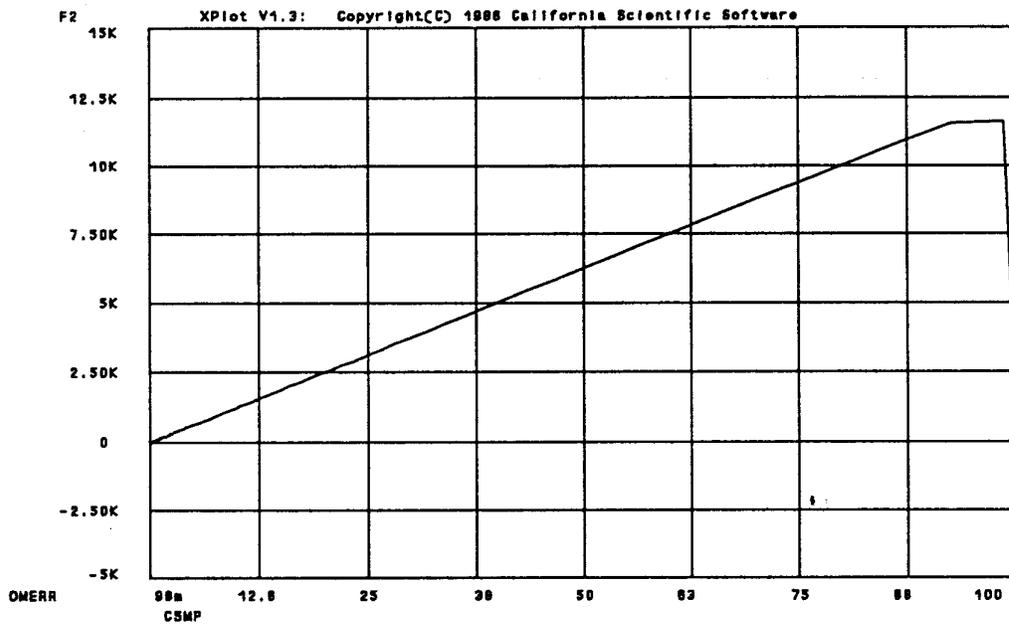


Figura 6.16 *Trayectoria en el plano de fase [2,5 (krad/seg²)/div, 12,5 (rad/seg)/div]*

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

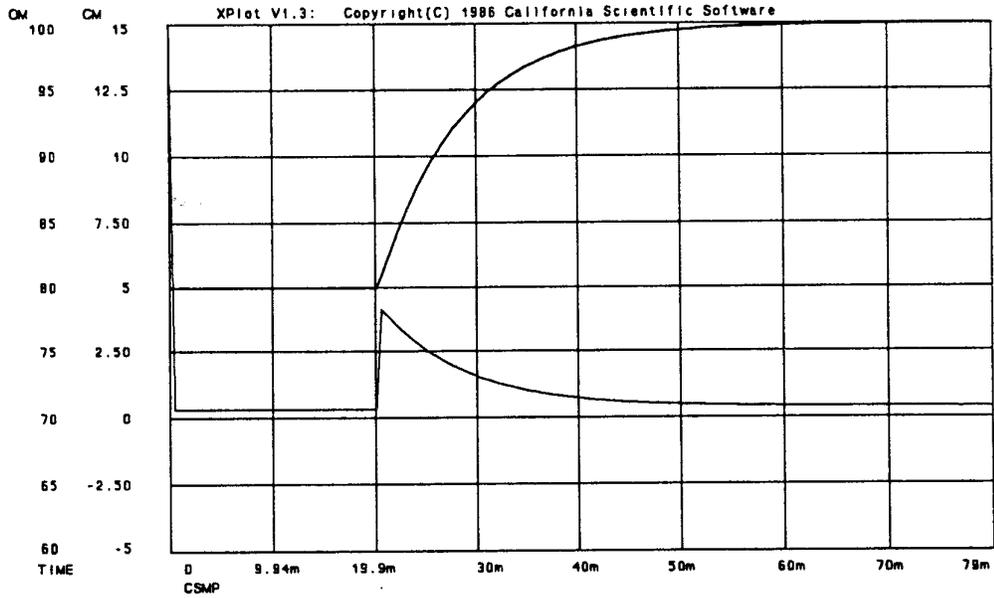


Figura 6.17 *Transitorio de velocidad: Motor en vacío [5 (rad/seg)/div, 2Nm/div, 10 msec/div]*

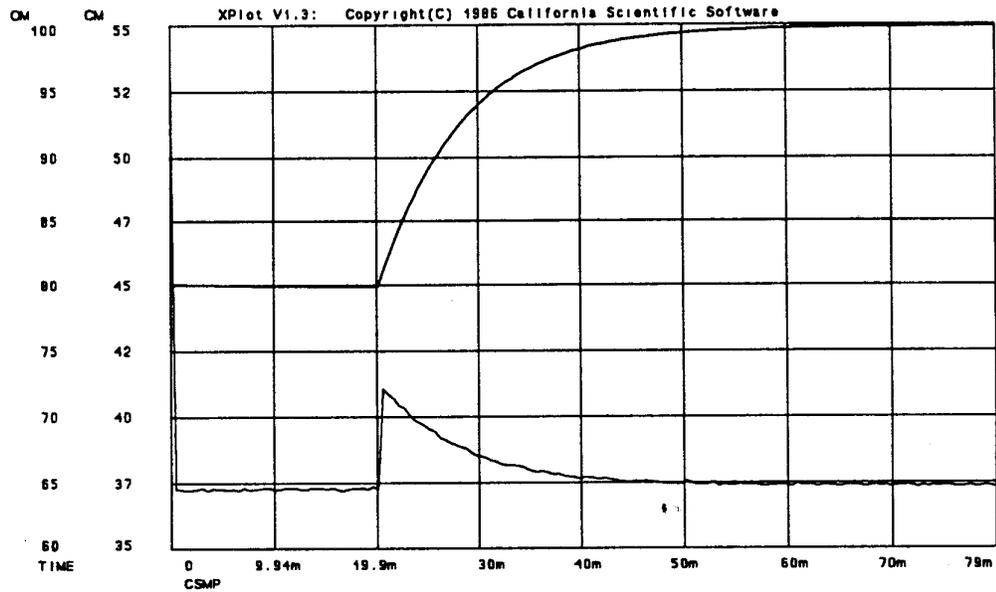


Figura 6.18 *Transitorio de velocidad: Motor a plena carga [5 (rad/seg)/div, 2Nm/div, 10 msec/div]*

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.

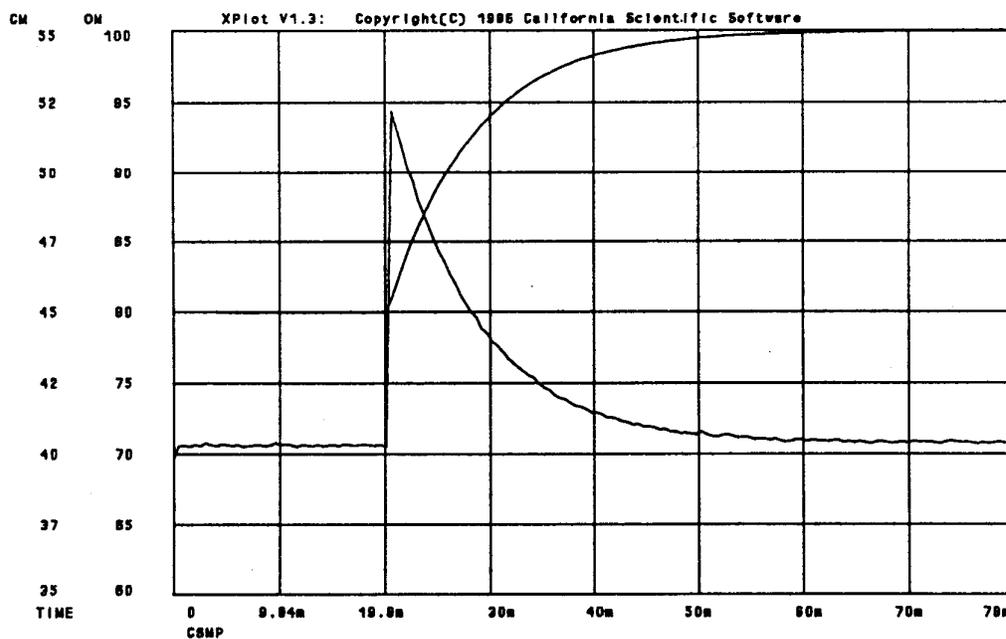


Figura 6.19 *Respuesta de velocidad con una inercia mayor [5 (rad/seg)/div, 2,5Nm/div, 10 mseg/div]*

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%.

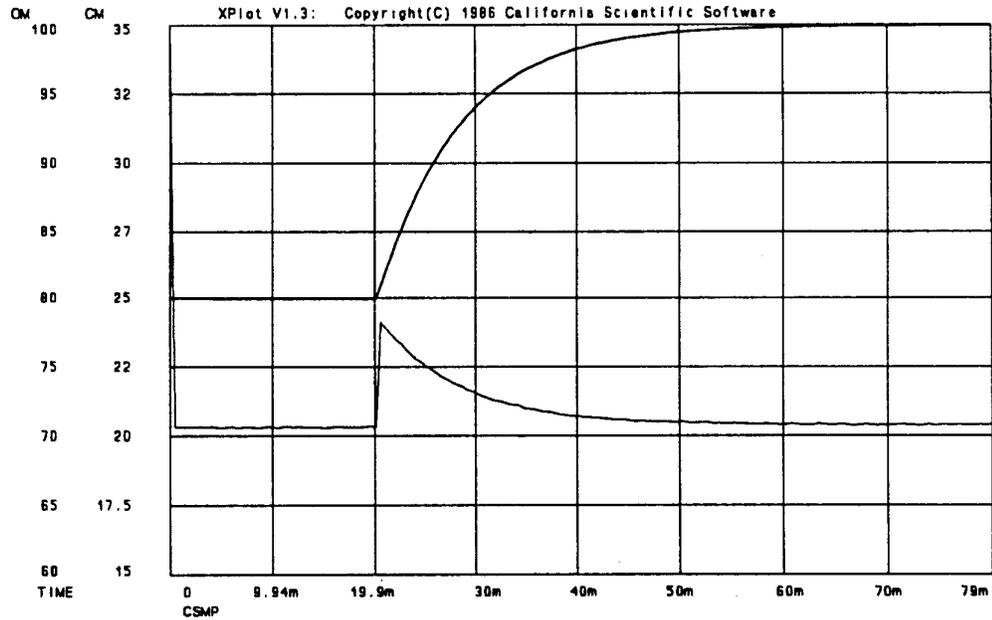


Figura 6.20 Respuesta de velocidad con una inductancia desalineada mayor [5(rad/seg)/div, 2,5 Nm/div, 10 mseg/div]

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.

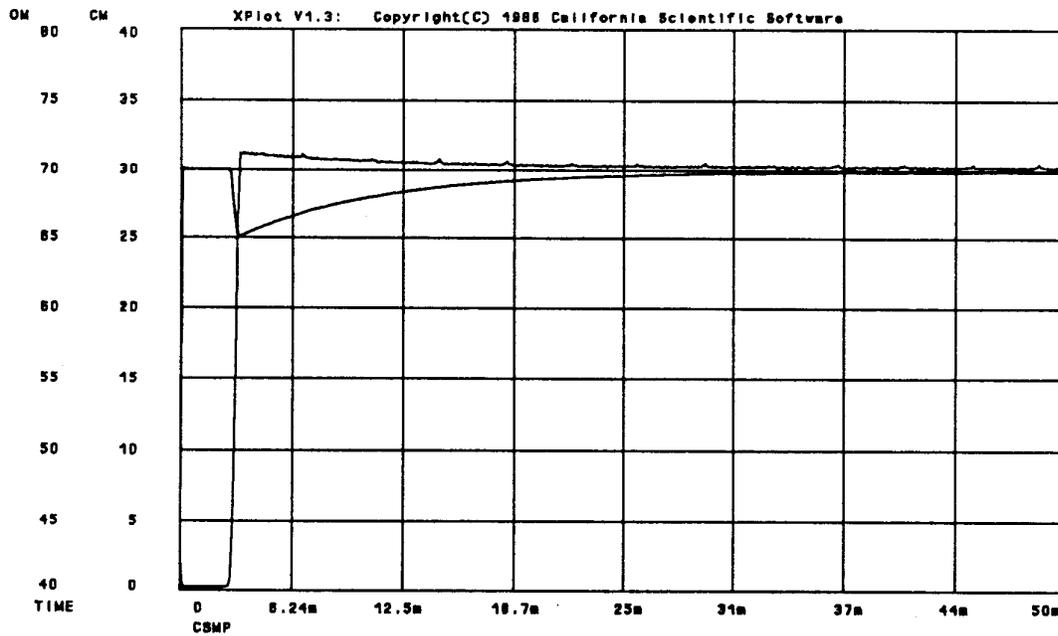


Figura 6.21 Transitorio debido a un escalón de cupla resistente [5(rad/seg)/div, 5 Nm/div, 6,25 mseg/div]

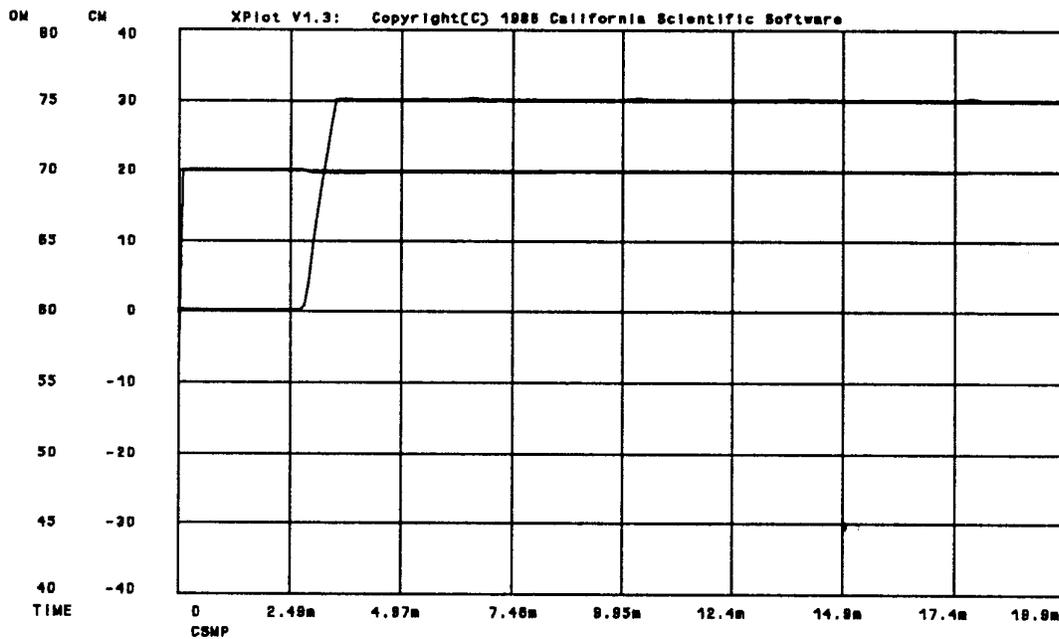


Figura 6.22 Transitorio debido a una rampa limitada de cupla resistente [5(rad/seg)/div, 10 Nm/div, 6,25 mseg/div]

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.