

UN SISTEMA SIMPLE DE CONTROL DE TORQUE PARA MOTORES SINCRÓNICOS DE IMÁN PERMANENTE MEDIANTE CONVERTIDORES DE FRECUENCIA

Gastón Pesse

Universidad Simón Bolívar
Caracas Venezuela
gpesse@usb.ve

Tomás Pagá

Universidad Simón Bolívar
Caracas Venezuela
tpaga@usb.ve

Resumen

Se propone una estrategia de control de torque en motores sincrónicos de imán permanente mediante convertidores basados en técnicas de electrónica de potencia.

La técnica de control se basa en calcular las componentes de eje directo y cuadratura de las corrientes que son necesarias para lograr el torque que permita alcanzar y mantener una velocidad determinada. Estos valores de corriente son antitransformados mediante la transformación de Park y la posición del rotor, en los valores necesarios de las corrientes en las fases, los cuales son alimentados como referencia a un puente inversor realimentado en corriente. Con el signo del error para cada una de las corrientes de fase, se determinan la duración y la polaridad de los pulsos de voltaje aplicados por las ramas del puente inversor.

Se presentan los resultados de simulaciones digitales llevadas a cabo mediante la estrategia de control propuesta.

Abstract

In this paper a Permanent Magnet Synchronous Motors control strategy by means of frequency converters based on power electronics technics is proposed.

The control technic is based on the calculus of direct and quadrature axis components of stator currents necessary to obtain the necessary torque, to reach and maintain an specific angular velocity. The calculated direct and quadrature components of stator current values are antitransformed by means of Park's transformation and the rotor position in order to obtain the phase current values.

Correspondencia a:

* Gastón Pesse. Universidad Simón Bolívar, Depto. de Conversión y Transporte de Energía. Valle de Sartenejas. Caracas, Venezuela.

* Tomás Pagá. Universidad Simón Bolívar. Depto. de Conversión y Transporte de Energía. Valle de Sartenejas. Caracas, Venezuela.

The calculated stator current values are feed as reference to an inverter bridge with current feedback. By means of error sign of each phase current the polarity and width of voltage pulses of the inverter bridge are determinated.

Finally the results of a digital simulation of the proposed control strategy are presented.

Introducción

La principal motivación de este trabajo es consecuencia de la creciente aplicación de motores sincrónicos de imán permanente (MSIP) en procesos que requieren accionamientos motrices de velocidad variable, en los que es necesaria una gran precisión en el ajuste de velocidad. Ejemplo de ello son los procesos de hilado de fibras textiles, procesos de laminación, industria de papel, etc. Se puede decir que este es un campo relativamente nuevo sobre el que se tiene una experiencia limitada.

Dada su simplicidad la técnica de control propuesta resulta atractiva para ser implementada en sistemas de control mediante microprocesadores.

Breve descripción del Motor Sincrónico de Imán Permanente.

La principal diferencia entre los motores sincrónicos de imán permanente con respecto a los motores ac convencionales estriba en la constitución del rotor, el estator es prácticamente idéntico al estator de los motores ac tradicionales.

Los imanes permanentes son colocados en la periferia del rotor de la máquina o en el interior de él.

Desde el punto de vista electromagnético, aún si la máquina es de rotor liso, la inclusión de los imanes permanentes, cuya permeabilidad magnética es baja, resulta en una asimetría magnética similar a la de las máquinas de rotor de polos salientes.

En la figura 3 se representa la disposición de flujos magnéticos para una condición dada de operación.

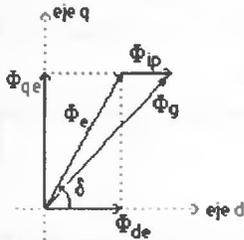


Figura 3.
Disposición de flujos magnéticos.

Los respectivos enlaces de flujo son determinados mediante las siguientes relaciones:

$$\begin{aligned} \Phi_{de} &= L_d i_d \\ \Phi_{qe} &= L_q i_q \end{aligned} \quad (4)$$

El torque eléctrico es función de las corrientes por lo que es posible determinar las magnitudes de estas para lograr el torque eléctrico requerido para que la máquina trabaje en el punto de operación deseado. Según las ecuaciones (3) para lograr un torque eléctrico determinado existe un número infinito de posibles combinaciones de valores para las corrientes de eje directo y cuadratura por lo que resulta necesario establecer un criterio que permita escoger una de esas posibles combinaciones.

Fijando el ángulo de carga por medio de un criterio de optimalidad es posible determinar la relación entre las magnitudes de las corrientes de eje directo y cuadratura

Cálculo del ángulo de carga óptimo.

Un aprovechamiento óptimo de la corriente se logra operando el motor a un ángulo de carga tal que se obtenga el torque máximo para una corriente determinada. Dicho ángulo de carga depende de la asimetría magnética del rotor. La estrategia propuesta consiste en determinar instante a instante el ángulo de carga que permite obtener el torque necesario con la magnitud mínima de corriente. El desarrollo matemático del proceso de optimización se planteó de la siguiente forma:

Minimizar la función:

$$I = \sqrt{i_d^2 + i_q^2} \quad (5)$$

Sujeto a:

$$T_e = (L_d - L_q)i_d i_q + \Phi_p i_q \quad (6)$$

donde T_e es el torque eléctrico necesario para las condiciones de operación.

La condición óptima se obtiene para i_d determinado a partir de (7) e i_q de la ecuación (8).

$$2 \cdot i_d \cdot \left[(L_d - L_q)i_d + \Phi_p \right] - (L_d - L_q) \cdot T_e^2 = 0 \quad (7)$$

$$i_q = \frac{T_e}{(L_d - L_q) \cdot i_d + \Phi_p} \quad (8)$$

Las expresiones anteriores permiten relacionar las corrientes de eje directo y cuadratura para obtener el ángulo de carga óptimo para el que se desarrolla el torque eléctrico necesario.

El ángulo de carga logrado de esta forma representa la condición óptima de operación, donde el motor produce el máximo torque para una corriente estática dada. Con un motor sincrónico conectado a una fuente de frecuencia constante, esto representa el límite crítico de estabilidad, pero aquí esto no representa ningún problema ya que el sistema de control está realimentado con la posición del rotor. La condición de operación es análoga a la de una máquina dc.

Cálculo de las corrientes de fase de referencia.

A partir de las magnitudes i_{dr} e i_{qr} necesarias para lograr el torque deseado se determinan, por medio de la transformación inversa de Park y la posición angular de rotor, los valores necesarios de las corrientes de las fases a, b y c, los cuales son alimentados como referencia al inversor realimentado en corriente.

Operación del inversor realimentado en corriente.

El inversor aplica sobre la máquina pulsos de voltaje a partir de una fuente de tensión dc. La decisión para aplicar un pulso de valor positivo o negativo depende del signo del error de corriente. Si el error de corriente es positivo el pulso a ser aplicado es positivo y viceversa. Para evitar altas frecuencias de conmutación es necesario definir una magnitud mínima del error

En algunos motores de imán permanente se incluye en el rotor un devanado amortiguador de "jaula de ardilla" destinado a permitir que el motor sea arrancado mediante una fuente de frecuencia constante. El motor simulado durante el desarrollo de este trabajo no posee devanado de "jaula de ardilla", ya que es manejado mediante un puente inversor cuya frecuencia de salida es controlada de acuerdo a la velocidad mecánica del eje de la máquina.

Modelo del Motor Síncrono de Imán Permanente sin arrollado amortiguador.

El modelo del MSIP sin arrollado amortiguador es considerablemente sencillo, lo cual resulta una ventaja en la modelación para el control.

Las ecuaciones de los ejes eléctricos en coordenadas transformadas d-q del estator, en un sistema de referencia que gira solidario con el rotor, se indican a continuación:

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_d & 0 \\ 0 & R_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \frac{\delta}{\delta t} \begin{bmatrix} \varphi_d \\ \varphi_q \end{bmatrix} + \omega_m \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varphi_d \\ \varphi_q \end{bmatrix} \quad (1)$$

donde:

$$\begin{aligned} \varphi_d &= L_d i_d + \varphi_{ip} \\ \varphi_q &= L_q i_q \end{aligned} \quad (2)$$

Los imanes permanentes son modelados como fuentes de flujo constante (φ_{ip}) en el rotor [2].

El torque eléctrico está dado por la siguiente relación:

$$T_e = \varphi_d i_q - \varphi_q i_d \quad (3)$$

Control del Motor Síncrono de Imán Permanente.

Para el control del MSIP sin devanado amortiguador es preciso contar con un sistema que controle la alimentación del estator, de manera de mantener el punto de operación y evitar la pérdida de sincronismo. Cualquier sistema de control para un MSIP precisa de la información instantánea de la posición del rotor a fin de establecer las características de amplitud y fase de las tensiones a ser aplicadas a las fases del estator. En la figura 1 se muestra un esquema general de un sistema de control para un MSIP.

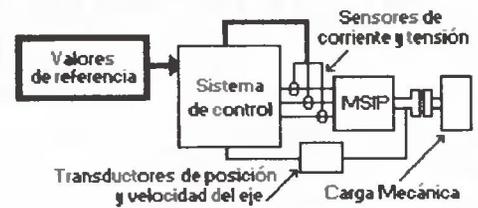


Figura 1. Esquema general de control para un MSIP.

En el esquema de control propuesto para el MSIP las variables a especificar externamente son la velocidad y la aceleración máxima con la que se quiere llegar a dicha velocidad. Las variables que son realimentadas son la velocidad, la posición angular del eje y las corrientes de fase.

En la figura 2 se representa el esquema de control propuesto.

Si se desea que la máquina trabaje en un punto de operación dado debe estar desarrollando un torque determinado a una velocidad determinada. Para desarrollar dicho torque es necesario que exista una disposición determinada de flujos magnéticos definidos en magnitud y posición angular relativa. Para lograr la disposición necesaria de flujos magnéticos es preciso que por los arrollados circulen las corrientes que produzcan dichos flujos.

La estrategia de control debe determinar las tensiones que es necesario aplicar ya sea para alcanzar la distribución necesaria de corrientes como para mantener dicha distribución una vez que ha sido lograda.

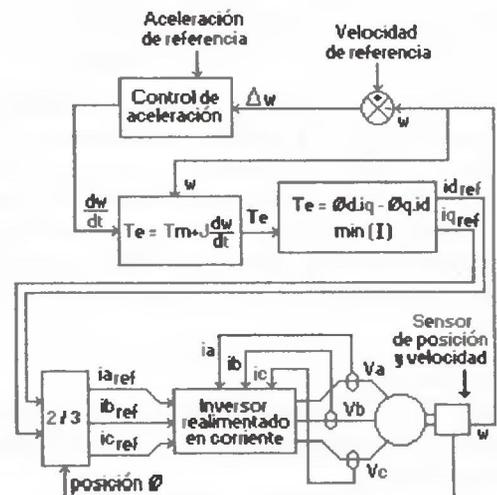


Figura 2. Esquema de control propuesto.

(histéresis) para la aplicación del pulso respectivo. El esquema de decisión se ilustra en la siguiente figura:

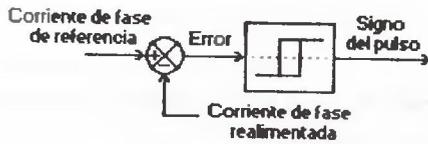


Figura 4.

Esquema de decisión para el control de la conmutación del puente inversor

En la figura 5 se muestra el funcionamiento del control del puente inversor. Mediante el error de corriente y la banda de tolerancia (ϵ) se determina la señal de encendido de los elementos del puente.

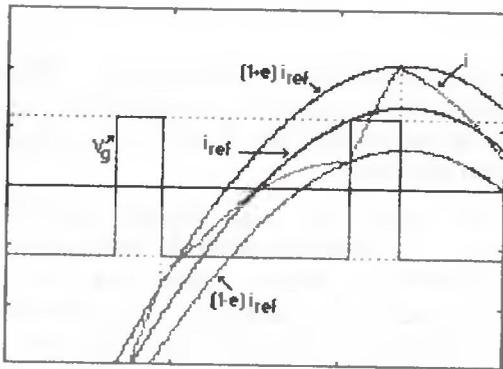


Figura 5.

Construcción de las tensiones de fase.

El signo de la tensión V_g , para cada fase, determina cual de los dos dispositivos de la rama correspondiente del inversor ha de ser encendido (figuras 6 y 7).

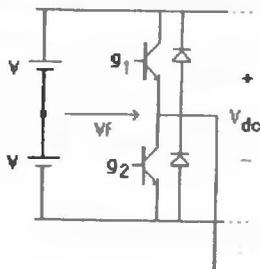


Figura 6.

Rama del puente inversor.

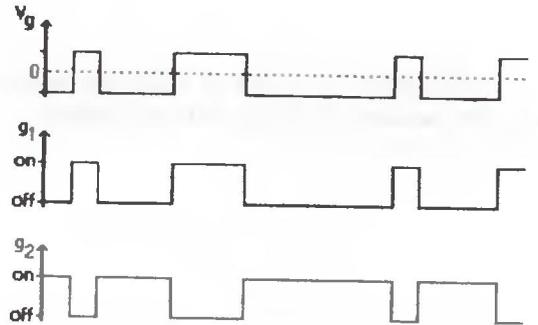


Figura 7

Señales de disparo de los elementos 1 y 2 de la figura 6.

Las tensiones fase-fase aplicadas al motor son la diferencia algebraica de las tensiones V_f de las fases respectivas (figura 8) y esta señal es la que se aplica al motor.

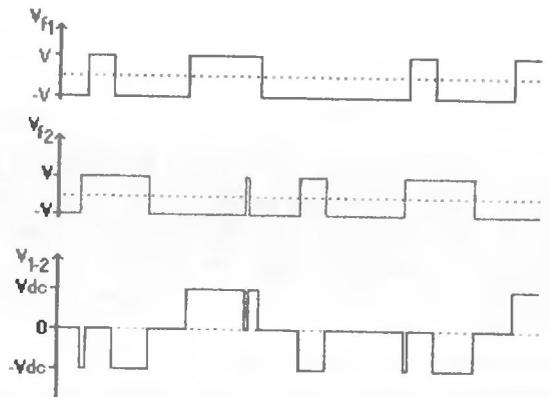


Figura 8

Construcción de los voltajes fase-fase 1-2.

El comportamiento dinámico del motor con el sistema de control se simuló por medio de un programa en Fortran.

Resultados de las simulaciones.

Los parámetros del MSIP que se utilizaron son los de una máquina de 5 kW de la referencia [1]. El algoritmo de integración numérica utilizado fue el Runge Kutta de cuarto orden de paso fijo.

Todos los cálculos de las simulaciones fueron efectuados mediante el sistema en por unidad.

Las condiciones iniciales y las condiciones de operación para la simulación presentada son las siguientes:

$\omega_{m0} = 0$	Error de corriente = 0.001 pu
$\frac{\delta\omega_m}{\delta t} = 3 \text{ pu}$	$T_m = 1 \cdot \omega^2$
$\omega_{final} = 1 \text{ pu}$	$J = 0.1 \text{ pu}$

Tabla 1.
Condiciones de la simulación.

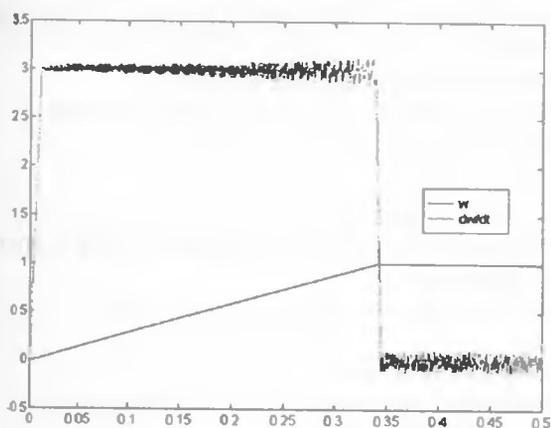


Figura 9.
Evolución de la velocidad y la aceleración durante el arranque.

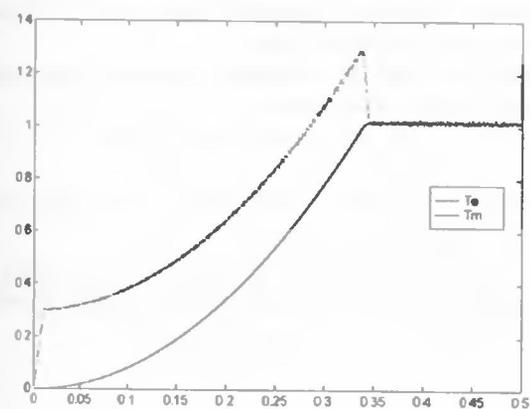


Figura 10.
Evolución del torque eléctrico y de carga durante el arranque y estabilización de la velocidad

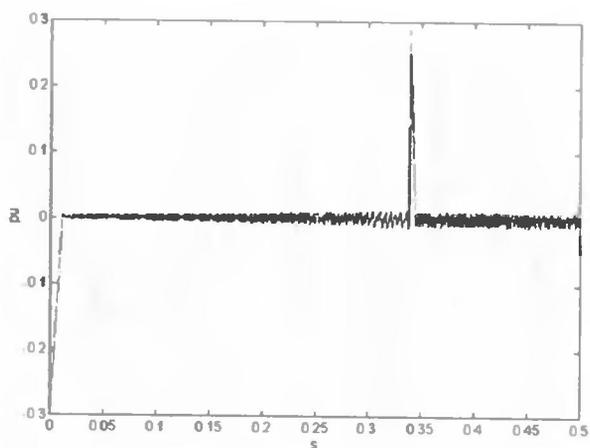


Figura 11.
Error de torque.

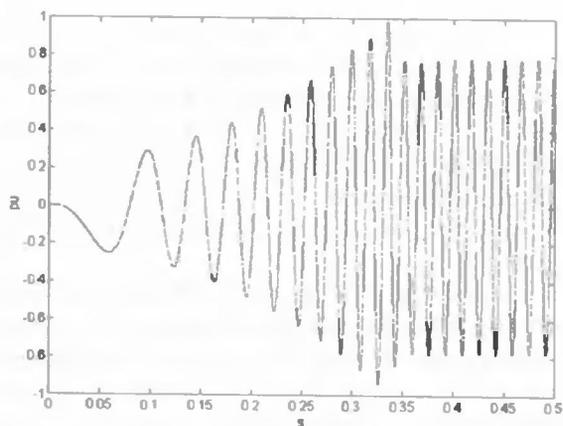


Figura 12.
Corriente de la fase "a" de la máquina.

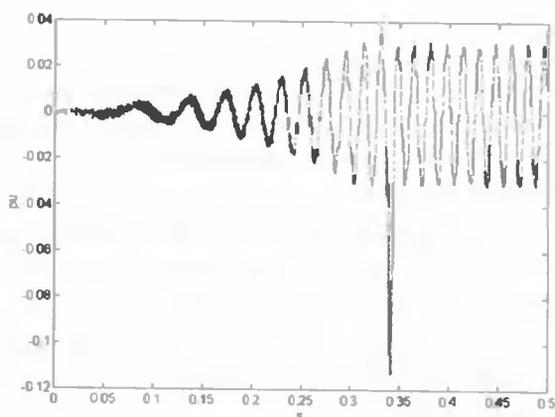


Figura 13.
Error de la corriente de línea.

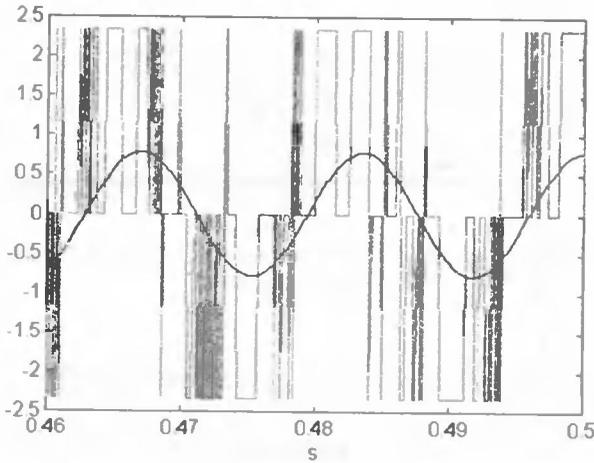


Figura 14.

Detalle de la tensión línea-línea y la corriente en régimen permanente a velocidad nominal.

En la figura 9 se aprecia que el control de aceleración sigue satisfactoriamente a la consigna, esto es logrado gracias al control preciso de la magnitud y la fase de las corrientes estáticas. El grado de precisión en el control de las corrientes puede verse en las figuras 12 y 13, donde es de destacar que la magnitud máxima que alcanza el error de corriente en régimen permanente es del 2%.

En la figura 10 se puede observar un pequeño retardo en el establecimiento del torque, esto es debido a la imposibilidad de establecer en forma instantánea los flujos necesarios para lograr el torque de consigna. Dichos retardos son responsables de la aparición, durante cortos periodos de tiempo, de magnitudes apreciables en la señal de error del torque como se aprecia en la figura 11.

Conclusiones.

Se observa que la estrategia propuesta permite el control de las corrientes con un alto grado de precisión. Esto permite un buen control sobre el torque instantáneo el cual resulta libre de pulsaciones que produzcan vibraciones indeseadas.

La técnica de optimización del ángulo de carga permite lograr el torque necesario para la operación con valores mínimos de corriente estática.

La estrategia resulta lo suficientemente sencilla para poder ser aplicada en sistemas de control con microprocesadores.

El sistema de control requiere de la información de la posición del rotor con un alto grado de precisión, esto en general es difícil con transductores digitales dado

que su resolución está limitada. En la referencia [4] se propone un transductor analógico que permite obtener una gran resolución.

Referencias y otros trabajos en el área.

- [1] Manuel P. Donsión; Manuel A. Fernandez **Motores Síncronos de Imanes Permanentes.** Monografías da Universidade de Santiago de Compostela N° 151. Universidade de Santiago de Compostela. Servicio de Publicacións e Intercambio Científico. 1990.
- [2] Gordon R. Slemon. **Magnetolectric Devices. Transducers, Transformers, and Machines.** John Wiley and Sons. Inc. New York, 1966.
- [3] Charles Concordia. **Synchronous Machines. Theory and Performance.** General Electric, 1951.
- [4] Ziyad M. Salamch; William A. Linch. **Polarized Film Resolver for the Control of Permanent Magnet Synchronous Machines.** IEEE TEC Vol. 6 No. 3 September 1991.
- [5] Marco Bilewski; Antonino Fratta; Luigi Giordano; Alfredo Vagati; Franco Villata. **Control of High-Performance Interior Permanent Magnet Synchronous Drives.** IEEE TIA Vol 29. No 2 March / April 1993.
- [6] Shigeo Morimoto; Keita Hatana; Yi Tong; Yoji Takeda; Takao Hirasu. **Servo Drive System and Control Characteristics of Salient Pole Permanent Magnet Synchronous Motor.** IEEE TIA Vol 29. No 2 March / April 1993.

Biografía.

GASTON PESSE VIDAL.

Profesor titular de la Universidad Simón Bolívar (USB). Ingeniero Civil Electricista, Universidad de Chile 1953. Magister Scientiarum, Universidad Central de Venezuela. Jefe de Laboratorio de Alta Tensión de la Universidad de Chile 1959 - 1966. Profesor de Conversión Electromecánica de Energía, Electrónica de

Potencia, Coordinador del Proyecto Metro de Caracas, Transmisión HVDC y proyectos de asesoría a la industria.

TOMÁS PAGÁ

Profesor ayudante del Departamento de Conversión y Transporte de Energía de la Universidad Simón Bolívar. Ingeniero Electricista USB, 1994. Candidato a Magister en Ingeniería Eléctrica en la USB con el proyecto "Diseño y construcción de un sistema de control para motores sincrónicos de imán permanente mediante técnicas de electrónica de potencia". Participación en proyectos de asesoría a la industria en el área de contaminación armónica y máquinas eléctricas.