

LÓGICA FUZZY PARA CONTROL DE VELOCIDAD DE MOTORES ASINCRONICOS

Dr. Werner Pacheco Luján¹ y Dr. Cicero Couto de Morais²

- 1.- *Universidad Nacional Mayor de San Marcos
Facultad de Ingeniería Electrónica*
- 2.- *Departamento de Ingeniería de Energía y Automatización
Eléctrica de la Universidad de Sao Paulo*

Resumen : Los métodos tradicionales de control de máquinas, no resolvieron completamente la variación de sus parámetros, lo que ocurre por diferentes causas. Los modelos de análisis de las máquinas están basados en métodos de linearización y usan parámetros que nunca son suficientemente conocidos, lo que genera imprecisión de resultados. Este trabajo trata sobre la aplicación de la Lógica Fuzzy en el control de velocidad de motores asíncronos, combinados con los métodos tradicionales más usados en la actualidad (Control Vectorial, Control Adaptivo), caracterizando sistemas no lineales. La inclusión de la Lógica Fuzzy en los métodos de control tradicionales permite una mejora en la performance del sistema y lo que es más importante lo torna independiente de la variación de los parámetros de la máquina. Estas mejoras en la performance fueron comprobados mediante simulación obtenida usando SIMNON (programa de simulación para sistemas no lineales) y también através de experimentos prácticos en un prototipo.

Abstract : The traditional machine control methods haven't solved yet the variation of their parameters completely, due to different causes. The models of the machine analysis are based on Linearisation methods and they use parameters that have never been sufficiently known what leads to imprecise results. This work is about the application of Fuzzy Logic in the speed control in asynchronous motors, combined with the traditional methods mostly used nowadays (Vectorial Control, Adaptive Control), characterizing non-Linear systems. The inclusion of Fuzzy Logic in the traditional control methods allows an improvement in the performance of the system and, what is more important, it makes it independent from the of the machine parameters. These improvements in the performance were confirmed by simulation with the use of SIMNON (simulation program) and also with practical experiments in a prototype.

Palabras Claves: Logic Fuzzy, Control de Motores, Motores de Inducción

I. INTRODUCCIÓN

Los métodos tradicionales de control de velocidad de motores asíncronos, son realizados através de una serie de simplificaciones sobre los parámetros del sistema, resultando en procesos que comprometen la performance del accionamiento.

Los estudios principales en este campo asumen que el sistema es lineal, sin embargo sabemos que el modelo completo de la máquina asincrónica es el de un sistema no lineal.

Esos parámetros del motor + carga a ser controlados, varían con la temperatura, la velocidad del rotor, tensión y frecuencia entre otros, lo que produce variaciones del modelo lo que podría llevar a una inestabilidad del sistema.

Para solucionar estos problemas adicionamos al sistema, el control de lógica Fuzzy que no depende del modelo adoptado ni de los parámetros utilizados.

El control Fuzzy se puede combinar con el Control Adaptivo, y el Control Vectorial indirecto, produciendo mejor performance del accionamiento, cuando es comparado con las técnicas tradicionales.

El control Fuzzy actíbase cuando el control tradicional alcanza su límite operacional debido a imperfecciones del modelo, variación de los parámetros o no linealidades del sistema, por otro lado por ser discreto pide la presencia del control tradicional para poder obtener la anulación del error de velocidad en el proceso de control.

Por lo tanto el Control Fuzzy y el Control Tradicional (Adaptivo+Vectorial) actúan de forma complementaria.

Es enfocado el modelamiento y análisis del Control Fuzzy en los accionamientos de corriente alterna, accionamientos que incluyen además el Control Vectorial, el Control Adaptivo y el Regulador P.I. caracterizados para sistemas no lineales, y es realizada la simulación del sistema.

Finalmente un prototipo especialmente desarrollado para este trabajo sirvió para las mediciones, experimentos y verificación de la teoría elaborada.

II. ANÁLISIS DE LAS TÉCNICAS TRADICIONALES DE CONTROL DE MOTORES ASÍNCRONICOS

Se sabe que los métodos tradicionales: de malla abierta, malla cerrada y aún el Control de torque y flujo tiene un pobre desempeño. Con el advenimiento del Control de campo orientado [Bose, 1997], un motor de inducción puede ser operado con la misma exactitud que un motor de corriente continua (c.c.), por lo que nuestro sistema lo incluye, así como el Control Adaptivo, el Control Fuzzy y el Regulador P.I.

El diagrama en bloques del controlador propuesto es mostrado en la Fig. 1. Donde: $T_e = K_t i_{qs}^*$ representa el torque electromagnético producido por el motor de acuerdo al Control vectorial, H_p representa el motor, se tiene además el Control Fuzzy. El modelo del primer orden [Liow, Liu, Liu, Chen y Lin, 1992] correspondiente al sistema es:

$$\omega_r = H_p(s) [T_e(s) - T_L(s)] \quad (1)$$

donde:

$$H_p(s) = (1/J)/(s+B/J) = b/(s+a) \quad (2)$$

siendo: B el coeficiente de viscosidad sustituyendo la ec.(2) en la ec.(1) tenemos:

$$\omega_r(s) = (b/(s+a)) [T_e(s) - T_L(s)] \quad (3)$$

$$\omega_r(s) = (b/(s+a)) K_t [T_e(s) - T_L(s)] / K_t \quad (4)$$

de Fig. 1:

$$[T_e(s) - T_L(s)] / K_t = u_p$$

sustituyendo ec.(4) en ec.(3) tenemos:

$$s\omega_r(s) + a \omega_r(s) = b k_t u_p$$

operando

$$s[\omega_r(s)/(b K_t)] = -a [\omega_r(s)/(b K_t)] + u_p \tag{5}$$

CONTROL ADAPTIVO

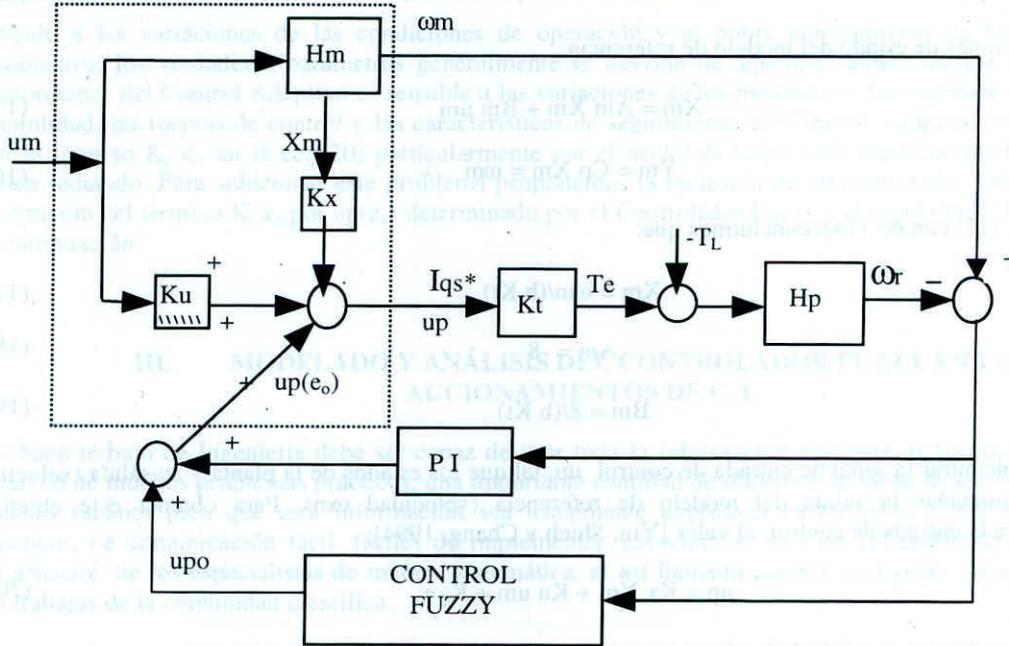


Figura 1. Controlador Fuzzy-Adaptivo con PI.

Supongamos que las ecuaciones de estado de la planta a ser controlada, sean representadas por:

$$\dot{X}_p = A_p X_p + B_p u_p \tag{6}$$

$$Y_p = C_p X_p = \omega_r(s) \tag{7}$$

comparando ec. (6) con ec. (5) tenemos:

$$X_p = \omega_r(s)/(b K_t) \tag{8}$$

$$A_p = -a \tag{9}$$

$$B_p = 1 \tag{10}$$

comparando ec. (8) con ec. (7):

$$C_p = b K_t \tag{11}$$

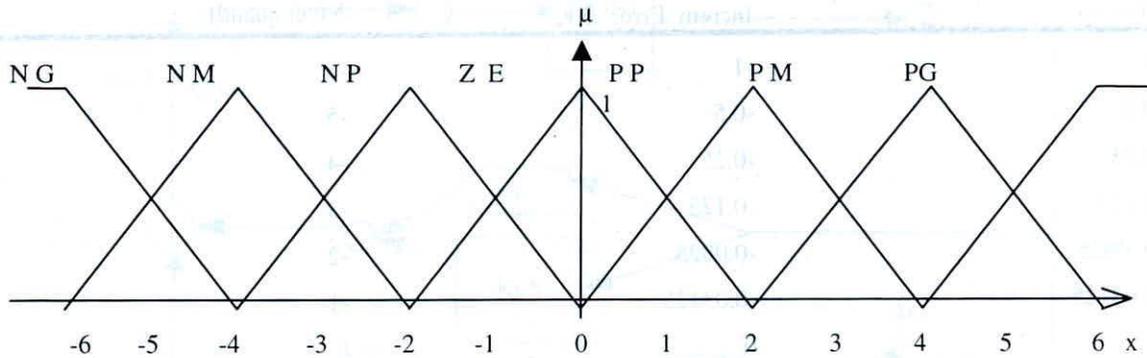


Figura 3 Función pertenencia triangular

La función pertenencia de la variable lingüística de forma triangular está determinada por tres números (Fig. 3) ejemplo PM: {2, 4, 6}. Las funciones de pertenencia de extrema izquierda y extrema derecha, por no tener la forma triangular completa están determinadas por dos números.

3.2 Toma de decisiones

3.2.1 Análisis dinámico de la señal error de seguimiento

Producido el error entre la velocidad del motor y la velocidad del rotor será aproximada hasta la velocidad de referencia, pero en forma ondulante y convergente. La característica convergente de la velocidad del rotor, luego después de producido el error, es dibujada en la Fig 4 [Yin, Shieh y Chang, 1994] en que C1, C2, C3... denotan los puntos de cruzamiento por la referencia y los puntos m1, m2, m3... son los valores máximos; en tanto que A1, A2, A3... denotan intervalos de referencia para explicar el proceso. Las polaridades de e_0 y Δe_0 en los intervalos de referencia son también indicadas en la Fig. 4

3.2.2 Deducción de las reglas de Control Fuzzy

Las reglas de Control Fuzzy están basadas en la experiencia de los especialistas en el conocimiento de la ingeniería de control, para obtener buenas características del modelo

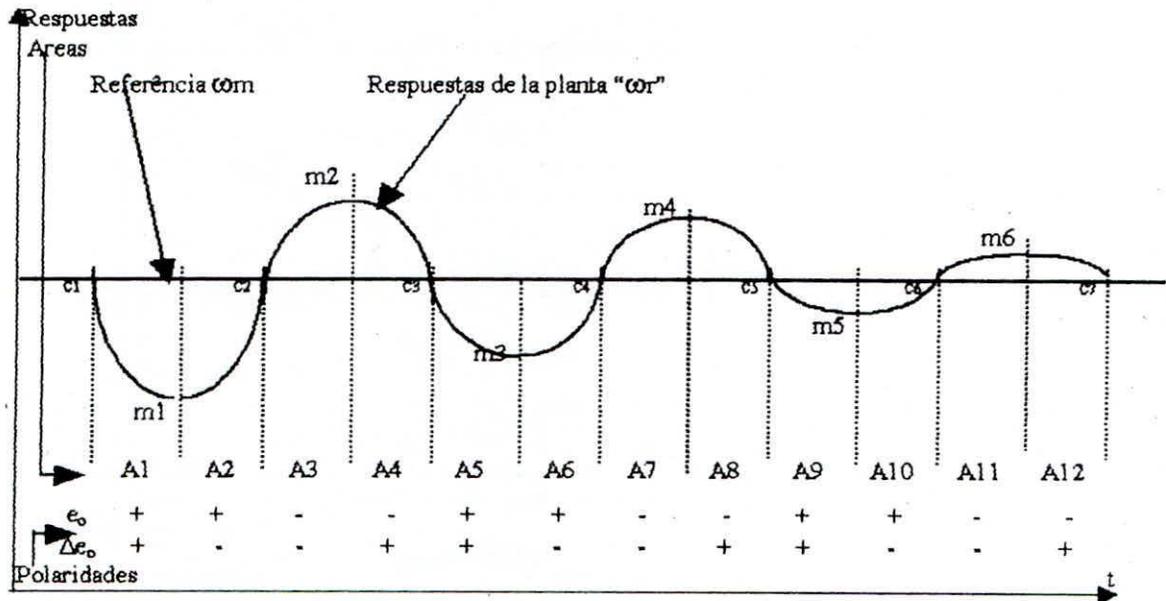


Figura 4 Análisis dinámico de la señal error de seguimiento

En la tabla 3 [Yin, Shieh y Chang, 1994] se incluyen el total de reglas lingüísticas a usar en el control Fuzzy. Algunas observaciones usadas para determinar las reglas de control son indicadas a seguir:

- a) En las áreas A1, A5, A9 de la Fig. 4, e_o es positivo y creciente en los tres casos y Δe_o es positivo también. Entonces la señal de corrección del error up (e_o) es puesta para reducir el error, pero error positivo significa que la velocidad del rotor ω_r es menor que la velocidad de referencia ω_m ; por lo tanto up (e_o) debe ser positivo para incrementar la velocidad del rotor. Si consideramos la tabla 3 como constituida de 4 cuadrantes, los valores que determinan las áreas A1, A5, A9 están en el 3er cuadrante donde todos los valores de la tabla son positivos.

Tabla 3 - Reglas lingüísticas

$\Delta e_o \downarrow$	$e_o \rightarrow$	NG	NM	NP	ZE	PP	PM	PG
NG		NG	NG	NG	NG	ZE	ZE	ZE
NM		NG	NG	NM	NM	ZE	ZE	ZE
NP		NG	NM	NP	NP	PP	PP	PM
ZE		NG	NM	NP	ZE	PP	PM	PP
PP		NM	NP	NP	PP	PP	PM	PG
PM		ZE	ZE	ZE	PM	PM	PG	PG
PG		ZE	ZE	ZE	PG	PG	PG	PG

- b) En las áreas A2, A6, A10, que correspondan al 1er cuadrante: e_o es positivo y Δe_o es negativo; el error es aún positivo, pero como esta decreciendo gradualmente, la entrada de control up (e_o) es puesta para tornarlo cada vez menor.

Las observaciones en las áreas A3, A7, A11 y A4, A8, A12 son duales de aquellas listadas en a) y b), respectivamente, por lo que en la tabla 3 se nota una simetría entre el segundo cuadrante y el cuarto cuadrante y entre el primer cuadrante y el tercero, pero una simetría en que, de un lado, los valores son positivos y de otro lado, son negativos.

De acuerdo con las observaciones ya realizadas las reglas lingüísticas en las áreas de referencia son seleccionadas y listadas en la tabla 3.

3.3 Defuzzification

Básicamente, Defuzzification es un mapeamiento de un espacio de acciones de Control Fuzzy definido sobre su universo, es un espacio de control de acciones no Fuzzy o numérico. En la mayoría de las aplicaciones prácticas es necesario un valor numérico concreto. La estrategia de Defuzzification es dirigida de modo a producir una acción de control no Fuzzy que mejor representa una distribución de posibilidades de una acción de Control Fuzzy. Existen dos métodos de Defuzzification que son los más utilizados: el método de centro de gravedad y el método de las alturas.

3.3.1 Máquina de inferencia

Los dos métodos de Defuzzification mencionados actúan sobre un área de pertenencia preparada a partir de la tabla 3 por la así llamada máquina de inferencia. Existen varios métodos de inferencia. Los más conocidos son:

- Método de Mandani (min-max)
- Método de Larsen (producto máximo-producto suma)
- Método de Sugeno (la etapa de decisión entrega un valor fijo de salida ponderada de las entradas)
- Método de Tsukamoto (similar al de Sugeno variando la fórmula de salida)

No existe ninguna lógica para definir cual de los métodos es el mejor o cual es el que debemos usar para un problema determinado; el uso de uno u otro método depende de los resultados, nosotros usaremos el Método de Mandani con algunas modificaciones para adaptarlo al control de motores y al método de las alturas.

3.3.2 Método de las alturas [Landau, 1982]

Cada valor de entrada de e_o o Δe_o intersecta como máximo dos funciones pertenencia ver Fig. 5a y 5b; el grado de pertenencia del valor de entrada con relación a las otras funciones pertenencia es cero. Muchas operaciones computacionales pueden ser evitadas definiéndose primero un índice de intervalos de trabajo J, donde se localiza el valor de entrada; por ejemplo J=3 para $e_o = -3.5$ (en valor Fuzzy) ver Fig. 5a. La ruta es la siguiente:

- 1) En la Fig. 5a incluimos la variable J que define los intervalos del universo de discurso en la variable e_o ; cada valor de entrada e_o da un valor de pertenencia no nulo en alguna de estos intervalos. Usando la terminología del Software de simulación SIMNON para representar esta variable J, y ya que el SIMNON no permite escribir una ecuación en una extensión mayor que una línea, usaremos variables auxiliares J1, J2.... toda vez que llegemos al final de la línea.

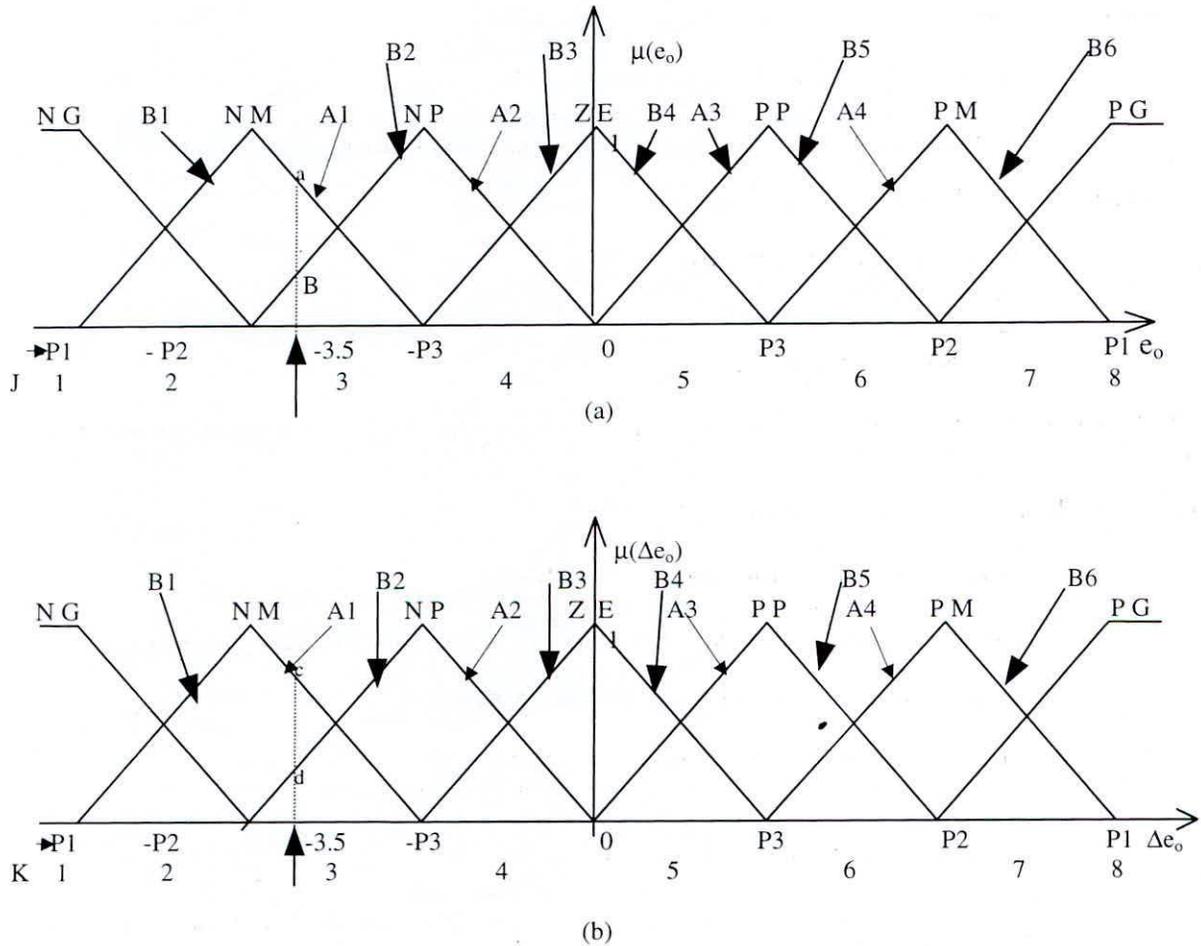


Figura 5 Funciones pertenencias triangulares método de las alturas (a) para entrada e_o (b) entrada Δe_o .

$J = \text{if } e_o < -P1 \text{ then } 1 \text{ else if } e_o < -P2 \text{ then } 2 \text{ else if } e_o < -P3 \text{ then } 3 \text{ else if } e_o < 0 \text{ then } 4 \text{ else } J1$
 $J1 = \text{if } e_o < P3 \text{ then } 5 \text{ else if } e_o < P2 \text{ then } 6 \text{ else if } e_o < P1 \text{ then } 7 \text{ else } 8$

En la Fig. 5.b incluimos la variable K para la variable Δe_o ; usando la técnica anterior tenemos:

$K = \text{if } \Delta e_o < -P1 \text{ then } 1 \text{ else if } \Delta e_o < -P2 \text{ then } 2 \text{ else if } \Delta e_o < -P3 \text{ then } 3 \text{ else } K1$
 $K1 = \text{if } \Delta e_o < 0 \text{ then } 4 \text{ else if } \Delta e_o < P3 \text{ then } 5 \text{ else if } \Delta e_o < P2 \text{ then } 6 \text{ else } K2$
 $K2 = \text{if } \Delta e_o < P1 \text{ then } 7 \text{ else } 8$

Los valores de $P1, P2, P3$ de acuerdo con la tabla de cuantificación 1, son como sigue:

$P1 = 6$ corresponde a e_o ou $\Delta e_o = 1$
 $P2 = 4$ corresponde a e_o ou $\Delta e_o = 0.25$
 $P3 = 2$ corresponde a e_o ou $\Delta e_o = 0.0625$

2) Definimos todas las funciones de pertenencia con las que vamos a trabajar, usando la terminología de SIMON

Para la variable e_o los valores de las pertenencias extremas son:

$$\begin{aligned}\mu_{NG}(e_o) &= \text{if } (J < 2) \text{ then } 1 \text{ else } (e + P2)/(-P1 + P2) \\ \mu_{PG}(e_o) &= \text{if } (J > 7) \text{ then } 1 \text{ else } (e - P2)/(P1 - P2) \\ &\text{donde "e" resulta de pasar } e_o \text{ por un filtro, lo que ser\'a explicado posteriormente}\end{aligned}$$

Definimos ahora el lado A de las pertenencias interiores (ver Fig. 5.a)

$$\begin{aligned}\mu_{NMA}(e_o) &= (e + P3)/(-P2 + P3) \\ \mu_{NPA}(e_o) &= e/(-P3) \\ \mu_{PPA}(e_o) &= e/P3 \\ \mu_{PMA}(e_o) &= (e - P3)/(P2 - P3)\end{aligned}$$

Para la variable Δe_o actuamos de forma similar a lo que hicimos con la variable e_o pero ahora representado en la Fig. 5.b

Los valores de las pertenencias extremas son:

$$\begin{aligned}\mu_{NG}(\Delta e_o) &= \text{if } (K < 2) \text{ then } 1 \text{ else } (z + P2)/(-P1 + P2) \\ \mu_{PG}(e_o) &= \text{if } (J > 7) \text{ then } 1 \text{ else } (z - P2)/(P1 - P2) \\ &\text{donde "z" resulta de pasar } \Delta e_o \text{ por un filtro, lo que ser\'a explicado posteriormente.}\end{aligned}$$

Definimos ahora el lado A de las pertenencias interiores (ver Fig. 5.b)

$$\begin{aligned}\mu_{NMA}(\Delta e_o) &= (z + P3)/(-P2 + P3) \\ \mu_{NPA}(\Delta e_o) &= z/(-P3) \\ \mu_{PPA}(\Delta e_o) &= z/P3 \\ \mu_{PMA}(\Delta e_o) &= (z - P3)/(P2 - P3)\end{aligned}$$

3) Para tornar el proceso m\'as simple unimos en la pertenencia μ_{J1} , las pertenencias extremas y el lado A de las pertenencias internas en la variable e_o (Fig. 5.a)

$$\begin{aligned}\mu_{J1} &= \text{if } J < 3 \text{ then } \mu_{NG}(e_o) \text{ else if } J < 4 \text{ then } \mu_{NMA}(e_o) \text{ else if } J < 5 \text{ then } \mu_{NPA}(e_o) \text{ else } \mu_{J1a} \\ \mu_{J1a} &= \text{if } J < 6 \text{ then } \mu_{PPA}(e_o) \text{ else if } J < 7 \text{ then } \mu_{PMA}(e_o) \text{ else } \mu_{PG}(e_o)\end{aligned}$$

El lado B de las pertenencias internas para la variable e_o fue unido en μ_{J2} , pero es complemento de μ_{J1} . ver Fig. 5.a

$$\mu_{J2} = 1 - \mu_{J1}$$

Por la situaci3n ilustrada en la Fig. 5.a ($e_o = -3.5$) tenemos, $\mu_{J1} = \mu_{NMA}(e_o)$ que es el punto a en el lado A1 y $\mu_{J2} = 1 - \mu_{NMA}(e_o)$ que es el punto b en el lado B2.

En la variable de entrada Δe_o y con el auxilio de la variable K de intervalos de pertenencia, tendremos el mismo procedimiento que el hecho con J en e_o .

$$\begin{aligned}\mu_{K1} &= \text{if } K < 3 \text{ then } \mu_{NG}(\Delta e_o) \text{ else if } K < 4 \text{ then } \mu_{NMA}(\Delta e_o) \text{ else } \mu_{K1a} \\ \mu_{K1a} &= \text{if } K < 5 \text{ then } \mu_{NPA}(\Delta e_o) \text{ else if } K < 6 \text{ then } \mu_{PPA}(\Delta e_o) \text{ else } \mu_{K1b} \\ \mu_{K1b} &= \text{if } K < 7 \text{ then } \mu_{PMA}(\Delta e_o) \text{ else } \mu_{PG}(\Delta e_o)\end{aligned}$$

El lado B de las pertenencias internas para la variable Δe_o es unido en μ_{k2} pero es el complemento de μ_{k1} ver Fig. 5.b

$$\mu_{k2} = 1 - \mu_{k1}$$

- 4) Se valorizan los antecedentes (satisfacción de antecedentes) usando el operador Mínimo, lo que dará cuatro reglas que definen las pertenencias usadas en la determinación de la media de las alturas para cada par de valores de entrada (e_o , Δe_o).

$$\text{Regla 1 : } \mu_{RA} = \min(\mu_{J1}, \mu_{K1})$$

$$\text{Regla 2 : } \mu_{RB} = \min(\mu_{J1}, \mu_{K2})$$

$$\text{Regla 3 : } \mu_{RC} = \min(\mu_{J2}, \mu_{K1})$$

$$\text{Regla 4 : } \mu_{RD} = \min(\mu_{J2}, \mu_{K2})$$

- 5) Usando los intervalos de pertenencia auxiliares, J y K, recorreremos toda a tabla de reglas lingüísticas 3.3, para determinar el valor de las corrientes de salida concordantes con cada una de las cuatro reglas enunciadas en 4); y que, para simplificación, denominaremos como Ia, Ib, Ic, Id.

Por ejemplo, la corriente Ia concordante con la regla 1 se obtiene a partir de las pertenencias auxiliares μ_{J1} , μ_{K1} de la siguiente manera:

$$Ia = \text{if}(J < 3 \text{ and } K < 3) \text{ then } I1 \text{ else if}(J < 4 \text{ and } K < 3) \text{ then } I2 \text{ else if}(J < 5 \text{ and } K < 3) \text{ then } I3 \text{ else} \dots$$

Con $K < 3$ se recorren todos los intervalos de J; luego con $K < 4$ todos los intervalos de J y así sucesivamente hasta concluir con todos los intervalos de K. Con este procedimiento se recorren todos los valores de la tabla de reglas lingüísticas, (tabla 3) y Ia viene a ser la suma de todos los posibles valores, no es propiamente una suma, ya que solo uno, de todos los posibles valores, se va a efectivizar.

Si los valores de entrada son: $e_o = -3.5$, $\Delta e_o = -3.5$, el intervalo de pertenencia de J es 3, el valor de μ_{J1} que le corresponde es: $a = 0.75$ lo que ocurre dentro de la pertenencia $\mu_{NMA}(e_o)$ -ver Fig. 5.a; el intervalo de pertenencias de K es 3, el valor de μ_{K1} que le corresponde es: $c = 0.75$ y esto ocurre dentro de la pertenencia $\mu_{NMA}(\Delta e_o)$ ver Fig. 5.b.

$\mu_{NMA}(e_o)$ y $\mu_{NMA}(\Delta e_o)$ determinan que, para entrar en la tabla de reglas lingüísticas entremos con "NM" para la variable de entrada e_o y con "NM" para la variable de entrada Δe_o , de esa manera determinamos el valor de la corriente de salida que corresponde a esos dos valores y que según la tabla 3 es "NG"; para determinar el valor de corriente que le corresponde vamos a la Fig. 6. El valor que corresponde a "NG" es -1 (en p.u.), Ia será igual a -1.

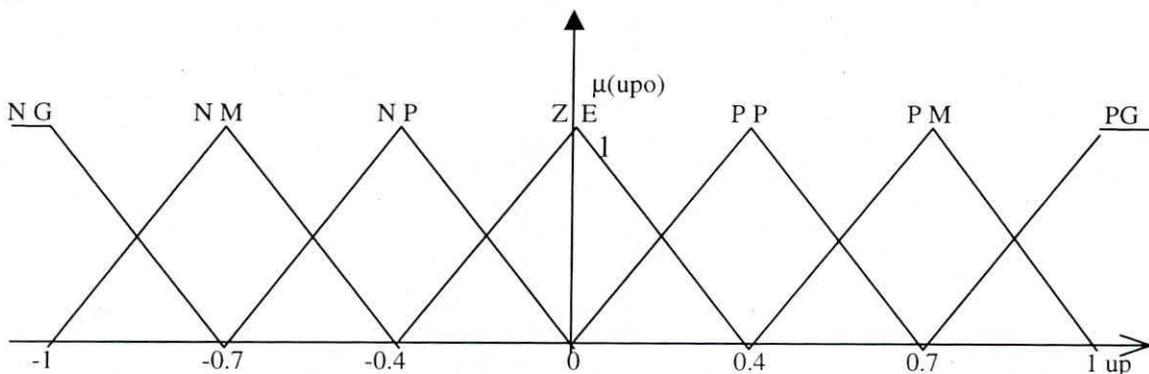


Figura 6. Funciones pertenencia triangular de la corriente de salida de control up_o .

Si en la tabla 3 tenemos como valor lingüístico de salida "NM", el valor de corriente que le corresponde según la Fig. 6 es -0.7, el mismo valor de up_o para su valor máximo de pertenencia. De la misma forma se procede para las otras variables lingüísticas de la Fig. 6

Se sigue el mismo procedimiento para definir Ib a partir de μ_{J1} , μ_{K2} ; Ic a partir de μ_{J2} , μ_{K1} ; Id a partir de μ_{J2} , μ_{K2}

6) Cálculo de iqs^* mediante el método de las alturas:

$$iqs^*(p.u.) = \frac{\mu_{RA} I_a + \mu_{RB} I_b + \mu_{RC} I_c + \mu_{RD} I_d}{\mu_{RA} + \mu_{RB} + \mu_{RC} + \mu_{RD}} \quad (30)$$

3.4 Ajuste del Controlador Fuzzy [Yin, Shieh y Chang, 1994]

El principal propósito del ajuste del Controlador Fuzzy en el esquema de control propuesto es:

Primero- para las entradas al sistema de e_o y Δe_o , sintetizar una señal de control amplificado en las cercanías de cero (set point) para aumentar la capacidad adaptiva del Controlador Fuzzy.

Segundo- para la salida de control upo, evitar las oscilaciones que pueden ocurrir cerca de cero.

El ajuste de sensibilidad de las entradas y de la salida se hace dependiente del error de velocidad e_o , con lo que se obtiene una mejor performance. Son utilizados los siguientes bloques de ajuste: Ge para la entrada del error e_o , Gd para la entrada del incremento del error Δe_o , y Gu para la salida upo. Las salidas de los bloques Ge y Gd los llamamos "e" y "z" respectivamente en las fórmulas del ítem 3.3.2.

Las formulaciones matemáticas de los bloques de ajuste son mostrados a continuación:

$$Ge = \begin{cases} K1 & \text{para } |e_o| \leq a_o \\ K1 - (K1 - K2)(|e_o| - a_o)/(a_1 - a_o) & \text{para } a_o < |e_o| < a_1 \\ K2 & \text{para } |e_o| \geq a_1 \end{cases} \quad (31)$$

$$Gd = \begin{cases} K3 & \text{para } |e_o| \leq a_o \\ K3 - (K3 - K4)(|e_o| - a_o)/(a_1 - a_o) & \text{para } a_o < |e_o| < a_1 \\ K4 & \text{para } |e_o| \geq a_1 \end{cases} \quad (32)$$

$$Gu = \begin{cases} 0 & \text{para } |e_o| \leq b_o \\ K5 + K6(|e_o| - b_o) & \text{para } |e_o| \geq b_o \end{cases} \quad (33)$$

Siendo :

$$a_o = 0,003; a_1 = 0,005; K1 = 60; K2 = 20;$$

$$K3 = 30; K4 = 10$$

$$b_o = 0,0001; K5 = 2; K6 = 30$$

Las funciones de Ge e Gd indican que la sensibilidad al error (e_o) y al incremento de error (Δe_o) serán amplificadas linealmente, así como sus magnitudes se reduzcan. Ya en el proceso de simulación se consigue mejor performance y de acuerdo a la máquina con que estamos trabajando, multiplicando e_o y Δe_o previamente, en la entrada de los bloques Ge y Gd, por un determinado valor que se consigue en el proceso de ajuste de simulación.

La salida del Controlador Fuzzy generalmente puede mostrar una oscilación entorno del set point (cuando el error se está aproximando a cero). Para resolver este problema, la función Gu de la ec. (33) es proyectado para que la salida del Controlador Fuzzy sea cero, cuando el error llega a ser menor que el límite establecido. En este instante, sólo el controlador PI es excitado para eliminar el error de estado estacionario. Así la inherente conducta oscilante en torno del set point presentado por el Controlador Fuzzy puede ser evitada.

IV. SIMULACIÓN

Los trabajos de simulación permitieron determinar la performance de cada uno de los métodos estudiados y concluir que los métodos de Control. Malla abierta, Malla cerrada, Estimadores de estado tienen una pobre performance, ya tiene mejor performance el Control Vectorial y mejor aún el Control Adaptivo y mejor aún la asociación de estos dos últimos con el Control Fuzzy, todo esto nos permite concluir que la asociación del Control Fuzzy con el Control Adaptivo más el Control Vectorial y el Regulador P.I. permiten complementar sus cualidades de invariación ante variación de los parámetros lo que hace al sistema prácticamente independiente de las variaciones por: temperatura, rozamiento, desgaste, oscilaciones de carga, saturación, etc. Esto es muy importante cuando se quiere hacer un estudio del sistema motor-carga que sabemos es no lineal, donde la mayor dificultad la constituyen los parámetros que son variables.

Para la simulación final se incluye junto a la simulación de la máquina, la simulación del Control Vectorial, Control Adaptivo, Control Fuzzy y Regulador P.I.

En la Fig. 7.a es simulada la velocidad angular del rotor " ω_r " donde se pone en evidencia: la variación repentina de velocidad de 0.9 p.u. a 1 p.u. a los 4 segundos.

En la Fig. 7.b se muestra en detalle la presencia de una carga repentina de 0.5 p.u. a los 6 segundos, se aprecia que esto influye en una variación de la velocidad " ω_r " insignificante, del orden de un diezmilésimo del valor referencial de 1 p.u.

Tanto en la Fig. 7.a como en la Fig. 7.b se presenta también la variación del parámetros J_c (momento de inercia de la carga) la que se varía de $J_c = 0,02$ a $J_c = 0,04$. Para cada J_c se observa una curva prácticamente coincidente con la otra, lo que permite determinar que la inclusión del Controlador Fuzzy torna al sistema prácticamente independiente de la variación de los parámetros eléctricos y mecánicos.

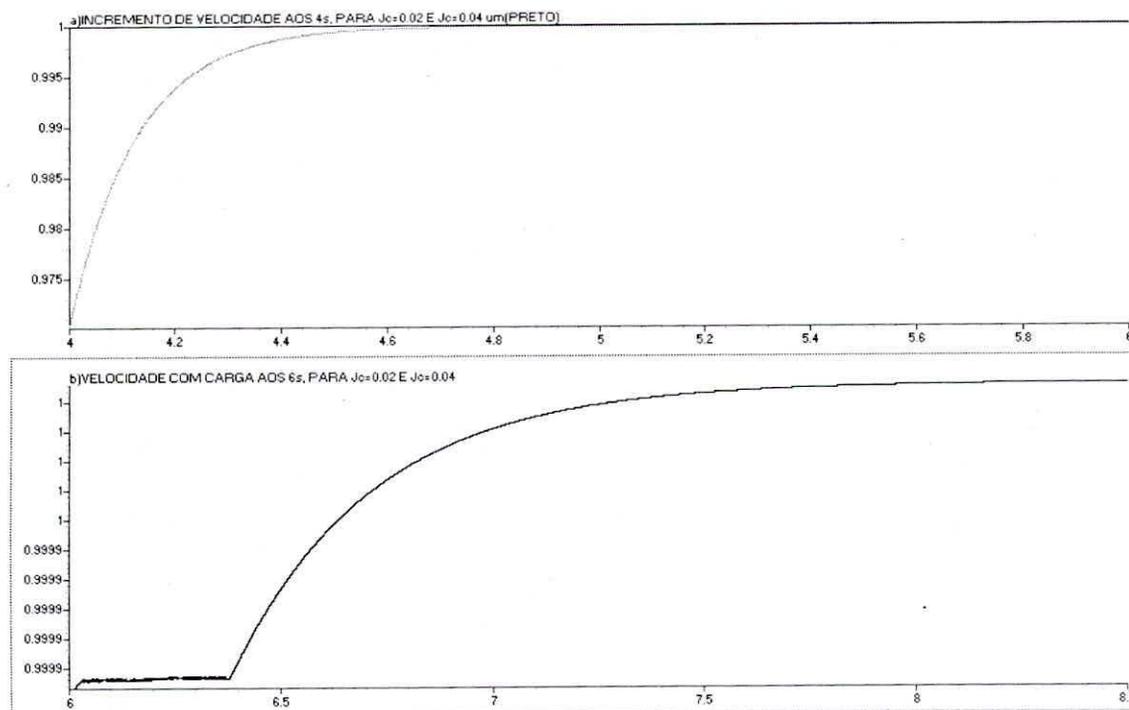


Figura 7. Controlador Fuzzy Adaptivo con PI, velocidad variando el parámetro J_c .

V. RESULTADOS OBTENIDOS EN UN PROTOTIPO,

5.1. Introducción

Con el prototipo actuaremos en forma similar a la simulación: incrementando 1° la velocidad del motor (esta vez en un 10%) así que haya alcanzado el régimen permanente, para luego después introducir una carga repentina de 50% del valor nominal. Esto es hecho para dar validez a los estudios teóricos realizados y verificar la performance del Sistema de Control.

El Sistema de Control comprende: Control Vectorial Indirecto, Control Adaptivo, Regulador P.I. y Control Fuzzy. El Control Vectorial Indirecto no será implementado, ya que se vende incluido en el Inversor sin representar un significativo costo adicional. El Control Adaptivo, el Regulador P.I y el Control Fuzzy serán implementados en tiempo real mediante un programa hecho en lenguaje "C" y con auxilio de un microcomputador Pentium II.

La variación de los parámetros es la principal causa para considerar el sistema no lineal. Habiéndose demostrado en el capítulo 4 la total irrelevancia de la variación de los mismos en la performance del sistema, podemos predecir que la performance que obtendremos con el prototipo será similar al obtenido en la simulación.

5.2 Implementación del Sistema de Control

Lista de equipos:

- 1) Computadora Pentium II. 64M de RAM.
- 2) Inversor Siemens 6SE31- MICROMASTER modelo MM75/2, 230v, trifásico, 750w de potencia, posee Control Vectorial incluido, tiene salidas analógicas proporcionales a: la velocidad del rotor, corriente en el estator, torque, tensión en el circuito intermediario y frecuencia; estas salidas son obtenidas a través de un conversor digital analógico D/A, tiene entrada analógica a través de un conversor analógico digital A/D.
- 3) Motor asincrónico: de 1 c.v., 380V/220V, 3.8A, 1700 r.p.m.
- 4) Generador de corriente continua de 0.75C.V., 180V, 3.8A, 1800 r.p.m.
- 5) Placa de Adquisición de datos Advantech PLC-818L, 12 bist, 40 KHz
- 6) Bornera Digital PCLD-780, para hacer las conexiones Conversor-Inversor.

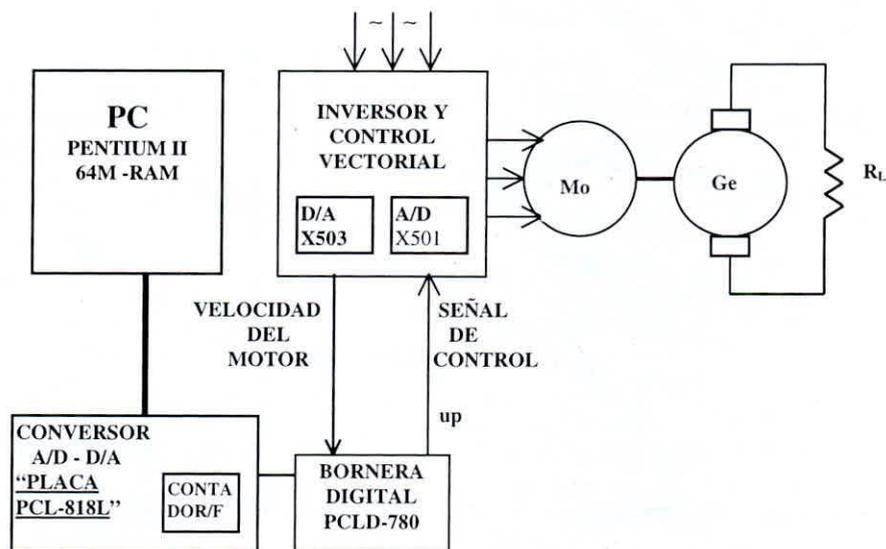


Figura 8. Sistema de Control

5.3 Proceso

En la Fig. 8, la Placa de adquisición de datos PCL-818L recibe la señal analógica proporcional a la velocidad del motor, emitido en los bornes 1 y 2 de X503 en el Inversor y mediante de una conversión A/D lo envía a la Computadora.

A través de un programa en Borland C++, la velocidad del motor se compara con la velocidad de referencia y el error se procesa usando Control Adaptivo, Regulador PI y Control Fuzzy, para generar una señal de control Digital "up". La Placa de adquisición de datos convierte esta señal Digital (up) en analógica y a través de su salida analógica se envía a los bornes 3 e 4 de X501 en el inversor, con la finalidad que la velocidad del motor acompañe la velocidad de referencia. En los bornes 1, 3 y 4 de X501 del Inversor, se conecta un potenciómetro de 4.7 K Ω . En el borne 1 se tiene una tensión de 10V proporcionada por el Inversor; en el borne 4 se tiene 0V; así entre los bornes 3 y 4 se tiene una tensión que varía entre 0 y 10V, lo que producirá una velocidad en el motor entre 0 r.p.m. y la velocidad nominal (1700 r.p.m.). Fijando la posición del potenciómetro en un valor que corresponda a la velocidad inicial requerida. El control realimentado realizado a través de la tensión de control up se concretiza al aplicar up en los bornes 3 y 4. A continuación se muestra la implementación realizada, fig. 9

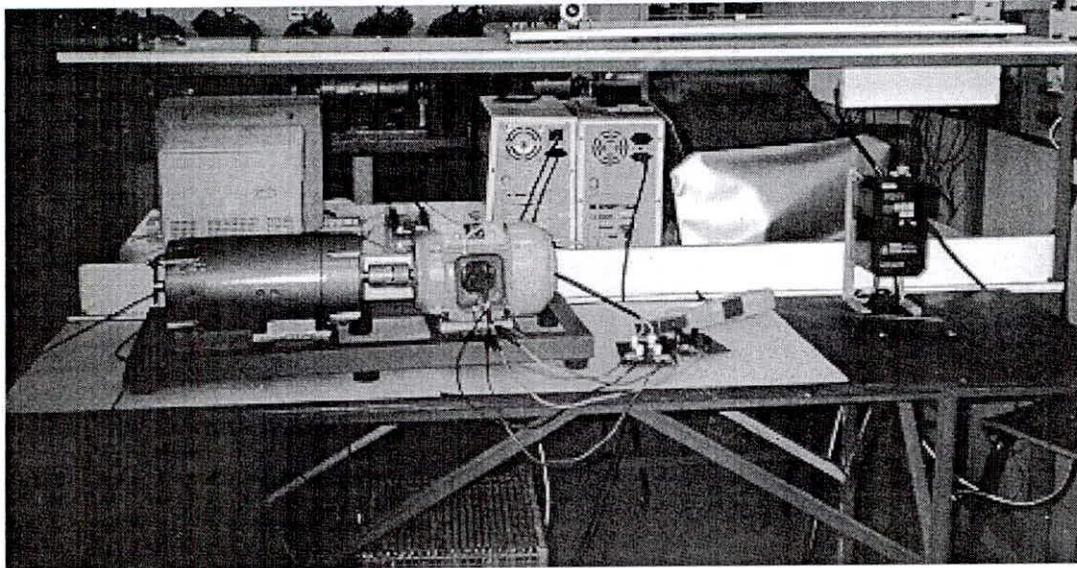


Figura 9 Programa de Control en Borland C++

5.4 Programa de Control en Borland C++

El Programa de Control de velocidad, que comprende el Control Adaptivo, el Control Fuzzy y el Regulador P.I. fue elaborado en lenguaje C++ con compilador Borland 5.0 y interface gráfica basada en el sistema DOS, esto para que el tiempo de control del sistema se aproxime lo más posible de un control en tiempo real.

La filosofía empleada en la elaboración del mismo consistió en hacer un programa ágil y simple, pero que cumple su cometido.

Para realizar el programa en SIMNON es preciso identificar todas las variables de estado y aislar sus derivadas, sin necesidad de tener en cuenta el orden o el número de variables y constantes presente en la ecuación.

En un lenguaje como el "C" es importante el ordenamiento en que se van presentando las variables y constantes, por lo que en un trabajo previo se hizo el despeje de cada variable en función del tiempo dejando las expresiones matemáticas lo más simple posible, para abreviar el tiempo de operación del sistema por la computadora.

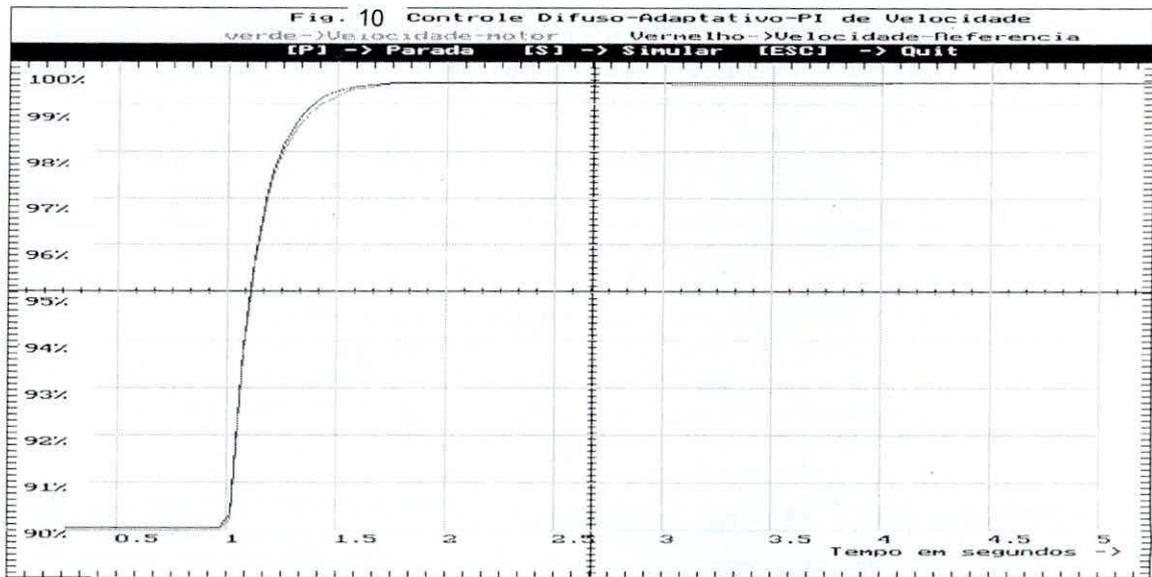


Figura 10 Control Difuso Adaptivo

5.5 Pruebas y resultados del Control del sistema

En la Fig. 10 se presenta el gráfico de las pruebas realizadas con el Control Fuzzy-Adaptivo y Regulador P.I. realizado en Borland C++. Estando el motor en una velocidad base de 675 r.p.m.; en una excursión de 5 segundos se presenta: primero la variación de 10% en la velocidad cuando ha transcurrido un segundo, a los 3 segundos se coloca una carga repentina de 100% del torque nominal.

El resultado muestra que la velocidad del motor (color verde en el gráfico) acompaña muy de cerca la velocidad de referencia (color rojo en el gráfico) y la carga repentina produce una variación apenas visible en la velocidad del motor a pesar de la gran ampliación que tiene el gráfico, esto confirma la gran estabilidad que adquiere el sistema cuando se incorpora el Control Fuzzy, el Control Adaptivo y el Regulador P.I.

V. CONCLUSIONES

1. El Control Vectorial-Adaptivo-Fuzzy con P.I., por la característica de invariabilidad ante variación de los parámetros permite su representación matemática con un modelo simplificado, lo que facilitó el estudio de simulación con el SIMNON y posteriormente su implementación en tiempo real con el Borland C++.
2. De acuerdo a los resultados prácticos obtenidos se puede concluir que el sistema implementado es robusto, con gran estabilidad y se obtiene rápida respuesta al control para obtener la velocidad deseada del motor.
3. El uso cada vez mayor de los motores asincrónicos para aquellos casos donde se requiere controlar la velocidad del motor con mucha exactitud, permite obtener todas las ventajas que el motor asincrónico tiene sobre el motor de corriente continua.

La principal contribución en este trabajo ha sido el alto grado de performance obtenido en la simulación del Control Vectorial más Control Difuso-Adaptivo con regulador P.I., que supera los obtenidos en los trabajos publicados de la bibliografía especializada. Esto es importante porque las mismas constantes del regulador P.I. y del computador Fuzzy obtenidas en la simulación fueron usados en el programa en Borland C++ para la implementación en tiempo real, con óptimo resultado. Por otra parte la adaptación del método de las alturas en este proceso tanto en la simulación como en la implementación, permitió minimizar el tiempo en las múltiples simulaciones procesadas y realizar un control más efectivo en la implementación en tiempo real.

VI. REFERENCIAS

- Bose, B.K. "Power Electronic and A.C. drives." Englewood Cliffs, NJ: Prentice Hall, 1997.
- Leonhard, W. "Control of Electrical drives" Electric Energy Systems and Engineering Series, 1990.
- Atkins, B. "Teoría General de las Máquinas Eléctricas" Ediciones Urmo. Bilbao 1967
- De Oliveira, N. "Proposta de um sistema de controle de motores de indução, independente das alterações de parâmetros de máquina, usando o método vectorial, com curvas características de relação tensão/freqüência." Tese USP 1995
- Landau, I.D. "Adaptive Control": The model reference approach. New York: Marcel Dekker, 1982.
- Li-Xin Wang, "Adaptive Fuzzy Systems and Control" Design and Stability Analysis, University of California at Berkeley, Englewood Cliffs, NJ: Prentice Hall, 1994
- Earl Cox, "Fuzzy Systems Handbook" A Practitioner's Guide to Building, Using, and Maintaining Fuzzy Systems, Academic Press, Inc. 1994
- Rogelio Palomera Garcia. "Fuzzy sets and Systems" École Polytechnique Federale de Lausanne Technical report, 1993
- Ouyang, M., C.M. Liaw y C.T. Pan, "Model reduction by power decomposition and frequency response matching", IEEE Trans Automat. Contr., vol. AC-32, N° 1 pp. 59-62, 1987
- Ying, Shieh Kung and Chang Ming Liaw - "A Fuzzy controller improving a Linear Model Following controller for motor drives". IEEE Trans, on Fuzzy Syst. vol. 2 N° 3 pp 194 -202, 1994
- Zadeh, L.A. "Outline of a New Approach to the Analysis of Complex Systems and Decision Processes" IEEE Trans on Systems, Man, and Cybernetics, vol 3, No. 1, pp. 28-44, 1973
- Lee, C.C. "Fuzzy logic in control systems fuzzy logic controller" Part I e Part II IEEE Trans Syst. Man and Cibern, vol 21 N° 2 Part I pp 404-418-1990 Part II pp 419-436,1990
- Liaw, C.M., J.B. Wang, "Design and Implementation of a Fuzzy Controller for a High Performance Induction Motor Drive", IEEE Trans on Systems, Man, and Cybernetics, vol. 21, N°. 4, pp. 921-929, 1991
- Goreau, P., A. Ihaliden, "Robustness of a Fuzzy Controller for Induction Machine" Electrimacs'96 Saint-Nazaire September 17-18-19, 1996
- Sousa, G., B.K. Bose y M.G. Simoes, "A Simulation-Implementation Methodology of a Fuzzy Logic Based Control System", 3º Congreso Brasileiro de Eletrônica de Potência - 1995
- Liow, C.M., T.S. Liu, A.H. Liu, Y.T. Chen, y C.J. Lin., "Parameter estimation of excitation systems from sampled data" IEEE. Trans, Automatic Contr., vol. 37, N°. 5, pp. 663-666, 1992.