



República de Cuba
Instituto Superior Minero-Metalúrgico de Moa
"Dr. Antonio Núñez Jiménez"
Facultad Metalurgia – Electromecánica
Departamento de Ingeniería Eléctrica

**Control inteligente de accionamiento
de motor de inducción usando la lógica
difusa**

Trabajo de Diploma

En opción al título de
INGENIERO ELÉCTRICO

Autor: Kelcise Vidal Sesay
Tutor: Dr. Luís Delfín Rojas Purón

Moa, Holguín
Junio 2009
"Año del aniversario 50 del Triunfo de la Revolución"



República de Cuba
Instituto Superior Minero – Metalúrgico de Moa
“Dr. Antonio Núñez Jiménez”
Facultad Metalurgia – Electromecánica
Departamento de Ingeniería Eléctrica

Control inteligente de accionamiento de
motor de inducción usando la lógica difusa

Trabajo de Diploma

En opción al título de
INGENIERO ELÉCTRICO

Autor: Kelcise Vidal Sesay
Tutor: Dr. Luís Delfín Rojas Purón

Moa, Holguín
Junio 2009
“Año del aniversario 50 de la Revolución”



SÍNTESIS BIOGRÁFICA

KELCISE VIDAL SESAY nació en Freetown, la capital de Sierra Leona el 5 de junio de 1983 a Joyce Matilda Taylor e Ibrahim Sesay. Hizo sus estudios primarios en la escuela King Harman Preparatory de 1988 a 1995. Luego pasó a la escuela secundaria básica Sierra Leone Grammar School donde hizo los tres años de este nivel de enseñanza. Hizo el examen nacional de entrada al nivel pre-universitario, el Basic Education Certificate Exams, en 1995 y logró excelentes notas. En septiembre del 1995 se ingresó en el nivel pre-universitario en el mismo Sierra Leone Grammar School. Hizo los 3 años de este nivel y luego aprobó el examen internacional de entrada al nivel universitario, el West African Senior Secondary Certificate Exams (WASSCE), en 2002 con excelentes notas. Recibió una beca de estudios en la Universidad de Sierra Leona en la Ingeniería Mecánica y cursó un año de esta especialidad antes de recibir otra beca de estudios en la República de Cuba. Llegó a Cuba en octubre del 2003 y cursó la Preparatoria en la Universidad Agraria de La Habana (UNAH). Pasó al Instituto Superior Minero – Metalúrgico de Moa (ISMM) “Dr. Antonio Núñez Jiménez” en septiembre del 2004 para estudiar la Ingeniería Eléctrica. Termina de cursar los cinco años de la carrera en junio del 2009. Ha sido un excelente estudiante, dirigente en el Colectivo de los Estudiantes Extranjero del Instituto, y deportista, representando al Instituto en varios Juegos Universitarios Provinciales. También formó parte de la delegación holguínera y cubana al XVI Festival Mundial de los Jóvenes y los Estudiantes en Caracas, Venezuela en agosto del 2005. Ha participado en múltiples eventos de carácter cultural y social durante su estancia en el Instituto.

DECLARACIÓN DE AUTORIDAD

Yo, Kelcise Vidal Sesay, autor de este trabajo de diploma titulado: “Control inteligente de accionamiento de motor de inducción usando la lógica difusa”, certifico su propiedad intelectual a favor del Instituto Superior Minero Metalúrgico de Moa “Dr. Antonio Núñez Jiménez”, el cual podrá hacer uso del mismo para fines docentes y educativos.

ISMM de Moa, 18 de junio del 2009

Kelcise Vidal Sesay
Diplomante

Dr. Luis Rojas Purón
Tutor

DEDICATORIA

*A Winifred Florie Taylor, Beatrice Edith Foster y Ansumana Kamara,
los cuales no están hoy en día para verme cumplir
este sueño a pesar de los importantes papeles
que jugaron para su realización.*

*A mi madre, Joyce Matilda Taylor por su confianza en mí
y por los sacrificios interminables que ha hecho;
no existirá nada en el mundo que pueda pagar
lo que usted ha hecho por mí.*

A mi novia Yuliuva por ser una persona tan extraordinaria.

AGRADECIMIENTOS

La realización de los seis años de estudios en Cuba y especialmente en Moa y la terminación de este Trabajo de Diploma no hubiera sido posible sin la ayuda, el cariño, su compañía y el ánimo que me han dado algunas personas queridas.

Primero y sobre todo doy gracias a Dios por haberme dado la fuerza necesaria y por su dirección y protección durante toda la vida mía y en especialmente durante este tiempo de estudios.

De manera especial agradezco a mi madre Joyce Matilda Taylor, mi tía Gloria Cynthia Harding y la familia Harding, a mi tío Victor Oliver Taylor, a Gerald Sallu Kaikai, mi hermana Joyce Sia Kamara, mis primos Ebu Martin, Denise y Denora Smith y a las amistades familiares especialmente a la Sra. Oni Gabbidon.

A mis amigos Aldo Campbell, Kabba Kamara y Mamadu Bah, les agradezco mucho.

Deseo agradecer también a todos los estudiantes Sierraleonés en Cuba, especialmente a Leonard Paul-Kamara, Desmond Kangbai, Francis Kallon, Baba Macathy, Ishmail Kebbie y Feimatta Sowa por su apoyo durante estos años.

Mis agradecimientos especiales a la querida familia Hernández García y en especialmente a mi novia, Yuliuva Hernández García, MSc. por su cariño, amor y dedicación.

A mi tutor Dr. Luis D. Rojas Purón le agradezco mucho por su consejo y orientación durante la realización de este trabajo.

A todos mis amigos especialmente a Shane M. Jean, Damien W. Benjamín y Chencho Wangdi, a mis compañeros del aula, al Ing. Yosvandry Consuegra Córdova, a mis compañeros de cuarto Simon “Game” Tobias, Napandulwe “Shakes” Shilongo y Victor Ngendanzi y al colectivo de extranjeros, los cuales han compartido una etapa importante de la vida juntos conmigo, les agradezco mucho.

Va también mi agradecimiento al Instituto Superior Minero Metalúrgico de Moa, al departamento de Ingeniería Eléctrica especialmente todos mis profesores desde el primer año hasta quinto y a la Revolución cubana por darme la posibilidad de formar parte de este país durante estos años y prepararme como un profesional capaz.

PENSAMIENTOS

Nadie es capaz de calcular la fuerza y la decisión que las ideas justas pueden generar en el espíritu del ser humano.

— Fidel Castro Ruz

Imagination is more important than knowledge.

— Albert Einstein

So far as the laws of mathematics refer to reality, they are not certain. And so far as they are certain, they do not refer to reality.

— Albert Einstein

As complexity rises, precise statements lose meaning and meaningful statements lose precision.

— Lofti Zadeh

Whatever the mind of man can conceive, it can achieve.

— N. Clement Stone - 1902-2002

El que quiere hacer algo busca soluciones, el que no quiere nada busca justificaciones.

— Ernesto Che Guevara

TABLA DE CONTENIDO

SÍNTESIS BIOGRÁFICA	2
DECLARACIÓN DE AUTORIDAD	3
DEDICATORIA	4
AGRADECIMIENTOS	5
PENSAMIENTOS	6
TABLA DE CONTENIDO	7
RESUMEN	9
ABSTRACT	10
DESCRIPCIÓN DE LOS CAPÍTULOS	11
 <u>INTRODUCCIÓN</u>	 <u>13</u>
 PROBLEMA	 16
HIPÓTESIS	16
OBJETIVO	16
RESULTADOS ESPERADOS	17
 <u>CAPITULO 1</u>	 <u>18</u>
 DESCRIPCIÓN DEL MOTOR DE INDUCCIÓN Y DEL ACCIONAMIENTO ELÉCTRICO	 18
1.1 INTRODUCCIÓN Y DESCRIPCIÓN DEL MOTOR DE INDUCCIÓN	18
1.2 MODELACIÓN MATEMÁTICA DEL MOTOR DE INDUCCIÓN	22
1.3 MODELOS DE PÉRDIDAS DE LOS MOTORES DE INDUCCIÓN	26
1.4 MÉTODOS DE CONTROL DE LOS MOTORES DE INDUCCIÓN	30
1.5. DESCRIPCIÓN DEL VARIADOR DE VELOCIDAD	40
1.6 CONCLUSIONES PARCIALES	43
 <u>CAPITULO 2</u>	 <u>45</u>
 FUNDAMENTOS DE LA LÓGICA DIFUSA	 45
2.1 INTRODUCCIÓN	45
2.2 MODELACIÓN CON LA LÓGICA DIFUSA	49
2.3 COMPARACIÓN DEL MÉTODO TSK CON EL DE MAMDANI	53
2.4 PROCEDIMIENTO DE SÍNTESIS DEL CONTROLADOR DIFUSO	55
2.5 CONCLUSIONES PARCIALES	57
 <u>CAPITULO 3</u>	 <u>59</u>

DISEÑO DEL CONTROLADOR DE VELOCIDAD Y DEL OPTIMIZADOR DE ENERGÍA BASADO EN LA LÓGICA DIFUSA	59
3.1 INTRODUCCIÓN	59
3.2 DISEÑO DEL REGULADOR DE VELOCIDAD	60
3.3 DISEÑO DEL CONTROLADOR DIFUSO PARA LA OPTIMIZACIÓN DE LA ENERGÍA	65
3.4 ALGORITMO DE CONTROL DEL OPTIMIZADOR DE ENERGÍA	69
3.5 COMPENSACIÓN DEL TORQUE	71
3.6 REGULACIÓN DE LA TRANSICIÓN PARA RESPUESTA TRANSITORIA ÓPTIMA	73
3.7 ANÁLISIS DE ESTABILIDAD DEL CONTROLADOR DIFUSO	74
3.8 CONCLUSIONES PARCIALES	77
CAPITULO 4	79
SIMULACIÓN DE LOS CONTROLADORES DIFUSOS ASISTIDO POR SIMULINK / MATLAB® 7.1	79
4.1 INTRODUCCIÓN	79
4.2 DISEÑO DE LAS SIMULACIONES EN SIMULINK/MATLAB® 7.1	80
4.3 SIMULACIÓN DEL SISTEMA CON EL CONTROLADOR PI CONVENCIONAL	80
4.4 SIMULACIÓN DEL SISTEMA CON EL CONTROLADOR DE VELOCIDAD DIFUSO	83
4.5 SIMULACIÓN DEL SISTEMA COMPLETO (CON EL CONTROLADOR DE VELOCIDAD DIFUSO Y EL OPTIMIZADOR DE ENERGÍA DIFUSO)	85
4.6 COMPARACIÓN DE LOS RESULTADOS DE LAS SIMULACIONES DEL SISTEMA	93
4.7 CONCLUSIONES PARCIALES	95
CAPITULO 5	97
PROPUESTA PARA LA POSIBLE IMPLEMENTACIÓN DEL CONTROLADOR	97
5.1 ESTADO DE ARTE DE LOS CHIPS DE APLICACIÓN DIFUSA	97
5.2 A MODO DE UNA VALORACIÓN ECONÓMICA	99
5.3 CONCLUSIONES PARCIALES	103
CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES	104
CONCLUSIONES	104
RECOMENDACIONES	105
BIBLIOGRAFÍA	106
ANEXOS	110

RESUMEN

Este trabajo consiste en proponer el diseño de un controlador inteligente para un sistema de accionamiento eléctrico con un motor de inducción basado el uso de la lógica difusa. La estructura del sistema controlador consiste en un controlador difuso de velocidad tipo PI, lo cual se propone para reemplazar el controlador convencional tipo PI. La otra parte del sistema controlador, y la más importante en términos del contexto de este trabajo, es un controlador difuso para la optimización de la energía. El mismo utiliza el control del campo orientado indirecto para adaptivamente disminuir el componente magnetizante de la corriente del estator y por lo tanto disminuir las pérdidas del núcleo. A la misma vez, y debida a esta acción, se aumenta las pérdidas del cobre hasta llegar al punto donde la minimización de las pérdidas totales es óptima. El algoritmo difuso propuesto en este trabajo de diploma trata de implementar esta teoría a través de simulaciones en el entorno computacional Simulink/MATLAB[®] 7.1. Además se trata de presentar recomendaciones para la posible implementación real del controlador propuesto para validar los resultados de simulación obtenidos en el trabajo.

ABSTRACT

This work consists in proposing the design of an intelligent controller for an electric drive system with an induction motor based on the use of fuzzy logic. The structure of the controller system consists of a PI type fuzzy velocity controller, which has being proposed to replace the conventional PI type controller. The other part of the controller system, and the most important in terms of the context of this work, is the fuzzy controller for energy optimization. This same controller uses the indirect field oriented control to adaptively reduce the magnetization component of the stator current and as such reduce the core losses. At the same time, and due to this action, the copper losses increase until it reaches a point wherein the minimization of the total losses is optimum. The fuzzy algorithm proposed in this dissertation work tries to implement this theory through simulations done on the computational environment Simulink/MATLAB® 7.1. Also, recommendations for the possible real-time implementation of the proposed controller to validate the simulation results obtained in this work were presented.

DESCRIPCIÓN DE LOS CAPÍTULOS

Capítulo 1

Este primer capítulo nos acerca al motor de inducción como objetivo de estudio principal, a los variadores de velocidad y a los métodos de control de los motores de inducción. Se presenta la modelación matemática $d - q$ del motor de inducción en el marco de referencia estacionario además de una breve explicación de los conocidos métodos de control tales como de control directo de torque, el control de campo orientado (control vectorial) y el control volts/hertz (control escalar).

Capítulo 2

En este capítulo, el objetivo es presentar y explicar brevemente sobre la lógica difusa, lo cual es la base que se utilizará en el control propuesto. Se presenta también los conceptos básicos de las reglas difusas **si – pues** y los sistemas de inferencia difusa y el concepto de la construcción de un conjunto de reglas difusas de forma **si – pues** con funciones de pertenencia apropiadas para generar los pares de entrada – salida.

Capítulo 3

En este capítulo se explica el procedimiento del diseño de los controladores utilizados en el control. Se da un acercamiento más detallado al controlador difuso de la velocidad y al controlador difuso del optimizador de la energía. Se explica sobre el algoritmo de control aplicado al optimizador de energía y también se presenta el método de compensación del torque además de la regulación de la transición del régimen transitorio al estado estacionario.

Capítulo 4

El objetivo de este capítulo es presentar y comparar los resultados obtenidos de las simulaciones hechas en el Simulink/MATLAB® 7.1. Se presenta los gráficos obtenidos de las simulaciones del sistema convertidor – motor de

inducción con un regulador de velocidad convencional tipo PI; luego se presenta los obtenidos del sistema con un regulador de velocidad difuso tipo PI. Después se presentan los gráficos del sistema (con el regulador de velocidad difuso tipo PI) con el optimizador de energía conectado y se analiza los resultados a través de comparaciones para determinar el funcionamiento del optimizador.

Capítulo 5

Aquí se presenta una propuesta para la posible implementación del diseño del sistema de control inteligente para un motor de inducción de 50 hp. Incluye una reseña del estado de arte de los chips difusos y de los métodos de implementación de aplicaciones de la lógica difusa. Además se da una valoración desde el punto de vista económico del diseño, es decir, un análisis económico de cuanto se podrá ahorrar con el uso del diseño propuesto.

Introducción

En todos los países industrializados, la mayoría del consumo eléctrico no domestico es de los motores eléctricos. En promedio, 65% de la energía eléctrica consumida por la industria es usada por los motores y de esto unos 95% por los motores de inducción mientras un 23% de la consumida por el comercio es para motores también. La población mundial de motores es más de 2,5 billones y estos consumen billones de kWh por año y cada año más de 280 millones de motores están vendidos. Más de 80% de la energía eléctrica consumida por los motores están consumida por menos de 1% de la población de motores [motores mayores que 20hp (142kW)]. Luego se ve que si una industria quiere mejorar su ganancia a través de la reducción de su consumo de la energía eléctrica es necesario lograr un eficiente uso de los motores.

Por otra parte, se exige un eficiente uso de los motores para poder minimizar los efectos medioambientales de las emisiones de las plantas generadoras. Por lo tanto, el mejoramiento de la eficiencia de un sistema de motor de inducción – variador de velocidad es importante no solo desde el punto de vista del ahorro de la energía y la operación de sistemas de enfriamiento y ventilación sino desde la perspectiva amplia de la contaminación medioambiental. En una central termoeléctrica típica la eficiencia de generación es de unos 35% y sumado la pérdidas de la transmisión, la distribución y luego las mecánicas y eléctricas en un accionamiento, el efecto neto es que una entrada de 100 KWh de combustible (fuel) solo resultará en unos 11 KWh de energía de salida útil. Cada 1% de mejoramiento en la eficiencia del sistema motor puede resultar en un ahorro de más de 1 billón de dólares por año, unos 6 – 10 millones de toneladas menos del combustible carbón y aproximadamente 15 – 20 millones de toneladas menos de dióxido de carbón liberado a la atmosfera.

En las industrias la mayoría de los motores instalados son motores de inducción, los cuales han sido de preferencia para muchos años debido a su bajo costo, confiabilidad y la necesidad de poco mantenimiento. Las aplicaciones más comunes están en el movimiento de fluidos, (gas o líquido). También, más de 50% de los motores accionan ventiladores o bombas y pues el costo del movimiento de fluidos es muy alto. En muchos casos, la energía usada a mover los fluidos esta gastada debido a un mal diseño y operación del sistema. Muchos sistemas están diseñados para suministrar un alto volumen de fluidos que no se necesita usar en el momento. El control de flujo de fluidos esta hecho en acuerdo con la demanda actual, tradicionalmente usando una restricción mecánica tales como válvulas de control en las bombas y ventiladores amortiguadores.

Pero una alternativa eficiente es el control de la velocidad. Reemplazando los métodos mecánicos del control de flujo con el método del control de la velocidad ofrece una manera más efectiva en términos de energía y costo. Otros beneficios, tales como la calidad y la confiabilidad, surgen a consecuencia del uso de un sistema de control de velocidad.

El control de la velocidad hace más eficiente las aplicaciones de control de flujo de fluidos a consecuencia de las leyes que gobiernan los ventiladores y bombas centrifugas. Estas leyes plantean que el flujo es proporcional a la velocidad y que la potencia absorbida por un ventilador o bomba centrifuga es proporcional al cubo de la velocidad. Pues una reducción de 20% en el flujo da un aumento de casi 50% de reducción de la potencia.

Una de las maneras en que se puede controlar la velocidad de los motores de inducción es a través del uso de los variadores de velocidad. Estos dependen del control de la frecuencia de la fuente suministradora para su operación. El concepto básico de estos tipos de accionamientos es que un rectificador convierte el suministro de la red (el cual viene con una frecuencia fija) a corriente directa, luego un vinculo de corriente directa mejora la salida rectificada a un voltaje estable de corriente directa. Este voltaje es luego invertido para dar una forma de onda de corriente alterna. La frecuencia y potencia del suministro de corriente

alterna del variador es controlada por un microprocesador que viene con el inversor.

El sistema de control y de optimización de la energía consumida propuesto en este trabajo debe de cumplir los siguientes:

- ✓ Debe de tener un diseño simple y de bajo costo.
- ✓ Debe de reducir el consumo de energía 'significativamente'. Se considerará una reducción significativa en el consumo de energía de unos 2% para motores de más de 85 kW (los motores más grandes).

Para lograr este se desarrollará en este trabajo de diploma un optimizador para el tipo de variador de velocidad usado con motores de inducción en el cual se aplica el control de campo orientado (field-oriented control, FOC, por sus siglas en inglés) indirecto. Estos variadores de velocidad son mejores para la operación en estado estacionario (donde la fluctuación de carga o velocidad son ocasionales o la dinámica es lenta – en el orden de minutos en vez de milisegundos o segundos).

Los motores de inducción tienen una buena eficiencia cuando operan a plena carga pero a cargas menores que la plena, como es el caso en muchas situaciones, la eficiencia es grandemente reducida. La optimización esta basada en que la corriente magnetizante es perturbada en tal manera que la potencia de entrada se disminuye mientras la potencia de salida se mantiene constante. Por esta medida, las pérdidas del núcleo de la máquina disminuyen mientras que las pérdidas de cobre aumentan hasta que las pérdidas combinadas de núcleo y de cobre alcanzan un valor mínimo.

Se va a tratar de desarrollar controladores dirigidas a la optimización de la energía para los tipos de variadores de velocidad mencionados anteriormente. Estos controladores serán de dos tipos: 1) regulador o controlador de la velocidad, 2) perturbación de la corriente magnetizante para la minimización de las pérdidas totales y por lo tanto de la potencia de entrada.

El controlador, lo cual funciona con la perturbación de la corriente magnetizante, es basado en las variaciones en la potencia de entrada y la componente de la corriente del estator responsable para producir el flujo

magnetizante. El control por la lógica difusa hará la perturbación de la corriente magnetizante. Las funciones de pertenencia de la lógica difusa para una de las entradas, es decir el cambio de la potencia de entrada $\Delta P_{in.}$, y la salida Δi_{ds_n} estarán particionados usando siete (7) conjuntos difusos y la otra variable de entrada, el anterior cambio de la corriente magnetizante Δi_{ds_a} , tendrá cuatro (4) conjuntos difusos. Conjuntos difusos triangulares están usados para las entradas y la salida usa de método TSK del orden cero.

El control para lograr una optimización de la energía es efectivo solamente a condiciones de estado estacionario. Una desventaja de este modo de control es que su respuesta transitoria es tarda. Para cualquier cambio en el torque de la carga o de la velocidad actual, la capacidad de una rápida respuesta transitoria del accionamiento puede ser restablecida por el flujo nominal.

Problema

La necesidad de diseñar un controlador de eficiencia que incluya la regulación de la velocidad de un accionamiento con motor de inducción y que se autoajuste ante cualquier condición de baja carga en el árbol del motor.

Hipótesis

Mediante el uso del control indirecto del campo orientado y la lógica difusa, es posible diseñar un controlador inteligente con muy buenas cualidades de regulación de velocidad y con capacidades de optimizar la energía de entrada de un sistema convertidor – motor de inducción que trabaja con bajas cargas mecánicas y a velocidades variables.

Objetivo

Diseñar un controlador de eficiencia para un accionamiento con motor de inducción que incluye un controlador o regulador de la velocidad y que se autoajuste ante cualquier condición de baja carga mecánica, basado en la lógica difusa.

Resultados esperados

- ✓ Describir el sistema de accionamiento eléctrico con motor de inducción.
- ✓ Ofrecer el diagrama de bloque para el control del motor eléctrico usando la lógica difusa.
- ✓ Ofrecer la modelación del esquema de control inteligente del accionamiento con motor de inducción asistido por MATLAB.

Capítulo 1

DESCRIPCIÓN DEL MOTOR DE INDUCCIÓN Y DEL ACCIONAMIENTO ELÉCTRICO

- ✓ [Introducción y descripción del motor de inducción](#)
 - ✓ [Modelación matemática del motor de inducción](#)
 - ✓ [Modelos de pérdidas de los motores de inducción](#)
 - ✓ [Métodos de control de los motores de inducción](#)
 - ✓ [Descripción del variador de velocidad](#)
 - ✓ [Conclusiones parciales](#)
-

1.1 Introducción y descripción del motor de inducción

Los motores de inducción son los motores más utilizados en varios equipos en la industria. Su popularidad es debido a su diseño simple y robusto, su bajo costo y su facilidad de mantener, y el hecho de que puede ser directamente conectado a la red eléctrica.

1.1.1 Componentes del motor de inducción

Un motor de inducción tiene dos componentes eléctricos principales:

- a. el ROTOR b. el ESTATOR

El ROTOR: Hay dos tipos de rotores para los motores de inducción:

1. El rotor de jaula de ardilla: consiste de gruesas barras de conducción incrustadas en ranuras paralelas. Estas barras están cortocircuitadas en ambos cabos por medio de anillos de cortocircuito; por lo tanto se suele llamarlo también rotor cortocircuitado.
2. El rotor bobinado: consiste de enrollados distribuidos de doble capa y trifásico. Esta enrollado por cuantos polos que tenga el estator. Las tres fases están enrolladas internamente y los cabos están conectados a anillos deslizantes montados en el eje con escobillas sobre ellos.

El ESTATOR: El estator consiste de un número de laminas con ranuras para acomodar enrollados de tres fases. Esta enrollado para un número definido de polos. Los enrollados están geométricamente espaciados a 120° entre si.

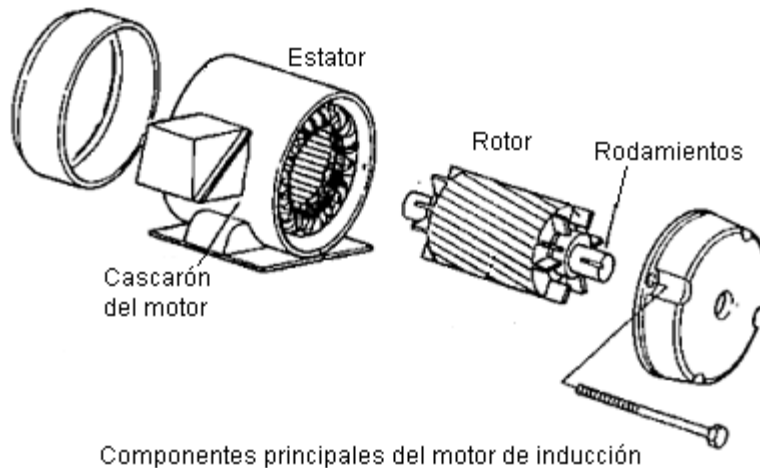


Figura 1.1: Componentes principales del motor de inducción

1.1.2 Clasificación de los motores de inducción

Los motores de inducción pueden ser clasificados en dos grupos principales:

1. Motores monofásicos 2. Motores trifásico
1. Motores MONOFÁSICOS: Tienen solamente un enrollado del estator, operan con una suministro de potencia eléctrica monofásico, tienen un rotor de jaula de ardilla, y requieren un dispositivo de arranque. Este es el motor más utilizado en equipos electrodomésticos tales como ventiladores, lavadoras, y aplicaciones de hasta 3 – 4 hp.

2. Motores TRIFÁSICOS: El campo magnético rotatorio esta producido por una fuente trifásica balanceada. Tienen alta capacidades de potencia, pueden ser de rotor bobinado y de rotor de jaula de ardilla (aunque unos 90% son del último tipo), y es de auto-arranque. Esta estimado que unos 70% de los motores en la industria son de este tipo, y están usado, por ejemplo con bombas, compresores, bandas transportadoras, molinos etc. Vienen en potencias desde 1/3 a cientos de hp.

1.1.3 Velocidad del motor de inducción

El funcionamiento del motor de inducción es lo siguiente: la energía eléctrica es suministrada al estator, lo cual genera un campo magnético. El campo magnético mueve a una velocidad sincrónica alrededor del rotor, e induce una corriente en el rotor (por esta acción se le llama motor de inducción). La corriente inducida en el rotor produce otro campo magnético, lo cual trata de oponer al campo magnético creado por el estator, y esta acción causa al rotor girar. Sin embargo, en la práctica, el rotor nunca llega a girar a velocidad sincrónica, es decir a la velocidad del campo magnético del estator, sino gira a una velocidad menor que la sincrónica (por eso también le llaman motor asincrónico). La diferencia entre la velocidad sincrónica y la del rotor es la velocidad de deslizamiento y este ocurre en todos los motores de inducción. Generalmente se expresa el deslizamiento, s , como:

$$s = \frac{\omega_s - \omega_r}{\omega_s} \quad \text{ó} \quad s = \frac{n_s - n_r}{n_s} \quad (1.1)$$

donde ω_s es la velocidad angular sincrónica en rads^{-1} , ω_r es la velocidad angular del rotor en rads^{-1} , n_s es velocidad sincrónica en rpm y n_r es velocidad del rotor en rpm.

1.1.4 Relación entre carga, velocidad y torque

La figura 1.2 muestra una curva típica de torque vs velocidad de un motor de inducción trifásico con una corriente fija. Cuando:

- se arranca el motor hay una alta corriente de arranque y bajo torque (“pull-up” torque).
- se alcanza 80% de la velocidad nominal, el torque esta a su máximo valor y la corriente empieza a disminuir.
- esta a velocidad nominal, el torque y la corriente del estator se mantienen constante.

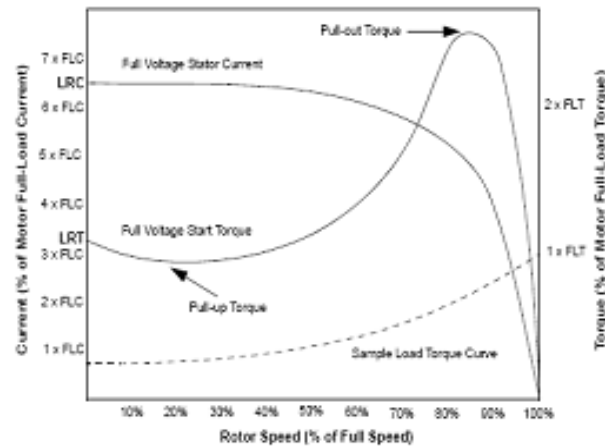


Figura 1.2: Curva típica de torque – velocidad de un motor de inducción trifásico

1.1.5 Eficiencia de los motores de inducción

Los motores convierten la energía eléctrica a energía mecánica para una cierta carga. En este proceso hay pérdidas de energía como se muestra en la siguiente figura.

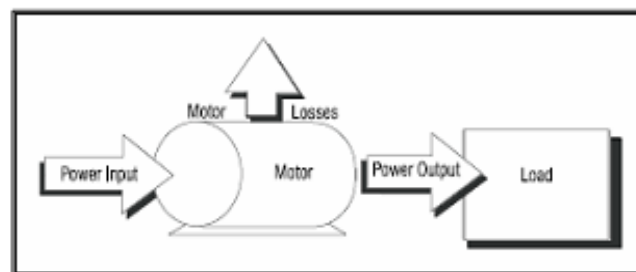


Figura 1.3: Pérdida en los motores de inducción (US DOE)

La eficiencia de un motor es determinado por intrínsecas que solamente pueden ser reducidas por cambios en el diseño del motor o por la condiciones de operación. Sin embargo, las pérdidas pueden ser variadas aproximadamente de

dos (2) por ciento a veinte (20) por ciento. La tabla siguiente muestra los principales tipos de pérdidas en un motor de inducción.

Tipos de pérdidas	Porcentaje de la pérdida total (100%)
Pérdidas del núcleo (pérdida fija)	25
Pérdidas I^2R del estator (pérdida variable)	34
Pérdidas I^2R del rotor (pérdida variable)	21
Pérdidas de fricción y de batimiento del aire	15
Pérdidas adicionales	5

Tabla 1.1: Principales tipos de pérdidas en el motor de inducción (BEE India, 2004)

Matemáticamente, la eficiencia de un motor puede ser definida como la razón de la potencia de salida útil a su potencia de entrada.

$$\eta = \frac{P_{salida}}{P_{entrada}} \quad (1.2)$$

Los factores que influyen en la eficiencia de un motor son los siguientes:

- Edad del motor – por ejemplo, motores nuevos son más eficientes.
- Capacidad del motor – por ejemplo, como es con muchos equipos, la eficiencia aumenta con la capacidad nominal.
- Velocidad – por ejemplo, motores de altas velocidades son más eficientes.
- Tipo – por ejemplo, motores de jaula de ardilla son más eficientes que los de rotor bobinado.
- Temperatura de operación – por ejemplo, los motores totalmente encerrados y enfriados por ventiladores (TEFC) son muy eficientes.

1.2 Modelación matemática del motor de inducción

El modelo del motor de inducción ha estado en uso hace mucho tiempo y es bien caracterizado experimentalmente y teóricamente. También tiene la ventaja de que ha sido obtenido por diferentes marcos de referencia y pues este se subraya a su validez. Para los propósitos de control el modelo se expresa comúnmente en un marco de referencia rotatorio con dos ejes. Este lo hace más

fácil al diseñador del control a fijar el marco de referencia a una variable particular del motor y ajustar el modelo según como se requiere.

Se denomina estado estacionario de la máquina de inducción trifásica a la condición de operación que ocurre cuando el momento electromagnético se ha igualado al momento de la carga y la velocidad y el valor efectivo de la corriente del estator permanecen constantes. Para el análisis de este trabajo se considerará el estado estacionario para el caso de una alimentación trifásica balanceada del estator. Cuando sucede esto el vector de tensión del estator, en coordenadas del estator, es igual a:

$$v_s^{(s)} = \sqrt{2} \cdot V_f \cdot e^{j\omega_1 t} \quad (1.3)$$

Si se supone un sistema de coordenadas que gira a velocidad sincrónica:

$$\vec{v}_s^{(k)} = v_s^{(s)} \cdot e^{j\omega_1 t} = \sqrt{2} \cdot V_f \quad (1.4)$$

Esto quiere decir que en estado estacionario el vector de tensión del estator tiene módulo y ángulo constantes con respecto al sistema de referencia pues gira a su misma velocidad. El vector de concatenaciones de flujo $\vec{\psi}_s^{(k)}$ también ocupa una posición fija con respecto al sistema de referencia y, por tanto, su derivada con respecto al tiempo es igual a cero. Entonces la ecuación anterior se convierte en:

$$\vec{V}_s^{(k)} = \sqrt{2} \cdot V_f = R_s \cdot \vec{I}_s^{(k)} + j \omega_1 \cdot \vec{\psi}_s^{(k)} \quad (1.5)$$

Para facilitar el entendimiento, se ha hecho que los vectores de tensión y corriente se simbolizan con mayúsculas. Esto se hace para dar a entender que se trabaja en estado estacionario.

$$\text{De (1.5) se obtiene: } \vec{V}_s^{(k)} = R_s \cdot \vec{I}_s^{(k)} + j \omega_1 \cdot L_s \cdot \vec{I}_s^{(k)} + j \omega_1 \cdot L_M \cdot \vec{I}_r^{(k)} \quad (1.6)$$

Y recordando que $L_s = L_{sf} + L_m$, queda:

$$\vec{V}_s^{(k)} = R_s \cdot \vec{I}_s^{(k)} + j \omega_1 \cdot L_{sf} \cdot \vec{I}_s^{(k)} + j \omega_1 \cdot L_M \cdot \left[\vec{I}_s^{(k)} + \vec{I}_r^{(k)} \right] \quad (1.7)$$

Siguiendo un procedimiento similar en las ecuaciones de tensión del rotor (1.7) y haciendo igual a cero la tensión se obtiene, finalmente:

$$0 = \frac{R_r}{s} \cdot \vec{I}_r^{(k)} + j\omega_1 \cdot L_{rf} \cdot \vec{I}_r^{(k)} + j\omega_1 \cdot L_M \cdot [\vec{I}_s^{(k)} + \vec{I}_r^{(k)}] \quad (1.8)$$

Si se hace: $\vec{I}_M = \vec{I}_s^{(k)} + \vec{I}_r^{(k)}$

Siendo $\vec{I}_M$ el vector de corriente magnetizante,

$$X_{js} = \omega_1 \cdot L_{sf}, \quad X_{jr} = \omega_1 \cdot L_{rf}, \quad X_M = \omega_1 \cdot L_M \quad (1.9)$$

donde las dos primeras son las reactancias de dispersión del estator y del rotor, respectivamente, y la última la reactancia magnetizante.

Se obtienen entonces:

$$\vec{V}_s^{(k)} = R_s \cdot \vec{I}_s^{(k)} + jX_{sf} \cdot \vec{I}_s^{(k)} + X_M \cdot \vec{I}_M \quad (1.10)$$

$$0 = \frac{R_r}{s} \cdot \vec{I}_r^{(k)} + jX_{rf} \cdot \vec{I}_r^{(k)} + X_M \cdot \vec{I}_M \quad (1.11)$$

1.2.1 Ecuaciones del motor de inducción en la teoría de campo orientado

Las ecuaciones del motor eléctrico de inducción basadas en la Teoría del Campo Orientado tienen las expresiones siguientes donde las relaciones entre las corrientes y tensiones en los ejes d – q con sus componentes están definidas:

$$v_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d}{dt} \psi_{qs} + \omega_e \psi_{ds} \quad (1.12)$$

$$v_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d}{dt} \psi_{ds} - \omega_e \psi_{qs} \quad (1.13)$$

$$v_{qr} = R_r i_{qr} + \frac{d}{dt} \psi_{qr} + (\omega_e - \omega_r) \psi_{dr} \quad (1.14)$$

$$v_{dr} = R_r i_{dr} + \frac{d}{dt} \psi_{dr} - (\omega_e - \omega_r) \psi_{qr} \quad (1.15)$$

$$\psi_{qs} = L_s i_{qs} + L_m i_{qr} \quad (1.16)$$

$$\psi_{ds} = L_s i_{ds} + L_m i_{dr} \quad (1.17)$$

$$\psi_{qr} = L_r i_{qr} + L_m i_{qs} \quad (1.18)$$

$$\psi_{dr} = L_r i_{dr} + L_m i_{ds} \quad (1.19)$$

$$L_s = L_{ls} + L_m \quad (1.20)$$

$$L_r = L_{lr} + L_m \quad (1.21)$$

El torque o momento electromagnético M_{em} esta dado por:

$$M_{em} = \frac{3}{2} \cdot p \cdot (\psi_{ds} \cdot i_{qs} - \psi_{qs} \cdot i_{ds}) \quad (1.22)$$

donde:

p – es el número par de polos del motor eléctrico, R_s, L_{ls} – resistencia del estator y inductancia de dispersión, R_r, L_{lr} – resistencia del rotor y inductancia de dispersión, L_m – inductancia magnetizante, L_s, L_r – inductancias totales del estator y rotor, v_{qs}, i_{qs} – el voltaje y la corriente del estator del eje q, v_{qr}, i_{qr} – el voltaje y la corriente del rotor del eje q, v_{ds}, i_{ds} – el voltaje y la corriente del estator del eje d, v_{dr}, i_{dr} – el voltaje y la corriente del rotor del eje d, ψ_{ds}, ψ_{dr} – son los flujos magnéticos en el estator y el rotor en el eje d, ψ_{qs}, ψ_{qr} – son los flujos magnéticos en el estator y el rotor en el eje q, ω_r – velocidad angular del rotor, ω_e – velocidad angular eléctrica, M_{em} – torque electromagnético, σ - es el llamado coeficiente de Blonde.

También se puede escribir de todo esto:

$$M_{em} = 1,5 \cdot (\psi_{dr} \cdot i_{qs} + \psi_{qr} \cdot i_{ds}) \quad (1.23)$$

lo cual hace el enlace entre las variables eléctricas y la carga mecánica de acople en el motor de inducción. Las ecuaciones para el proceso dinámico del motor tomando la aceleración angular y la velocidad en el árbol del motor son expresada por:

$$M_{em} - M_m = s \cdot J \cdot \Omega_r + B \cdot \Omega_r \quad (1.24)$$

donde:

J es el valor de la inercia total del motor más la de la carga, [kg.m/s²]

M_c es el momento o torque de carga, [N.m.]

$$\Omega_r = \frac{M_{em} - M_m}{s \cdot J + B} \quad (1.25)$$

El circuito equivalente del motor de inducción esta mostrado en la figura que viene a continuación.

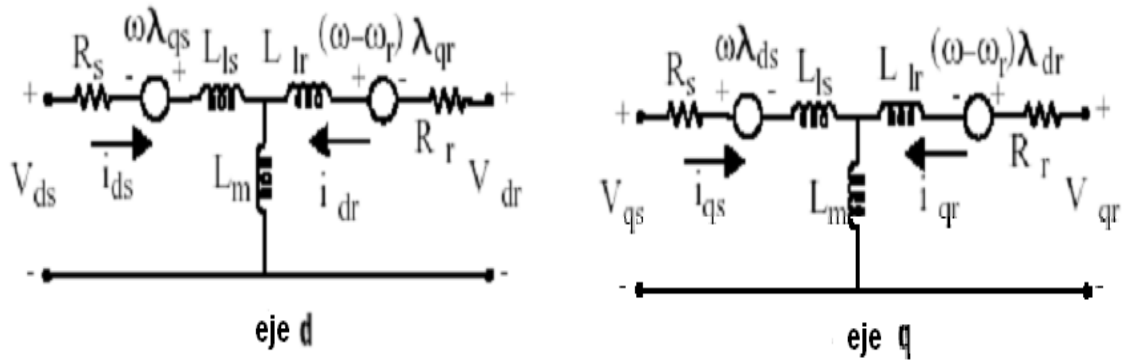


Figura 1.4: Circuito equivalente del motor de inducción

donde los subscritos s corresponden al estator, r al rotor, d al eje directo, q al eje en cuadratura y l a la dispersión mientras P es el número de polos.

Las ecuaciones del sistema mecánico son:

$$\frac{d}{dt} \omega_m = \frac{1}{2J} \cdot (M_{em} - M_m) \quad (1.26)$$

$$\frac{d}{dt} \theta_m = \omega_m \quad (1.27)$$

donde

ω_m – velocidad angular del rotor, θ_m – position angular del rotor, M_{em} – torque electromagnético, M_m – torque del eje mecánico, J – constante de inercia del rotor y la carga combinado.

1.3 Modelos de pérdidas de los motores de inducción

El proceso de la conversión de la energía dentro del sistema convertidor – motor y también las pérdidas de conducción y conmutación en el convertidor se hace llegar a tener pérdidas de potencia en los enrollados del motor y en su circuito magnético. Pero se puede minimizar algunas de las pérdidas a través del ajuste de la corriente magnetizante i_{qs} ; las pérdidas que pueden ser minimizadas por el ajuste de i_{qs} son las siguientes:

Pérdidas del convertidor: De acuerdo con la potencia nominal, las pérdidas del inversor están entre 3 – 5 % y están constituidas por las pérdidas del rectificador, las pérdidas conductivas del inversor y las pérdidas de conmutación del inversor.

Las pérdidas totales del sistema convertidor que dependen del flujo magnético en el motor esta dada por:

$$p_{INV.} = R_{INV.} \cdot i_s^2 = R_{INV.} \cdot (i_d^2 + i_q^2) \quad (1.28)$$

Donde i_d , i_q son componentes de la corriente del estator i_s en el sistema rotacional d, q y $R_{INV.}$ es el coeficiente de pérdidas del convertidor.

Pérdidas del motor: Estas pérdidas se consisten por las pérdidas de histéresis y de la corriente parasita en el circuito magnético (pérdidas del núcleo), pérdidas en los conductores del rotor y del estator (pérdidas de cobre) y las pérdidas adicionales. En el punto de operación nominal, las pérdidas del núcleo son normalmente 2 – 3 veces más pequeña que las pérdidas de cobre, pero representa la principal componente de pérdidas en un motor de inducción altamente cargado. Las principales pérdidas del núcleo se representa por:

$$p_{FE} = c_{FE} \cdot \psi_d \cdot \omega_e^2 \quad (1.29)$$

donde ψ_d es el flujo magnetizante, ω_e es la frecuencia de suministro y c_{FE} es el coeficiente de las pérdidas del núcleo.

Las pérdidas del cobre se presentan debido al flujo de la corriente eléctrica a través del enrollado del estator y el rotor y estas se representan por:

$$p_{Cu} = R_s \cdot i_s^2 + R_r \cdot i_q^2 \quad (1.30)$$

donde R_s es la resistencia del estator y R_r es la resistencia del rotor.

Las pérdidas adicionales dependen de la forma de las ranuras del estator y del rotor y dependen de la frecuencia y la carga también. Las pérdidas secundarias totales (por efecto de piel y las pérdidas adicionales del árbol del motor) normalmente no sobrepasan el 5% de las pérdidas totales. Se debe de considerar también que las pérdidas adicionales son de mucho más importancia a altas cargas y condiciones de sobrecarga mientras que el optimizador de energía es efectivo a condiciones de cargas ligeras; por lo tanto, no se considerará a las pérdidas adicionales como un componente separado en la función de las pérdidas. La omisión de las pérdidas adicionales en la representación de la función de las

pérdidas no tiene ningún impacto en la precisión del algoritmo de búsqueda en línea.

Las pérdidas totales de potencia dependiente del flujo en el accionamiento se representa por la siguiente ecuación:

$$p_{total} = (R_s + R_{INV.}) \cdot i_d^2 + (R_s + R_{INV.} + R_r) \cdot i_q^2 + c_{FE} \cdot \omega_e^2 \cdot \psi_d \quad (1.31)$$

Puesto que el torque electromagnético esta dado por:

$$T_e^* = k \cdot \psi_d \cdot i_q \quad (1.32)$$

donde k es una constante positiva; y que el flujo magnetizante es una aproximación lineal y en estado estacionario esta dado por:

$$\psi_d = L_m \cdot i_d \quad (1.33)$$

donde L_m es la inductancia magnetizante, las pérdidas de potencia pueden ser expresadas como:

$$p_{total} = c_1 \cdot \frac{T_e^{*2}}{\psi_m^2} + c_2 \cdot \psi_m^2 \quad (1.34)$$

$$\text{donde } c_1 = \frac{(R_s + R_{INV.} + R_r)}{k^2} \text{ y } c_2 = \frac{(R_s + R_{INV.})}{L_m^2} + c_{FE} \cdot \omega_e^2$$

La segunda derivada de la función de las pérdidas totales da:

$$\frac{\partial^2 p_{totales}}{\partial \psi^2} = 2 \cdot c_2 + 6 \cdot \frac{c_1 \cdot T_e^{*2}}{\psi_m^2} > 0 \quad (1.35)$$

De esta expresión (la ecuación 1.35) se puede concluir que la función de las pérdidas totales es cóncava y que tiene un mínimo único. Por lo tanto, es posible minimizar las pérdidas de potencia por la variación del flujo magnetizante en el motor.

También de las expresiones anteriores se puede apreciar que: “Para un punto dado de operación del motor de inducción, solamente un par de corrientes del estator produce el flujo que da un mínimo en las pérdidas de potencia totales”. [Blanusa, 2002]

Sin embargo, hay varios problemas en el cálculo del par de corrientes (i_d, i_q) del estator que da mínimas pérdidas. Si se sabía precisamente las pérdidas del

accionamiento, será posible calcular el punto óptimo de operación y controlar el sistema en acuerdo con eso. Pero debido a las siguientes razones es imposible hacer en la práctica.

1. La limitación computacional de los accionamientos industriales lo hace imposible aplicar aunque la optimización de la eficiencia pueda ser calculada.
2. Una cantidad de pérdidas fundamentales son difíciles de predecir: pérdidas adicionales, pérdidas de núcleo en caso de cambio de la saturación, pérdidas de cobre debido a aumentos de la temperatura, etc.
3. Las limitaciones en los costos de las mediciones de las señales es alto, pues se tiene que estimar algunas variables y este naturalmente llega a producir un error.

Por estas razones es prácticamente imposible calcular las pérdidas de potencia en la base del modelo de pérdidas. Las pérdidas totales de potencia pueden ser calculadas como la diferencia entre la potencia de entrada y la de salida:

$$p_{total} = P_{entrada} - P_{salida} \quad (1.36)$$

donde $P_{entrada} = V_{dc} \cdot I_{dc}$ es la potencia de entrada del accionamiento y $P_{salida} = \omega_r \cdot M_n$ es la potencia de salida del mismo. Las variables V_{dc} e I_{dc} son el voltaje y la corriente en el enlace de corriente directa, y la variable ω_r es la velocidad mecánica. La corriente I_{dc} puede ser medida directamente en el enlace CD y M_n es una variable conocida del accionamiento mientras ω_r puede ser medida o estimada. Pues, se puede calcular las pérdidas de potencia sin tener conocimiento de los parámetros del motor y el cálculo de las pérdidas de potencia es independiente de los cambios de los parámetros del motor en la zona de trabajo. [Kioskeridis, 1996]

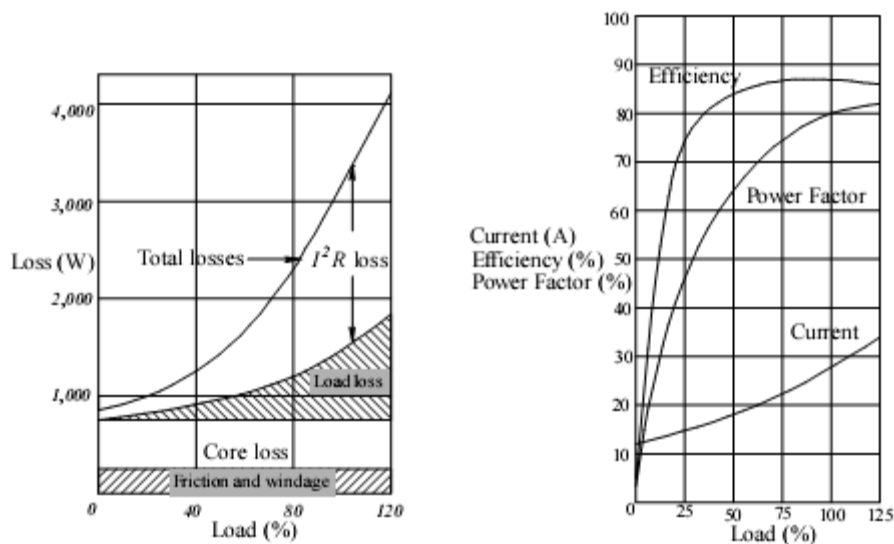


Figura 1.5: Gráficos típicos de la pérdidas y la eficiencia del motor de inducción con respecto a la carga

1.4 Métodos de control de los motores de inducción

Existen varios métodos de control de los motores de inducción y entre los más conocidos se les pueden clasificar en el control escalar y el control vectorial.

Control escalar:

Control voltaje – frecuencia (U/f ó voltios/hertzios)

Control voltaje – frecuencia con compensación del deslizamiento

Control Vectorial:

Control por Campo Orientado (FOC)

- Método indirecto
- Método directo

Control directo del torque (DTC)

Antes de la invención de los inversores de frecuencia/voltaje variable y los de fuente de corriente, el motor de inducción no se consideraba que podía funcionar con un accionamiento de velocidad variable. Solamente algunas adaptaciones de

la característica de su carga fueron factibles a través de la manipulación de la resistencia de su rotor. Los días pioneros de los motores de inducción con variadores de velocidad fueron en los años 60, cuando apareció el rectificador controlado de silicón.

Antes de esto el principio de control de la velocidad fue basado en la condiciones a estado estacionario del motor. El control voltios/hertzios fue uno de los que salieron de esta etapa y hasta hoy es usado en el control a lazo abierto de accionamientos de bajo requisitos dinámicos. Con este, otra técnica de control bien conocido es el método de control de la frecuencia del deslizamiento, lo cual logra una buena dinámica. Este método fue adoptado en accionamiento de alto rendimiento hasta que el control del campo orientado fue introducido y conquistó como el estándar para accionamientos de corriente alterna con una dinámica cercana a la del motor de corriente directa.

Aunque R. H. Park introdujo su modelo d-q en 1929, pasó mucho tiempo para desarrollar la idea del control orientado al campo, lo cual está basado en el hecho fundamental de que el torque es proporcional al producto cruz de la corriente del estator y el flujo, $\underline{i}_s \times \underline{\psi}_r$. El resultante control separado del torque y de la excitación de campo es muy similar al control del motor de corriente directa. En 1959, Hannakam construyó un modelo dinámico del motor de inducción con una computadora analógica y luego en 1964, Pfaff estudió la dinámica de los motores de inducción con una alimentación de frecuencia variable. Estas publicaciones en conjunción con los libros de Kovacs y Raelz fueron los primeros pasos para formar el concepto de Control Indirecto del Campo Orientado, presentado por Hasse en 1968. Más tarde en 1971, el Control Directo del Campo Orientado fue desarrollado por Blaschke en Siemens. Ambos autores propusieron la orientación alineada con el vector de flujo del rotor. En la década de los 80, cuando muchos investigadores trabajaban en desarrollar el FOC, Depenbrock presentó el Control Directo Propio y Takahashi y Noguchi el Control Directo de Torque. A diferencia del FOC, lo cual incluye lazos de control de corriente PWM, DSC y DTC usaron controles de histéresis trabajando directamente con el flujo del

estator y del torque sin tener la necesidad de un lazo interno para controlar la corriente.

1.4.1. Control por el cambio del número de polos del motor

Se basa en el hecho de que el número de polos de los devanados del estator de un motor de inducción se puede cambiar con facilidad en relación 2:1 efectuando cambios en la conexión de las bobinas. Como método de control de velocidad sólo puede ser utilizado para producir velocidades relativamente fijas para un motor de inducción cuya velocidad varía sólo ligeramente (del 2% al 8%), desde vacío hasta plena carga. Por lo tanto, se requiere un motor especial que posea los devanados necesarios y las terminales llevadas al exterior del estator para el intercambio de los polos. Aún así, no se puede conseguir un control gradual de la velocidad. Las velocidades están en relación de 2:1 y no se puede conseguir velocidades intermedias mediante este tipo de control.

1.4.2. Control voltios/hertzios

Aunque ha sido superado en décadas recientes el control voltios/hertzios a lazo abierto o control escalar como se suele llamarlo, es aun ampliamente usado en aplicaciones que no requieren control preciso de la velocidad tales como ventiladores para calefacción, ventilación, y aire acondicionado (HVAC por las siglas en ingles). Este método esta basado en la curva de torque – velocidad del motor de inducción. La forma de esta curva depende del voltaje y la frecuencia aplicada al estator del motor. Por el ajuste de la frecuencia de suministro de la red y por lo tanto la velocidad del motor, el torque puede ser variado como el cuadrado del voltaje aplicado. Para mantener el flujo del entrehierro a su valor nominal el voltaje y la frecuencia debe ser variado en la misma proporción, es decir, a la misma razón que la razón de los valores nominales de ambas variables. Puesto que la razón entre el voltaje y la frecuencia esta mantenida como constante el torque electromagnético máximo puede ser desarrollado en todo el rango de la velocidad del motor y también se evita la saturación magnética si esta razón de voltios/hertzios esta mantenida en la región del torque constante. El flujo del

estator de la máquina de corriente alterna es igual a la razón del voltaje del estator a la frecuencia puesto que $\psi(t) = \int v(t)dt$ donde $v(t) = \sqrt{2}V\sin(\omega t)$ y pues $\psi(t) = \frac{\sqrt{2}V}{\omega}\cos(\omega t)$. Pero a bajas frecuencias el voltaje de suministro es también bajo y la caída de voltaje causada por la resistencia del rotor no puede ser depreciada. Para compensar por este problema el voltaje después de cierto valor de frecuencia es mantenido a un valor fijo y la relación voltios/hertzios es abandonado. De la misma manera a altas frecuencias el voltaje es mantenido a un valor máximo para evitar ruptura del aislamiento.

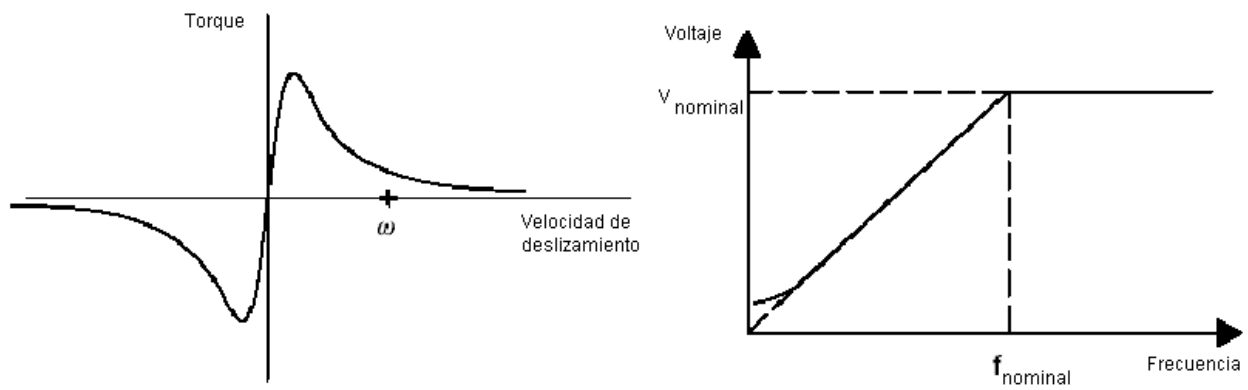


Figura 1.6: Gráfico que muestra la características Torque vs Deslizamiento de un motor de inducción (a la izquierda); gráfico de la relación Voltios/Hertzios (a la derecha)

1.4.2.1. Control voltios/hertzios a lazo cerrado con compensación del deslizamiento

En este tipo de control, el comando de la velocidad de deslizamiento es añadido a la velocidad medida del rotor para producir la frecuencia deseada del inversor. Normalmente un regulador de velocidad basado en un PI produce el comando de deslizamiento. La frecuencia deseada del inversor genera el comando de voltaje a través de una característica voltios/hertzios.

1.4.3. Control de torque directo clásico

El control directo de torque (DTC, con sus siglas en inglés) es una técnica totalmente diferente al control del motor de inducción que fue desarrollado para

vencer la respuesta transitoria relativamente pobre del control de campo orientado (FOC, por sus siglas en inglés) y la dependencia sobre los parámetros del motor de inducción. La estructura estándar a lazo cerrado del FOC consiste de:

1. Una cantidad de transformadas de coordenadas para separar el flujo y el torque
2. Un modelo de corriente para estimar el ángulo del flujo del rotor
3. Dos controladores PI para las corrientes directa y en cuadratura
4. Un controlador PI adicional para regular la velocidad

Los primeros dos componentes han sido sacados y reemplazados por dos comparadores de histéresis y una tabla de datos. Otro beneficio es que se puede calcular el torque sin necesidad de algoritmos observadores complejos o sensores mecánicos de velocidad. En muchos variadores de velocidad, el control del torque es necesario pero no un control a lazo cerrado de la velocidad.

En el algoritmo clásico del DTC propuesto por Takahashi y Depenbrock, la separación de las características no-lineales del motor de corriente alterna es lograda por la operación de forma encendido – apagado del inversor PWM controlado por histéresis. En una manera similar al FOC, el flujo y el torque están usados como señales de retroalimentación para el controlador. En lugar de usar controladores PI para determinar los voltajes de referencia de salida para el inversor, DTC busca en la tabla de datos de referencia. Los errores en el torque, la magnitud del flujo del estator y el ángulo del flujo del estator se usan como entradas para esta tabla. Cada una de estas variables es discretizado a un número específico de niveles usando un comparador de histéresis. El error en la magnitud del flujo del estator es 1 si esta es muy baja y 0 para otros valores. El error del torque es representado usando tres niveles con -1 siendo muy alto, 0 siendo aceptable y 1 siendo muy bajo. Finalmente el ángulo de flujo del estator es discretizado en seis sectores de 60° correspondientes a las regiones encerradas por los vectores de espacio del PWM. Usando estas entradas, Takahashi y Depenbrock construyeron una tabla de selección del vector de switcheo óptimo. Esta genera el mejor voltaje de salida para un conjunto de condiciones dado.

Como se puede apreciar los vectores de cero switcheo están aplicadas cuando el torque esta dentro de las límites dadas de histéresis.

Desafortunadamente el algoritmo clásico de DTC tiene limitaciones significantes. Aunque se mejora el tiempo de respuesta transitoria cuando se quita los controladores PI de la corriente del estator, el uso de controladores de histéresis significa que el algoritmo no es capaz de distinguir entre pequeños y grandes variaciones en los valores de referencia. También la variación del flujo y el torque en un sector es considerable. Otro problema con el DTC clásico es que este fue originalmente diseñado usando comparadores analógicos que direccionaban un chip ROM que contiene la tabla de selección. Para obtener estimaciones precisas del flujo del estator y del torque el algoritmo necesita ser implementado en un DSP. Cuando se adapta el DTC clásico a la periferia del periodo de muestreo de un DSP, esto decrece grandemente el rendimiento del mismo.

El control del campo orientado es un método atractivo de control pero tiene una desventaja seria; depende mucho sobre el conocimiento preciso de los parámetros del motor. La constante de tiempo del rotor es específicamente muy difícil de medir precisamente, y para empeorar la situación, se varia con la temperatura.

El método más robusto del control consiste de estimar el flujo del estator de la máquina y el torque eléctrico en el marco de referencia estacionario desde las mediciones terminales. Se usa las siguientes relaciones:

$$\psi_{ds} = \int (V_{ds} - R_s \cdot i_{ds}) dt \quad (1.37)$$

$$\psi_{qs} = \int (V_{qs} - R_s \cdot i_{qs}) dt \quad (1.38)$$

$$\hat{\psi}_s = \sqrt{\psi_{ds}^2 + \psi_{qs}^2} \angle \arctan \left[\frac{\psi_{qs}}{\psi_{ds}} \right] \quad (1.39)$$

$$T_e = 1,5 \cdot p \cdot (\psi_{ds} \cdot i_{qs} - \psi_{qs} \cdot i_{ds}) \quad (1.40)$$

El flujo estimado del estator y el torque eléctrico estimado están controlados directamente por la comparación con sus respectivos valores demandados usando

comparadores de histéresis. Las salidas de los dos comparadores se usan luego como las señales de entrada de la tabla de interrupción óptima. La siguiente tabla da los estados apropiados de interrupción del inversor.

H_{ψ}	H_{Te}	S(1)	S(2)	S(3)	S(4)	S(5)	S(6)
1	1	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1
	0	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7
	-1	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5
-1	1	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	V_2
	0	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0
	-1	V_5	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4

Tabla 1.2: Ejemplo de una tabla de referencia para el control directo de torque

1.4.4. Control directo del torque usando Vector de Espacio con Modulación de Ancho de Pulso (SVPWM)

Una alternativa más efectiva del control directo de torque es evitar totalmente el uso de los controladores de histéresis e implementar un algoritmo con vector de espacio con modulación de ancho de pulso (SVPWM por sus siglas en ingles) . Este acercamiento sustituye los valores medidos de la corriente y el voltaje en el modelo del motor de inducción para estimar el vector del flujo instantaneo del estator y del torque. Luego se usan estos para calcular el voltaje de salida requerida para desarrollar el torque hasta el valor de referencia. Una vez que se haya determinado el voltaje este puede ser sintetizado usando el SVPWM.

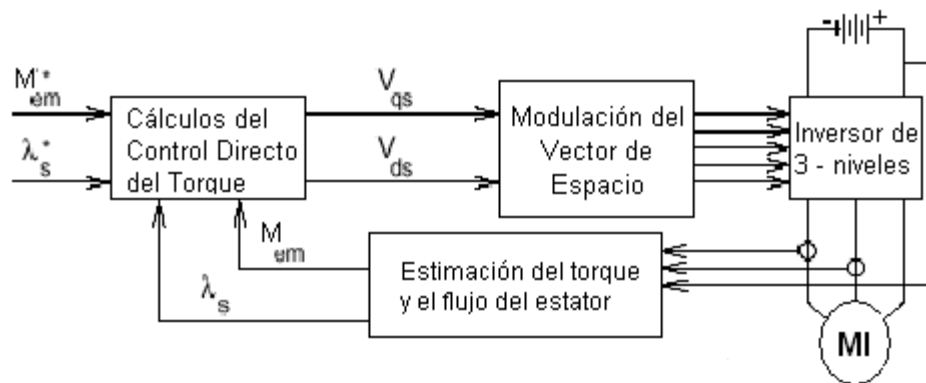


Figura 1.7: Control directo del torque con SVPWM

El vector de espacio del flujo del estator $\bar{\psi}_s$ es estimado usando la ecuación:

$$\bar{\psi}_s = (\bar{V}_s + R_s \cdot \bar{I}_s)dt \quad (1.41)$$

y esta ecuación requiere el vector del voltaje aplicado previamente y la corriente de estator previa. El torque es luego estimado de la siguiente expresión:

$$T_e = \frac{3}{2} \cdot \frac{P}{2} \cdot (\bar{\psi}_s \times \bar{I}_s) = \frac{3}{2} \cdot \frac{P}{2} \cdot (\psi_{\alpha s} \cdot I_{\beta s} - \psi_{\beta s} \cdot I_{\alpha s}) \quad (1.42)$$

Sabiendo la magnitud del flujo del estator y del torque de salida es determina el error entre el valor medido y el de referencia; luego, utilizando este error se determina el vector de voltaje V_{ref} requerido para desarrollar el torque y el flujo al valor de referencia.

1.4.5. Control del Campo Orientado (FOC)

La construcción de la máquina de corriente es tal que el flujo del campo es perpendicular al flujo de la armadura. Siendo ortogonal, estos dos flujos producen ninguna interacción neta sobre el otro. El ajuste de la corriente del campo pues puede controlar el flujo de la máquina de corriente directa, y el torque puede ser controlado independientemente del flujo por el ajuste de la corriente de la armadura. Una máquina de corriente alterna no es tan simple porque las interacciones entre los campos del rotor y de estator, cuyas orientaciones no están a 90° sino que varían con la condiciones de operación. Se puede obtener un rendimiento tal como el de la máquina de corriente directa si se deja una orientación fija y ortogonal entre los campos de la armadura y del campo de la máquina de corriente alterna por la orientación de la corriente del estator con respecto al flujo del rotor para que haya un flujo y un torque independientemente controlable. Tal esquema de control se llama control del flujo orientado o control vectorial. El control vectorial es aplicable a motores de inducción y motores sincrónicos.

El control del campo orientado implica que la componente de la corriente del estator, i_{ds} será alineada con el campo del rotor y la componente i_{qs} estará perpendicular a i_{ds} . Este puede ser realizado por la selección de ω_e como la velocidad del flujo del rotor y cerrando la fase del sistema del marco de referencia tal que el flujo del rotor esta alineado precisamente con el eje d, resultando en

control de la velocidad y de la posición aún a velocidades bajas. Sin embargo, la limitación más significativa es que, la orientación del control es muy sensitiva a la resistencia del rotor, lo cual afecta la robustez del control. Para eliminar este problema la resistencia del rotor es estimada en línea.

La otra manera es el Control Directo del Campo Orientado (DFOC). La idea original de Blaschke incluyó bobinas de medición del flujo para lograr la orientación del flujo. En vez de la medición del flujo, DFOC incluye observadores del flujo para habilitar la orientación del flujo.

El concepto de la orientación del campo no esta restringido a la orientación del flujo del rotor sino es también posible con el estator o el flujo del entrehierro. Al final de los años 80 había unas publicaciones sobre la orientación del flujo del estator que presentaron algunas ventajas de esta sobre el control del flujo orientado del rotor.

1.4.6. Control directo propio (DSC) y Control directo del torque (DTC)

A diferencia del FOC con la corriente del estator como el objetivo del control interno, el Control Directo Propio, DSC y el Control Directo del Torque, DTC gobiernan el flujo del estator por medio del control de histéresis. El concepto general del control de torque en DSC y en DTC son los mismos, los esquemas de estos métodos de control están mostrados.

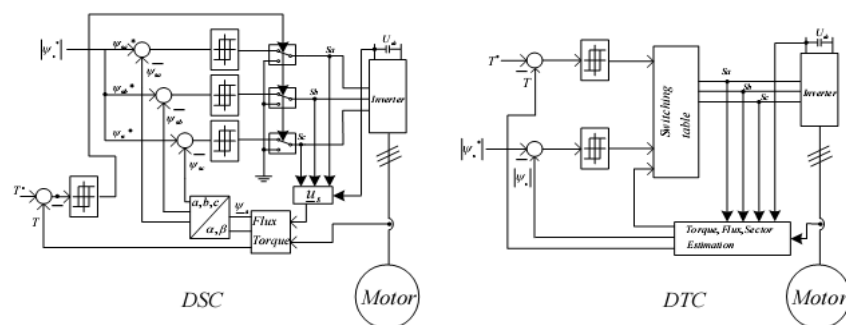


Figura 1.9: Esquemas de control de DSC y DTC

La diferencia entre las dos técnicas es que DSC hace una trayectoria hexagonal del flujo mientras que el DTC hace una circular. El DSC fue desarrollado para aplicaciones de alta potencia y tracción. Ambos poseen dinámicas a alto torques

cuando se comparan con el FOC. No obstante, ambas técnicas de control tienen limitaciones inherentes de una frecuencia interruptiva variable y alto rizado de torque. Desde entonces, los investigadores han trabajado duramente para vencer estos problemas. Estos problemas abrieron variadas raíces para investigadores a trabajar en diferentes estrategias para evitar la frecuencia interruptiva variable, pero aún adhiriendo al concepto fundamental del control de torque.

1.5. Descripción del variador de velocidad

Un variador de velocidad es un sistema de accionamiento eléctrico que facilita la conversión de la energía eléctrica a la energía mecánica a velocidades variables. Los variadores de velocidad siempre contienen una regulación de la corriente (o del torque) para poder proveer un control de corriente seguro en el motor. Por lo tanto, la característica torque/velocidad del variador de velocidad en estado estacionario puede aparecerse a la de cualquier carga mecánica. Esta similitud motor – mecanismo – carga mecánica significa mejor eficiencia de energía y menores costos de energía. Además, durante los procesos transitorios de aceleración y deceleración, los variadores de velocidad proveen rápida dinámica y permiten arranques suaves y paradas, por ejemplo.

También se puede considerar los variadores de velocidad como dispositivos de potencia eléctrica que permiten el control de la velocidad de rotación de los motores eléctricos. Los variadores de velocidad pueden darnos un ahorro significativo en la energía cuando se trata de motores que pasan una parte de su ciclo de trabajo operando a velocidades y torques menores que su nominal. Antes de la introducción de los variadores de velocidad, el control de los dispositivos accionados por motores tales como ventiladores y bombas centrifugas estaban controlados por válvulas, amortiguadores y otros componentes mecánicos, los cuales eran inherentemente ineficientes. De hecho, en cuanto que se aumenta el uso de los variadores de velocidad en áreas tradicionalmente dominadas por accionamientos de velocidad constante, los beneficios financieros y medioambientales llegan a tener una nueva importancia.

Los variadores de velocidad convencionales no minimiza óptimamente la potencia de entrada de los motores a cualquier velocidad y torque dado. El objetivo de este trabajo será mejorar la eficiencia del sistema o conjunto variador de velocidad – motor de inducción por la adición de un controlador que optimiza el variador de velocidad en términos de la energía consumida en condiciones de velocidad y torque no nominal. Consiste de un sistema de control tipo en-línea (on-line) basado en la lógica difusa para la optimización de la eficiencia de un accionamiento que usa un motor de inducción indirectamente controlado vectorialmente.

A condiciones estacionarias y con carga ligera, el controlador difuso disminuye la corriente magnetizante adaptivamente en base de la potencia de entrada medida tal que como, para un torque de carga y una velocidad dado, el accionamiento trabaja a potencia de entrada mínima, es decir, opera a máxima eficiencia.

Sin embargo, la eficiencia de un sistema de variador de velocidad es una función compleja del tipo de máquina usado, la topología del convertidor, el tipo de interruptores de semiconductores y el algoritmo a PWM seleccionado y el sistema de control tiene un efecto adverso en la eficiencia del accionamiento. Un accionamiento normalmente operando a flujo nominal da la mejor respuesta transitoria; no obstante, a cargas ligeras, la operación a flujo nominal causa excesivas pérdidas de acero, pues empeorando la eficiencia del accionamiento. Puesto que los accionamientos operan a cargas ligeras casi todo el tiempo, la eficiencia óptima puede ser obtenida programando el flujo magnetizante.

Una cantidad creciente de aplicaciones requieren que el torque y la velocidad varían para la carga mecánica. La transportación eléctrica, elevadores, torres de discos de computadoras, máquinas herramientas, y robots son ejemplos de aplicaciones de alto rendimiento donde el perfil del movimiento deseado contra el tiempo debe ser seguido precisamente. Bombas, ventiladores, bandas transportadoras y HVAC (los aires acondicionadores, la calefacción y la ventilación) son ejemplos de aplicaciones de rendimiento moderado donde la operación a velocidad variable significa ahorro de energía.

Las tres componentes principales de un variador de velocidad

Un sistema de variador de velocidad consiste de tres principales componentes:

1. El motor eléctrico
2. El convertidor electrónico de potencia
3. El controlador del variador de velocidad

La siguiente figura muestra la topología básica de un variador de velocidad. Aparte de las tres componentes principales, la figura muestra una fuente de potencia eléctrica, la carga mecánica, sensores eléctricos y de movimiento (mecánico), y una interface del usuario.

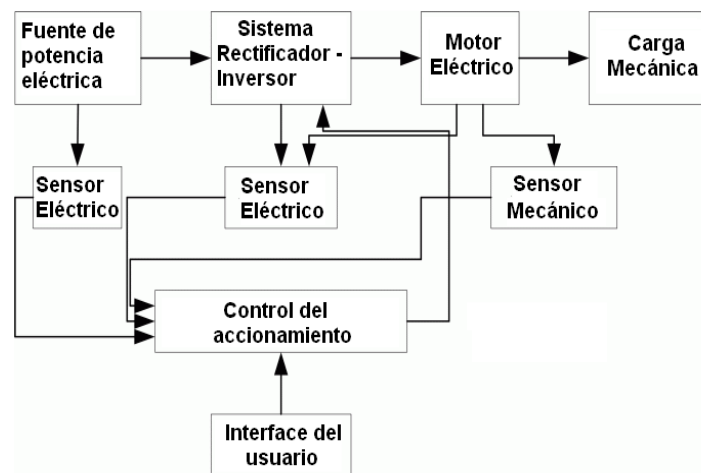


Figura 1.10: Topología básica de un variador de velocidad

Topología básica de un variador de velocidad

El motor usado puede ser de corriente alterna (CA) o corriente directa (CD) y el tipo de motor define la clasificación de las características del accionamiento eléctrico en CA o CD. La facilidad de producir una fuente de voltaje variable de CD para un amplio rango de control de velocidad hizo que los accionamientos de CD eran los favoritos hasta los años 60. Luego con los avances en la electrónica de potencia combinado con la evolución del control basado en microprocesadores ha hecho el camino para la expansión de los accionamientos de CA. En los años 90, los accionamientos de CA tomaron el liderazgo en las aplicaciones de velocidad variable de alto rendimiento.

El convertidor electrónico de potencia produce un voltaje CA y una frecuencia variable de su fuente de potencia eléctrica. Hay muchos tipos de convertidores dependiendo del tipo de accionamiento eléctrico. El componente básico de los convertidores electrónicos de potencia es el interruptor electrónico, lo cual es semi-controlado (estado de encendido controlado), como es el caso del tiristor, o completamente controlado (estado de encendido y apagado controlado), como es el caso del IGBT (transistor bipolar de puerta aislada) y el GTO (tiristor de puerta apagada). El rasgo controlable del interruptor electrónico es la que permite el convertidor producir el voltaje CA y frecuencia variable.

El propósito del controlador del variador de velocidad es esencialmente convertir el perfil deseado de torque/velocidad del accionamiento a pulsos de disparo para el convertidor electrónico de potencia, teniendo en cuenta varias variables del accionamiento (corrientes, velocidad, etc.) retroalimentadas por sensores. Para lograr esto, el controlador se basa primero sobre un regulador de corriente (o del torque). El regulador de corriente es obligatorio porque, como se ha mencionado anteriormente, proteger el motor por manera del control preciso de las corrientes del motor. El punto de referencia (PR), o *set point* (SP), de este regulador puede ser fijado externamente si el variador es de modo de regulación del torque, o internamente por un regulador de velocidad si el variador es de modo de regulación de velocidad.

1.6 Conclusiones parciales

En este capítulo se ha presentado un marco teórico sobre el motor de inducción como objeto principal a controlar. También se ha presentado una reseña de varios métodos de control del mismo; además de dar una breve descripción del variador de velocidad. Otra importante inclusión en este capítulo es la modelación de las pérdidas del motor de inducción, la cual es importante porque son las que se va a tratar de minimizar en el proceso de optimización. Luego, se puede decir que para este capítulo las conclusiones más importantes son las siguientes:

- ✚ El motor de inducción se ha caracterizado como objeto de control, utilizando la Teoría del Campo Orientado.

- ✚ El modelo de perdidas presentado ofrece una manera y la posibilidad de optimizar la energía en estos accionamientos con motores de inducción mediante el control de las llamadas perdidas del acero de la maquina, a través de la minimización del flujo magnético de la maquina y por lo tanto, la reducción de las mismas pérdidas del núcleo por la variación de la corriente del estator en sus componentes $d - q$. Esto se concluye por la dependencia o función del Torque Electromagnético del flujo desarrollado por el motor.

Capítulo 2

FUNDAMENTOS DE LA LÓGICA DIFUSA

- ✓ [Introducción](#)
 - ✓ [Modelación con la lógica difusa](#)
 - ✓ [Comparación del método TSK con el de Mamdani](#)
 - ✓ [Procedimiento de síntesis del controlador difuso](#)
 - ✓ [Conclusiones parciales](#)
-

2.1 Introducción

La lógica difusa es una rama de las ciencias matemáticas y computacionales relativamente reciente, aunque la idea de vaguedad que promulga ya había sido discutida desde el siglo XVIII por Berkeley, Hume, Kant, Bayes y otros pensadores. Incluso Aristóteles, creador de la lógica formal, admitía la existencia de diferentes grados de verdad y falsedad. Sin embargo, fue Lofti Zadeh, profesor de la Universidad de Berkeley, en California, EE.UU, quien en 1965 propuso un método de razonamiento abstracto similar al patrón de pensamiento humano para representar los problemas de control del mundo real y crea la lógica difusa. A comienzo de los 70s, el ingeniero británico Ebrahim Mamdani, basándose en la teoría de Zadeh, desarrolló el primer sistema de control práctico basado en la lógica difusa, aplicado a una máquina de vapor. A

finales de los 70s, los ingenieros daneses Lauritz Peter Holmblad y Jens- Jorgen Østergaard desarrollaron el primer sistema de control comercial basado en la lógica difusa, destinado a una planta de cemento.

A pesar de que han transcurrido cerca de tres décadas desde su creación, solo hasta ahora el mundo occidental está reconociendo el verdadero valor de la lógica difusa. Además de factores culturales, dos razones explican esta actitud. En primer lugar, la palabra difusa sugería algo confuso y sin forma. Esto alejaba psicológicamente a la comunidad técnica de la idea de utilizarla prácticamente. En segundo lugar, no había forma de probar analíticamente que la teoría funcionaba correctamente debido a que la lógica difusa, en contraste con la teoría de control convencional, no estaba basada en modelos matemáticos. Al contrario, los japoneses aceptaron fonéticamente la palabra *difusa*, sin traducción y libre de las connotaciones negativas normalmente asociadas con el termino, y adoptaron la teoría de Zadeh como propia. Esto les permitió evolucionar más tempranamente que los occidentales a la fase experimental. Así lograron comprobar que no eran necesarias las imposiciones de un modelo matemático para desarrollar y producir sistemas inteligentes [Antoine 2007].

Los siguientes son las aplicaciones más innovadoras de la lógica difusa en sus días tempranas.

Año	Aplicación	Diseñador
1975	Control de motor de vapor	Mamdani y Assilian
1976	Control de planta de agua caliente	Kickert y Van Nauta Lemke
1977	Control del transcurso de un barco	Van Amerongen
1978	Control de molina de acero	Tong
1979	Control de planta de acero	Rutherford
1980	Control de horno de cemento	Umbers y King
1985	Control del aterrizaje de un avión	Larkin
1989	Control de vehículo autónomamente guiado	Harris et al.
1991	Control de maniobras de un barco	Sutton y Jess

El control por lógica difusa es un acercamiento heurístico que fácilmente incluye el conocimiento y los elementos claves del pensamiento humano en el diseño de controladores no-lineales. Las consideraciones cualitativas y heurísticas, las cuales no pueden ser manejadas por la teoría convencional del control, pueden ser usadas por propósitos de control en una forma sistemática por la aplicación de los conceptos del control difusa. El control por la lógica difusa no necesita un modelo matemático preciso, puede trabajar con datos de entrada imprecisos, puede manejar la no-linealidad, y puede presentar una insensibilidad a las perturbaciones mayor que muchos otros controladores no-lineales. Los controladores a lógica difusa usualmente rinden mejor que otros controladores en sistemas complejos, no-lineales, o mal-definidos por los cuales existen un buen conocimiento práctico.

Los controladores difusos están basados en los conjuntos difusos, es decir, clases de objetos en los cuales la transición de la pertenencia a la no-pertenencia es suave en vez de ser abrupto. Por lo tanto, las fronteras de los conjuntos difusos pueden ser borrosas y ambiguas, haciéndolas útiles para sistemas de aproximación.

El primer paso en el procedimiento de la síntesis de un controlador difuso es definir las variables de entrada y de salida del mismo. Este se hace según la función esperada del mismo. No hay reglas generales para seleccionar estas variables, aunque las variables escogidos típicamente son los estados del sistema controlado, sus errores, las variaciones del error, y/o la acumulación de errores. Las reglas del controlador difuso son usualmente formuladas en términos lingüísticos. Pues, el uso de variables lingüísticas y conjuntos difusos implica un procedimiento de fuzzificación, por ejemplo, el mapeo de las variables de entrada a adecuados valores lingüísticos.

La evaluación de las reglas o la toma de decisiones inferen, usando un motor de inferencia, la acción del control difuso desde el conocimiento de las reglas difusas y la definición de la variable lingüística.

La salida del controlador difuso es un conjunto difuso, y pues es necesario hacer un procedimiento de defuzzificación, por ejemplo, la conversión de un resultado

difuso inferido a una acción de control no- difuso (crespo), que mejor representa la difusa. Este último paso obtiene un valor crespo para la salida del controlador $u(k)$. Estos pasos pueden ser implementados en-línea (*on-line*) o fuera-de-línea (*off-line*). La implementación en-línea, muy útil si la intención es hacer un controlador adaptivo, hacer inferencia en tiempo real para obtener una salida del controlador y necesita un procesador rápido. La implementación fuera-de-línea emplea una tabla de referencia construida con el conjunto de todas las posibles combinaciones de las variables de entrada. Para obtener esta tabla de referencia, los valores de entrada en un rango cuantificado son convertidos (fuzzificación) en variables difusas (lingüísticas). El conjunto difuso de salida, obtenida por el motor de inferencia o toma de decisión según las reglas de control lingüísticas (diseñado por el conocimiento de expertos), es pues convertido a valores numéricos de salida del controlador (defuzzificación). La tabla contiene la salida para todas las posibles combinaciones de las entradas cuantificadas. El proceso fuera-de-línea actualmente reduce el tiempo de actuación del controlador puesto que el único esfuerzo es limitado a consultar la tabla para cada iteración. [Rashid 2001].

Aplicada a esta investigación, la técnica matemática de lógica difusa ofrece una nueva manera de mejorar el control de los variadores de velocidad. Por virtud de su adaptabilidad, se puede aplicarla a problemas cuya no-linealidad y naturaleza dinámica los hacen intratable por la vía de los métodos del control clásico. El control de motores tiene todos estos atributos de estas clases de problemas y la lógica difusa ha sido aplicada al desarrollo del control mejorado de motores por los siguientes:

- La lógica difusa vence a las dificultades de la modelación matemática de sistemas altamente no-lineales.
- La lógica difusa responde más establemente a muestreos imprecisos de parámetros del control de retro-alimentación, tales como la corriente y el voltaje del vínculo de corriente directa, y
- La matemática y el software hechos para la aplicación de la lógica difusa son simples a desarrollar y más flexibles para modificar. [Turner et al. 1999]

2.2 Modelación con la lógica difusa

Un sistema de lógica difusa está formado por tres bloques principales [Rojas 2006]:

- Fuzzificación.
- Mecanismo ó máquina de inferencia.
- Defuzzificación.

Etapas de fuzzificación: Es la transformación de las variables entregadas por sensores del proceso en variables de tipo lingüística que conforman divisiones definidas en el universo en discusión. Se obtienen los valores de pertenencia de los conjuntos difusos para los valores medidos.

Base de conocimientos: Compuesto por la base de datos y la base de reglas. La base de datos caracterizan las reglas de control difuso; las bases de reglas permiten la toma de acciones de control. Estas bases son definidas por expertos.

Las reglas de control operan con la siguiente estructura:

Si <condición> entonces <acciones>

Motor de inferencia: es el conjunto de procedimientos a la toma de acciones de control por el uso de implicaciones y reglas lingüísticas.

Defuzzificación: Como resultado de las etapas anteriores se obtienen las acciones de control de alguna variable en particular. El objetivo de la defuzzificación es la transformación de las acciones de control de tipo cuantitativo o determinístico, a valores que permitan un adecuado funcionamiento de los actuadores del sistema bajo control, los que naturalmente forman parte del mundo real y no del universo difuso en discusión.

La aproximación clásica de la modelación de un sistema de accionamiento eléctrico no comienza como una suficiente representación de los sistemas actuales. Los modelos no son muy completos para representar algunas relaciones o especificidades del proceso, de manera que contienen una estructura con relaciones no lineales que dificultan la modelación. La literatura muestra que la lógica difusa es una herramienta poderosa para representar relaciones en espacios de estados, y así mismo se puede introducir más eficazmente el

comportamiento dinámico del sistema de accionamiento eléctrico y electromecánico.

Por otra parte, la modelación difusa permite incorporar capacidades de auto-aprendizaje dentro del sistema y diseña el esquema de control para compensar los efectos dinámicos de los términos no lineales. Cuando la incertidumbre de algún parámetro es grande, él usa un lazo de realimentación con coeficientes de ajuste que pueden adecuarlo.

Más adelante se presenta un procedimiento de aprendizaje difuso usado para extraer el modelo y se plantean los pasos para realizarlo.

2.2.1 Procedimiento de aprendizaje difuso

En este trabajo se usa un razonamiento difuso clásico siguiendo las relaciones entre las variables asignadas y su dependencia analítica por un ajuste de reglas en forma condicional de si "IF" tal condición de ajuste es satisfecha entonces " THEN " un ajuste de conclusiones es inferida.

Para esto, las reglas tienen la forma de la expresión (2.1). El símbolo $R^{(l)}$ ($1 \leq l \leq n$) representan el l -ésima regla del modelo a través del total de reglas, x_j ($1 \leq j \leq m$) es la m variables seleccionada del sistema que expresa la condición, y es la variable de salida del sistema, y' es el valor inferido desde el modelo difuso.

$$R^{(l)}: \text{si } x_1 \text{ es } A_1^{(l)}, x_2 \text{ es } A_2^{(l)}, \dots, x_m \text{ es } A_m^{(l)} \text{ pues } y \text{ es } B^{(l)} \quad (2.1)$$

donde:

$A_j^{(l)}$ – representa un término lingüístico (ó ajuste difuso), caracterizado por la función de pertenencia denotada por $\mu_{A_j^{(l)}}(x_j)$ y compone parte de la condición de la regla.

$B^{(l)}$ – representa la parte de la conclusión de la regla.

Las variables antecedentes, condición del sistema representado, hecho cada regla activa en algún grado medido por la expresión (2.2). Los términos de condición $x'_1, x'_2 \dots x'_m$ son valores numéricos adquiridos desde sensores, siendo fuzzificados por las funciones de pertenencias de las reglas lingüísticas. El símbolo * expresa la conjunción AND y es un operador producto.

$$\mu_{A_l^{(l)} x_1 \dots x_{A_m}^{(l)}}(x_1, \dots, x_m) = \mu_{A_l^{(l)}}(x_m) \cdot \dots \cdot \mu_{A_m^{(l)}}(x_m) \quad 2.2$$

Las variables antecedentes reciben diferentes grados lingüísticos que pueden ser:

GN – grande negativo.

MN – medio negativo.

PN – pequeño negativo.

CE – cero.

PP – pequeño positivo.

MP – medio positivo.

GP – grande positivo.

Así los espacios de entrada están divididos en ajustes de reglas difusas, tal como se muestra en la figura 2.1.

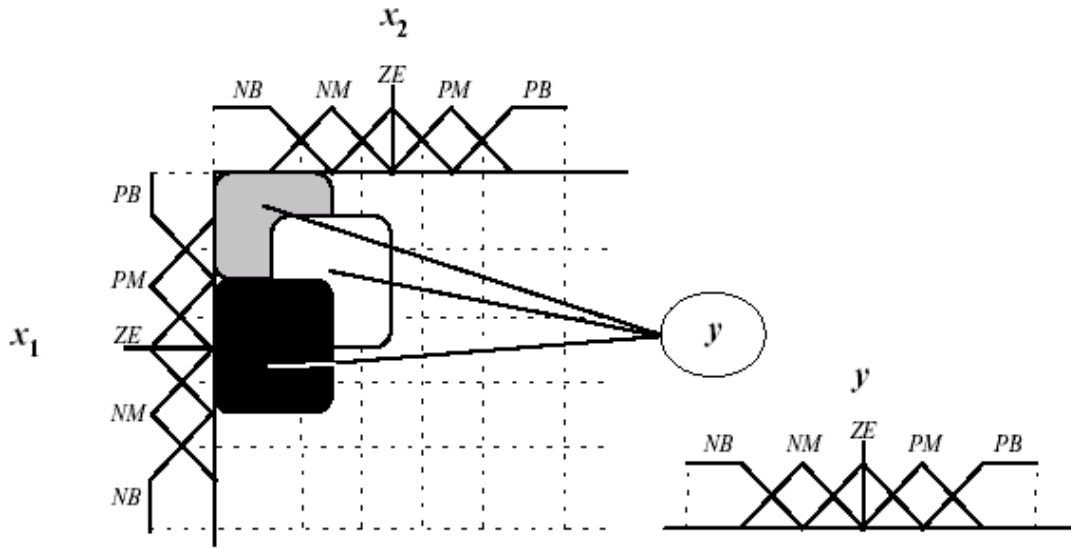


Figura 2.1: Sistema dividido en partes donde se generan las funciones de pertenencias

La figura representa tres reglas de un modelo compuesto por dos variables antecedentes x_1 , x_2 con la salida y . Cada celda en la figura compone una regla con la siguiente forma, por ejemplo para celda blanca,

$$IF (x_1 \text{ es } (PM) \text{ y } x_2 \text{ es } (NM)) THEN y = (PB)$$

El modelo difuso usado en esta aplicación sustituye los ajustes difusos compuestos en la parte de las conclusiones de las reglas por valor numérico $z^{(l)}$ extraída en el proceso de aprendizaje. La regla, ejemplificada en (2.3), caracteriza un número real. El valor numérico puede ser interpretado como una salida pre-difusa, es una ayuda que acelera el proceso de inferencia.

IF (x_1 es (PM) y x_2 es (NM)) *THEN* $y = z^{(l)}$ (Conclusión pre-difusa) 2.3

El procedimiento seleccionado para nuestro estudio fue el método simplificado difuso introducido por L. X. Wang en 1992. Este presenta tres características que hacen una buena selección desde nuestro punto de vista: simplicidad, simple pasos para extraer las reglas y flexibilidad con el tiempo computacional para operar el control del sistema electro-hidráulico.

Paso 1: Establece las variables que mejor caracterizan el sistema. Las variables de entradas y una de salida pueden componer, respectivamente, la conclusión y partes de la regla.

Paso 2: Usando el ajuste de triángulos difusos uniformemente distribuidos, se especifica los límites de cada universo de discusión y el número de ajuste difusos asociados con las variables entrada / salida. Como se muestra en la figura 2.1, el espacio de entrada en estado converge por el ajuste de la regla.

Paso 3: Desde el ajuste de entrenamiento, se toma el k-ésimo par de los datos:

$$(x_1(k), x_2(k), \dots, x_n(k)) \rightarrow y(k) \quad 2.4$$

Paso 4: Para cada valor de entrada $x_j(k)$, y una salida correspondiente $y(k)$, calcula su respectivo grado de pertenencia en el ajuste difuso atribuido. Así desde esto es construido para cada variable un vector raíz por $x_j(k)$ para las entradas y $y(k)$ para la salida, con un número de elementos igual a los ajustes difusos atribuidos.

Paso 5: En este paso, se selecciona para cada variable su acuerdo más alto de pertenencia desde el grado en los vectores respectivos $x_j(k)$, $y(k)$. El grado seleccionado son $[x_j(k)]_{\max}$. Ahora una regla desde el k par de entrenamiento es obtenido. El ajuste difuso atribuido para las partes de la condición y conclusión, respectivamente, los ajustes $A_j^{(l)}$ y $B^{(l)}$ en cuales la salidas $x_1(k), x_2(k), \dots, x_n(k)$ y la salida $y(k)$ tuvo pertenencia máxima.

Paso 6: Un grado verdadero es asignado a la anterior regla extraída. El grado está definido como el producto del grado de la más alta función de pertenencia de cada vector calculado en el paso 5.

Paso 7: Para cada par de datos dentro de la región de la regla (l), estos grados de verdad $\mu(R^{(l)}(k))$ son comparados con el uno anterior $\mu(R^{(l)}(k-1))$ para seleccionar el valor de la conclusión de la regla final $z^{(l)}(k)$, según (2.22)

$$\begin{cases} \mu(R^{(l)}(k))_{A^{(l)}_{1 \times \dots \times A^{(l)}_n \rightarrow B^{(l)}}} > \mu(R^{(l)}(k-1))_{A^{(l)}_{1 \times \dots \times A^{(l)}_n \rightarrow B^{(l)}}} & \text{then } z^{(l)}(k) = y'(k) \\ \mu(R^{(l)}(k))_{A^{(l)}_{1 \times \dots \times A^{(l)}_n \rightarrow B^{(l)}}} \leq \mu(R^{(l)}(k-1))_{A^{(l)}_{1 \times \dots \times A^{(l)}_n \rightarrow B^{(l)}}} & \text{then } z^{(l)}(k) = z^{(l)}(k-1) \end{cases} \quad (2.5)$$

Paso 8: Cuando dos reglas tienen el mismo ajuste difuso en la parte IF pero un diferente ajuste difuso en la parte THEN, las reglas son llamadas hacer un conflicto. Resolver este problema dentro el grupo de conflicto, es aceptado sólo cuando la regla tiene el más alto grado de verdad.

2.3 Comparación del método TSK con el de Mamdani

El método de inferencia difusa Takagi – Sugeno – Kang (TSK) fue introducido en 1985. Es similar al método de Mamdani en muchos aspectos. De hecho, las dos primeras partes del proceso de inferencia difusa, la fuzzificación de las entradas y la aplicación del operador difuso, son exactamente las mismas. La diferencia principal entre la inferencia difusa de tipo Mamdani y la inferencia difusa de tipo TSK es que las funciones de pertenencia de la salida solamente pueden ser una constante o lineal para la inferencia difusa TSK.

Una regla difusa típica en un modelo difuso TSK de orden cero es de la forma

si x es A y y es B pues z = k (ó if x is A and y is B then z = k)

donde A y B son conjuntos difusos en el antecedente, mientras k es una constante definida y crespada en el consecuente. Cuando la salida de cada regla es una constante como este, la similitud con el método Mamdani se destaca. Las únicas distinciones son el hecho de que todas las funciones de pertenencia son *spikes singleton* (espigas o puntas singles), y los métodos de implicación y agregación son fijos y no pueden ser editados. El método de implicación es simplemente multiplicación y el operador de agregación incluye todas los singletons.

El modelo difuso TSK de primer orden tiene reglas de la forma

si x es A y y es B pues $z = p \cdot x + q \cdot y + r$

ó (if x is A and y is B then $z = p \cdot x + q \cdot y + r$)

donde A y B son conjuntos difusos en el antecedente, mientras p , q y r son todas constantes. Se llegará a visualizar mejor el sistema de primer orden si se considera que cada regla define la ubicación de un “*singleton* en movimiento”. Es decir, que los *singleton spikes* de salida están moviendo en una manera lineal en el espacio de salida, dependiente en el valor de las entradas. Este tiende a hacer la notación del sistema más compacta y eficiente.

Debido a su representación más compacta y su eficiencia computacional, el sistema TSK facilita el uso de técnicas adaptivas para la construcción de modelos difusos. Estas técnicas adaptivas pueden ser usadas a diseñar las funciones de pertenencia a medida de tal manera que el sistema difuso modela los datos en la mejor manera.

También, el sistema TSK nos da la libertad de incorporar sistemas lineales en un sistema difuso. Se puede construir un sistema difuso que va alternamente entre algunos controladores lineales óptimos cuando un sistema altamente no-lineal mueve en su espacio de operación.

Ventajas de los métodos de inferencia difusa	
Método Takagi – Sugeno – Kang (TSK)	Método Mamdani
Computacionalmente eficiente	Es intuitivo
Trabaja bien con técnicas lineales, como control PID	Generalmente aceptado
Trabaja bien con técnicas adaptivas y de optimización	Mejor adaptado a entradas sin modelos matemáticos
Tiene una continuidad asegurada en la superficie de salida	
Mejor adaptado para análisis matemático	

Tabla 2.1: Ventaja de los métodos de inferencia difusa

2.4 Procedimiento de síntesis del controlador difuso

Controladores basados en la lógica difusa no dan consideraciones ni a los parámetros del convertidor ni a sus fluctuaciones, ni a sus condiciones de operación, sino solamente al conocimiento experimental de la dinámica del convertidor. En esta manera, tal controlador puede ser usado con una amplia diversidad de convertidores sin hacerle grandes modificaciones. Las reglas difusas necesarias son simplemente obtenidas considerando el conocimiento del comportamiento de la dinámica del convertidor.

1 - Fuzzificación

Asume, como la variable de entrada de controlador difuso, a un error de la tensión de salida (o de la corriente), y la variación de este error. Para la salida, asume una señal $u(k)$, la entrada de referencia al convertidor.

1.1 – Niveles de cuantificación: Considera la referencia $r(k)$ del muestreo k -sima del convertidor, $y(k)$. El error de seguimiento $e(k)$ es $e(k) = r(k) - y(k)$ y el cambio del error de salida $\Delta e(k)$, entre los muestreos k y $k - 1$, se determina por $\Delta e(k) = e(k) - e(k - 1)$.

Estas variables y la salida del controlador difuso, usualmente va de -10V a 10V, y pueden ser cuantificadas en m – niveles $\{-(m - 1)/2, +(m - 1)/2\}$. Para la implementación fuera-de-línea, el valor de m hace un compromiso entre la longitud finita de la tabla de referencia y la precisión requerida.

1.2 Variables lingüísticas y conjuntos difusos: Los conjuntos difusos para x_e , la variable lingüística correspondiente al error $e(k)$, para $x_{\Delta e}$, la variable lingüística correspondiente a la variación del error $\Delta e(k)$, y para x_u la variable lingüística de la salida del controlador difuso $u(k)$, son usualmente definidas como grande positivo (GP), medio positivo (MP), pequeño positivo (PP), cero (CE), pequeño negativo (PN), medio negativo (MN) y grande negativo (GN), en vez de valores numéricos.

En muchos casos, el uso de estos siete conjuntos difusos es el mejor compromiso entre la precisión y la tarea computacional.

1.3 Funciones de pertenencia: Un subconjunto difuso, por ejemplo S_i ($S_i =$ (GP, MP, PP, CE, PN, MN, o GN)) de un universo E , una colección de $e(k)$ valores

denotados genéricamente por $\{e\}$, es caracterizado por un función de pertenencia $\mu_{Si}: E \rightarrow [0,1]$, asociado con cada elemento e del universo E , un número $\mu_{Si}(e)$ en el intervalo $[0,1]$, que representa el grado de pertenencia de e a E . Por lo tanto, cada variable es asignada un grado de pertenencia a cada conjunto difuso, basado a la correspondiente función de pertenencia. Considera los m niveles de cuantización, la función de pertenencia $\mu_{Si}(e)$ del elemento e en el universo de discurso E , puede tomar uno de los valores discretos incluidos en $\mu_{Si}(e) \in \{0; 0,2; 0,4; 0,6; 0,8; 1; 0,8; 0,6; 0,4; 0,2; 0\}$. Las funciones de pertenencia se almacenan en la base de datos.

1.4 Reglas lingüísticas de control: La regla de control genérica es de la siguiente forma:

- ***Si x es A y y es B pues z = c***

Usualmente, las reglas son obtenidas considerando el comportamiento dinámico más común de los convertidores, el sistema de segundo orden con una respuesta amortiguada oscilante. Analizando el error y su variación, además del conocimiento impreciso lingüístico de la entrada de control necesitado, un experto puede obtener las reglas de control lingüísticas.

No solamente las reglas (la base de reglas) que permiten la definición de la salida de control, porque varias de ellas pueden ser aplicadas a la vez.

2 – Motor de inferencia: El resultado del algoritmo de control difuso puede ser obtenido usando las reglas de control, las funciones de pertenencia, y el motor de inferencia. De hecho, cualquier valor cuantificado de $e(k)$ y $\Delta e(k)$ es normalmente incluido en las dos variable lingüísticas. Con la función de pertenencia usada, y sabiendo que el controlador considera $e(k)$ y $\Delta e(k)$, la decisión de control debe ser genéricamente hecha según cuatro reglas lingüísticas de control.

Para obtener el correspondiente conjunto difuso, el método de inferencia mín. – máx. es usado. El operador mínimo describe el “Y” (*AND*) presente en cada una de las cuatro reglas, es decir, calcula el mínimo de los valores discretos de la función de pertenencia $\mu_{Si}(x_e(k))$ y el valor discreto de la función de pertenencia $\mu_{Si}(x_{\Delta e}(k))$. La frase “PUES” (*THEN*) este mínimo a la función de pertenencia de

la variable de salida. La función de pertenencia de la variable de salida pues incluirá trapezoides limitados por el segmento mín. $(\mu_{Si}(x_e(k)), \mu_{Si}(x_{\Delta e}(k)))$.

El operador “O” (OR) que vincula las diferentes reglas es implementada por el cálculo del máximo de todas las reglas (normalmente cuatro).

3. Defuzzificación:

El método de inferencia provee una función de pertenencia resultante $\mu_{Sr}(x_u(k))$, para la variable de salida x_u . Usando el proceso de defuzzificación, esta función de pertenencia final, es obtenida por la combinación de todas las funciones de pertenencia, como una consecuencia de cada regla, y es luego convertido a un valor numérico, llamado $u(k)$. La estrategia de defuzzificación puede ser el método de Centro de Área (COA). Este método genera un valor de salida $u(k)$, lo cual es la abscisa del centro de gravedad del área de la resultante función de pertenencia, dado por la siguiente relación:

$$u(k) = (\sum_{i=1}^m \mu_{Sr}(x_u(k))x_u(k)) / \sum_{i=1}^m \mu_{Sr}(x_u(k)) \quad (2.6)$$

Este método da buenos resultados para una salida de control.

2.5 Conclusiones parciales

En este capítulo se ha introducido, de forma general, los fundamentos de la lógica difusa, la técnica matemática – computacional que se usará en la realización del control propuesto. Luego, a modo de conclusiones para este capítulo se puede decir que:

- ✚ Se describió los pasos más importantes de la técnica además de dar una breve reseña histórica de la misma. También se dio algunas ventajas del uso de esta rama de la inteligencia artificial para el desarrollo del control.
- ✚ La técnica de lógica difusa ha sido descrita y muestra capacidad de resolver el problema de como diseñar un regulador PI y un controlador optimizador con nuevas cualidades adaptivas de control para su aplicación al esquema del accionamiento eléctrico, por ofrecer una alta estabilidad, la no necesidad de una modelación matemática y la

robustez al frente de variaciones de los parámetros del objeto controlado debido a su naturaleza no-lineal.

- Se eligió la arquitectura Sugeno – Takagi – Kang (TSK), por resultar mas adecuada a las condiciones del modelo del motor de inducción controlado y por ser mejor condicionado para trabajar en las condiciones de control adaptivo y de optimización que se propone usar en el trabajo.

Capítulo 3

DISEÑO DEL CONTROLADOR DE VELOCIDAD Y DEL OPTIMIZADOR DE ENERGÍA BASADO EN LA LÓGICA DIFUSA

- ✓ [Introducción](#)
 - ✓ [Diseño del regulador de velocidad](#)
 - ✓ [Diseño del controlador difuso para la optimización de la energía](#)
 - ✓ [Algoritmo de control del optimizador de energía](#)
 - ✓ [Compensación del torque](#)
 - ✓ [Regulación de la transición para respuesta transitoria óptima](#)
 - ✓ [Análisis de la estabilidad de los controladores difusos](#)
 - ✓ [Conclusiones parciales](#)
-

3.1 Introducción

En este capítulo se hace la descripción del diseño de los componentes de control tales como el regulador difuso de velocidad tipo PI y el controlador difuso para la optimización de la energía. Se plantea también un diagrama de bloque del algoritmo de control además de hacer un análisis de la estabilidad de los controladores difusos.

El sistema completo de control aplica el control del campo orientado (FOC) indirecto y la figura siguiente muestra el esquema del sistema completo con los controladores representados por bloques.

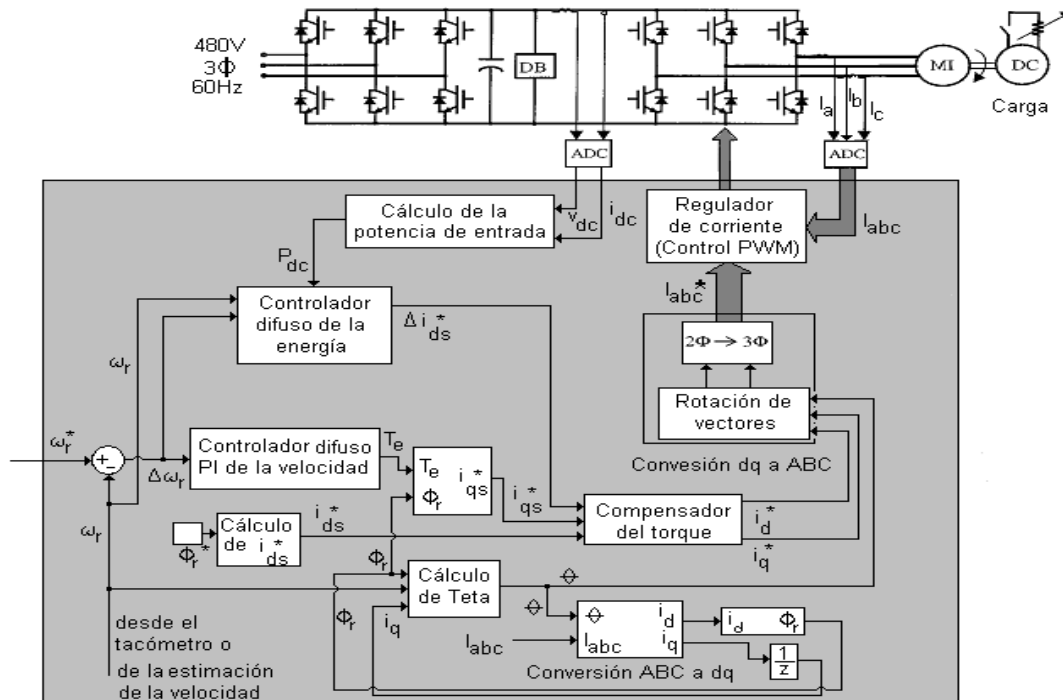


Figura 3.1: Esquema del control de velocidad y de la optimización de la energía para el accionamiento del motor de inducción

3.2 Diseño del regulador de velocidad

Debido a los problemas de inestabilidad y respuesta tarda en los controladores convencionales de velocidad cuando ocurre un cambio en la velocidad de referencia o en la carga, se hace necesario presentar un controlador de velocidad difuso tipo PI basado en el control vectorial indirecto para el motor de inducción trifásico, de 50 hp y de 460V que se utiliza en el análisis presentado.

Se propone el diseño de un controlador de velocidad difuso tipo PI, que aprovecha de las ventajas del control difuso de alta estabilidad, la no necesidad de una modelación matemática y la robustez al frente de variaciones de los parámetros del objeto controlado debido a su naturaleza no-lineal, para controlar mejor la velocidad del motor de inducción de estudio. El mismo debe de demostrar un mejor tiempo de estabilización a la velocidad de referencia durante el arranque y durante posteriores variaciones de la velocidad de referencia.

En esta sección se presenta el diseño de un controlador indirecto del torque, es decir que se da una proposición del diseño del controlador que da la señal de la corriente i_{qs}^* , la cual es uno de los variable manipuladas en el control

del campo orientado indirecto. El controlador viene siendo un controlador difuso de tipo PI y tiene como señales de entrada al error de la velocidad y a la razón de cambio del error de la velocidad.

Se refiere al error de la velocidad a la diferencia entre la velocidad de referencia y la actual del rotor,

$$e(t) = \omega_{ref}(t) - \omega_m(t) \quad (3.1)$$

mientras que se refiere a la razón de cambio del error de velocidad a la derivada de este error, o simplemente al cambio del error actual con respecto al error anterior.

$$\Delta e(t) = e(t) - e(t - 1) \quad (3.2)$$

La arquitectura del controlador incluye unas reglas que describen la relación entre las dos señales de entrada normalizadas, las cuales son las que se acaba de mencionar y una de salida normalizada, la cual es el torque, T_e^* . Las ganancias que normalizan a las señales de entradas se representan por la expresión:

$k_{1,2} = \frac{1}{\omega_{sync}}$ y a la salida se encuentra otra ganancia de normalización, $k_3 = \omega_{sync}$. Con el uso de estas ganancias se puede usar el bloque difuso como un controlador más generalizado, uno que funciona como controlador en cualquier caso de control del campo orientado indirecto. Luego, puesto que se esta utilizando el control indirecto se incluye un integrador para obtener la señal de torque de referencia, T_e^* y también un bloque de saturación con torque límite ± 330 .

La razón de utilizar el integrador es simplemente porque el controlador difuso es de tipo PI, y un controlador PI convencional tiene la siguiente ecuación para obtener la salida:

$$y(t) = K_p \cdot e(t) + K_i \cdot \int e(t) dt \quad (3.3)$$

donde K_p y K_i son los coeficientes de ganancia proporcional e integral respectivamente. Según esta ecuación, el controlador difuso debe ser como se muestra en la siguiente figura.

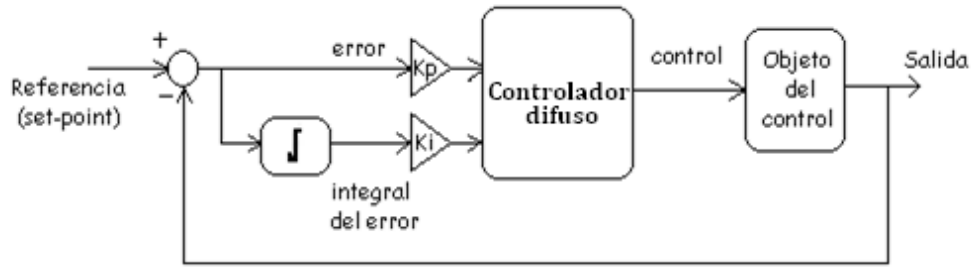


Figura 3.2: Diagrama de bloque de un sistema de control difuso tipo PI (versión 1)

Sin embargo, puesto que es difícil deducir reglas difusas de un error integral debido al amplio universo del mismo, se mueve la parte integral desde la entrada al controlador a la salida del mismo; así, se puede tener estos tipos de entradas y aún poder realizar en control PI. Si se considera que la ecuación general del control PI convencional es transformada a su expresión equivalente:

$$\frac{dy(t)}{dt} = K_p \cdot \frac{de(t)}{dt} + K_i \cdot e(t) \quad (3.4)$$

O mejor expresado en su forma discreta:

$$\Delta y(t) = K_p \cdot \Delta e(t) + K_i \cdot e(t) \quad (3.5)$$

De esta última ecuación se puede apreciar que teniendo el error (e) y la razón de cambio del error (Δe) como entradas, solo se hará falta integrar la salida para obtener directamente a la señal de control, en este caso, T_e^* . La siguiente figura muestra la configuración del controlador para cumplir con la ecuación 3.5. [Reznik 2001].

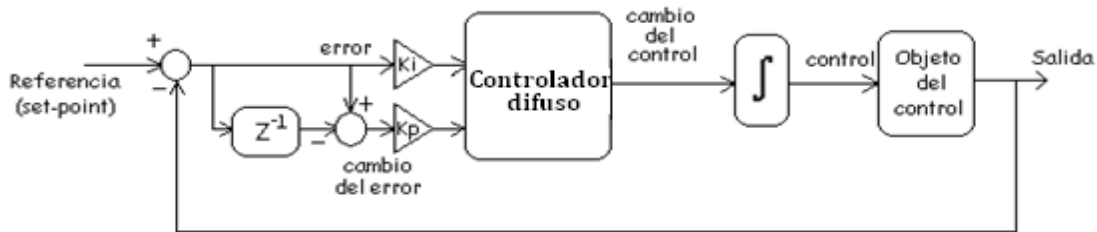


Figura 3.3: Diagrama de bloque de un sistema de control difuso tipo PI (versión 2)

El sistema de inferencia difusa del controlador procesa estos errores de entrada por variable lingüísticas en el proceso de fuzzificación y se las definen con las funciones de pertenencia. Las funciones de pertenencia del error y del cambio

de error son triangulares y trapezoides y los conjuntos difusos se denominarán GN (Grande Negativo), MN (Medio Negativo), Pequeño Negativo (PN), Cero (CE), Pequeño Positivo (PP), Medio Positivo (MP), y Grande Positivo (GP).

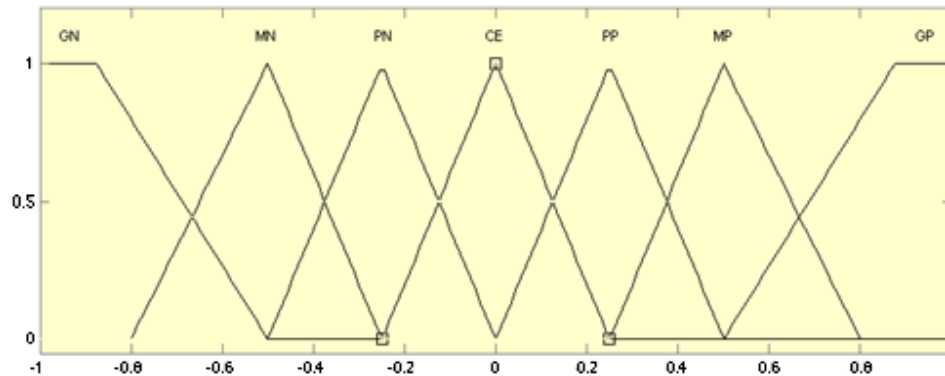


Figura 3.4: Funciones de pertenencia triangular de las variables de entrada, e y Δe .

El controlador utiliza la lógica difusa con estrategia de inferencia tipo Takagi – Sugeno – Kang (TSK) de 1er orden pues las funciones de pertenencia de la señal de salida esta dada por la ecuación:

$$\Delta T_e^*(t) = K_p \cdot \Delta e(t) + K_i \cdot e(t) \quad (3.6)$$

Finalmente, esta señal de salida se obtiene de 49 reglas difusas de tipo **si – pues**, todas de las cuales tienen el mismo peso de uno (1). La sintonización del sistema de control difuso puede ser afinada al caso particular de control cambiando los dos valores K_p y K_i . Para el caso del motor de inducción analizado los valores de $K_p = 0,8$ y $K_i = 0,4$; y la figura 3.5 muestra la superficie de control de las reglas difusas implementadas en el controlador difuso como se ve en el mostrador de superficie del Toolbox de Fuzzy Logic de MATLAB® 7.1 mientras que la tabla 3.1 muestra las mismas reglas difusas.

		Δe						
		GN	MN	PN	CE	PP	MP	GP
e	GN	GN	GN	GN	GN	MN	PN	CE
	MN	GN	GN	GN	MN	PN	CE	PP
	PN	GN	GN	PN	PN	CE	PP	MP
	CE	GN	MN	PN	CE	PP	MP	GP
	PP	MN	PN	CE	PP	PP	GP	GP
	MP	PN	CE	PP	MP	GP	GP	GP
	GP	CE	PP	MP	GP	GP	GP	GP

Tabla 3.1: Reglas lingüísticas difusas del controlador

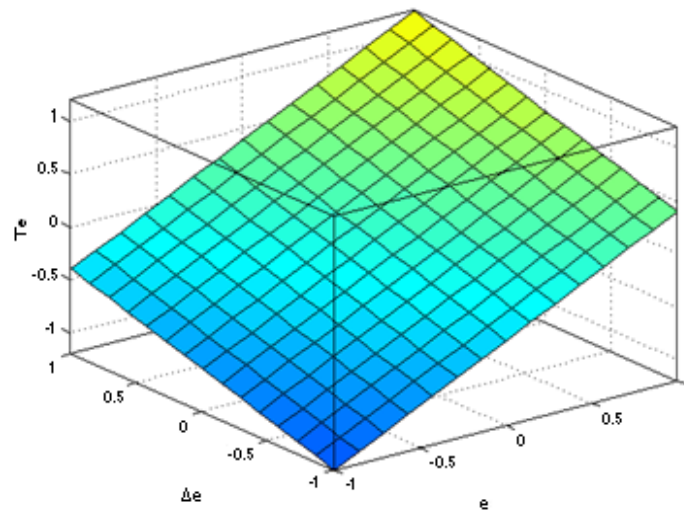


Figura 3.5: Diagrama tridimensional de la superficie de control

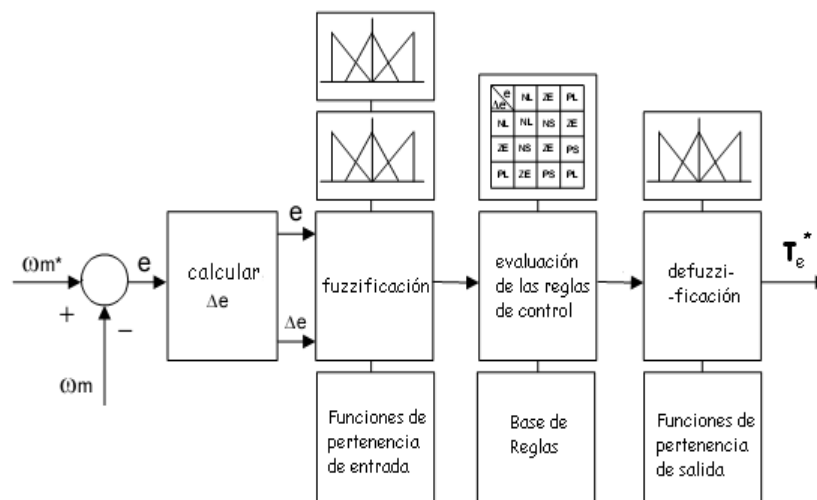


Figura 3.6: Estructura del controlador de velocidad basado en la lógica difusa

3.3 Diseño del controlador difuso para la optimización de la energía

El optimizador de la energía opera sobre la base del control por optimización, donde el flujo del entrehierro del motor es disminuido en pasos hasta que la potencia medida alcanza su valor mínima posible. La ventaja de este tipo de control es que no necesita ningún conocimiento de los parámetros del motor; es completamente insensible a los cambios de los parámetros del motor y es universalmente aplicable a cualquier motor; y no se necesita ningún modelo matemático. También se puede hacer pasos adaptivos de diferentes tamaños que nos hace llegar a una convergencia rápida y acepta señales imprecisas o ruido. El principio de optimización de la energía con la disminución del flujo consiste en que el flujo del rotor es disminuido por la reducción de la componente magnetizante de la corriente (i_{ds}) del estator por pasos. Este también resulta en un correspondiente crecimiento de la componente del torque de la corriente del estator por la acción del controlador de velocidad tal que el torque desarrollado y la velocidad se mantienen constante a los valores deseados. En cuanto que el flujo del entrehierro disminuye en pasos, las pérdidas de acero o de núcleo disminuyen también. Pero, también como resultado del aumento de la componente del torque de la corriente del estator, las pérdidas del cobre aumentan. En el punto ideal de operación, donde el decrecimiento de las pérdidas del núcleo es balanceado por el crecimiento de las pérdidas del cobre, se logra la mínima potencia de entrada. El optimizador sigue su búsqueda hasta que el sistema alcance este punto de mínima potencia de entrada y se trata de quedarse en este punto.

En la implementación del control difuso, se utilizan procedimientos estándares: las variables de entrada son fuzzificadas por funciones de membrecía triangulares y trapezoidales; las reglas del control difuso son evaluados por una base de reglas; y las salidas están combinadas por composición difusa y luego el resultante es obtenido por defuzzificación por el método TSK de orden cero. Para el controlador tradicional de PI, el superficie de mapeo de control es restringido a un plano en el espacio tridimensional, pero con un controlador difuso, cualquier tipo de mapeo de superficie es posible, resultando en una estructura altamente flexible para lograr resultados. En un controlador difuso la superficie de control es

una reflexión del conjunto de reglas y las interacciones de las funciones de membresía.

Una ventaja en usar una operación basada de unidades normalizadas es que el mismo controlador difuso puede ser usado con diferentes motores sin necesidad de modificarlo.

La operación del controlador difuso que funciona como optimizador de energía esta basado en tomar muestreo de la potencia de entrada CD y compararla con el valor previo para determinar el incremento ΔP_d ; luego el valor anterior de decrecimiento de la corriente de excitación Δi_{ds_a} es muestreada. Dependiendo de estos valores se generará un nuevo paso de decrecimiento de Δi_{ds}^* de las reglas difusas a través de la inferencia difusa y el proceso de defuzzificación.

Se ha usado una ganancia de ajuste, P_a generado por el bloque de computación del factor de ajuste, que convierte la variable de entrada; se ha usado otra ganancia, una constante, para el ajuste de la salida y este juega el papel de determinar la magnitud de los pasos de nuevo crecimiento o decrecimiento de la corriente magnetizante. El factor P_a permite que el mismo controlador, con sus reglas difusas sea aplicable a cualquier condición de velocidad y torque. Este factor como función de la velocidad del motor, ω_r puede ser representado como:

$$P_a = a \cdot \omega_r + b \quad (3.7)$$

donde los coeficientes a y b son derivados por análisis de las simulaciones.

Para subrayar la importancia del factor de ajuste, se deber de saber que en su ausencia, el controlador difuso reaccionaría de igual manera a un valor específico de ΔP_d , resultado de una acción pasada $\Delta i_{ds_a}(k-1)$, a pesar el valor actual de velocidad. Debido al hecho de que el punto de eficiencia óptima es dependiente de la velocidad, la acción de control puede resultar muy conservativo, resultado en una convergencia lenta, o muy excesivo, resultando en un sobrepaso del punto óptimo con un impacto adverso en la estabilidad del sistema. Dado que el factor de ajuste de la entrada es dependiente de la velocidad, eso no sucede.

Las funciones de pertenencia del controlador difuso para la optimización de la energía se muestran en las figuras 3.7 y 3.8. Por el uso de las ganancias de ajuste, el universo de discurso de las variables esta normalizado en el intervalo $[-1, 1]$. La literatura ha verificado que la variable de control Δi_{ds_n} requiere siete conjuntos difusos para dar una buena sensibilidad de control pero la variable de entrada Δi_{ds_a} , es decir $\Delta i_{ds_n}(k-1)$, tener solamente cuatro conjuntos difusos para darle una excelente sensibilidad de control. Aunque el signo de esta variable de control es la más importante característica para realizar la inferencia difusa, se considera que la magnitud de la misma también juega un papel fundamental. Por lo tanto, los conjuntos difusos para esta variable son GN (Grande Negativa), PN (Pequeño Negativo), PP (Pequeño Positivo) y GP (Grande Positivo). El solape de los conjuntos mejora la sensibilidad de la inferencia difusa y previene un caso de resultado indeterminado a caso que Δi_{ds_a} sea muy cercano a cero.

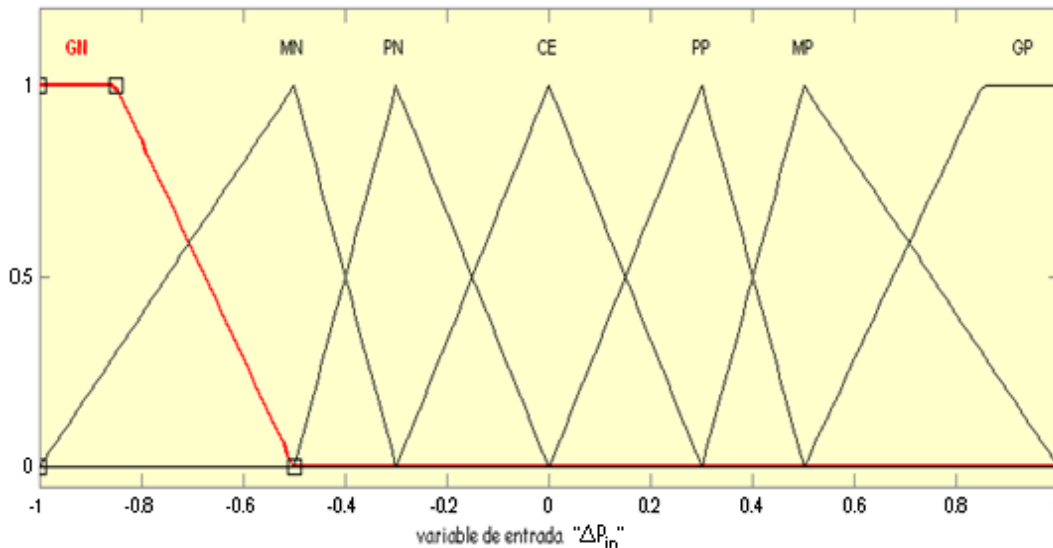


Figura 3.7: Funciones de pertenencia de la variable de entrada ΔP_d

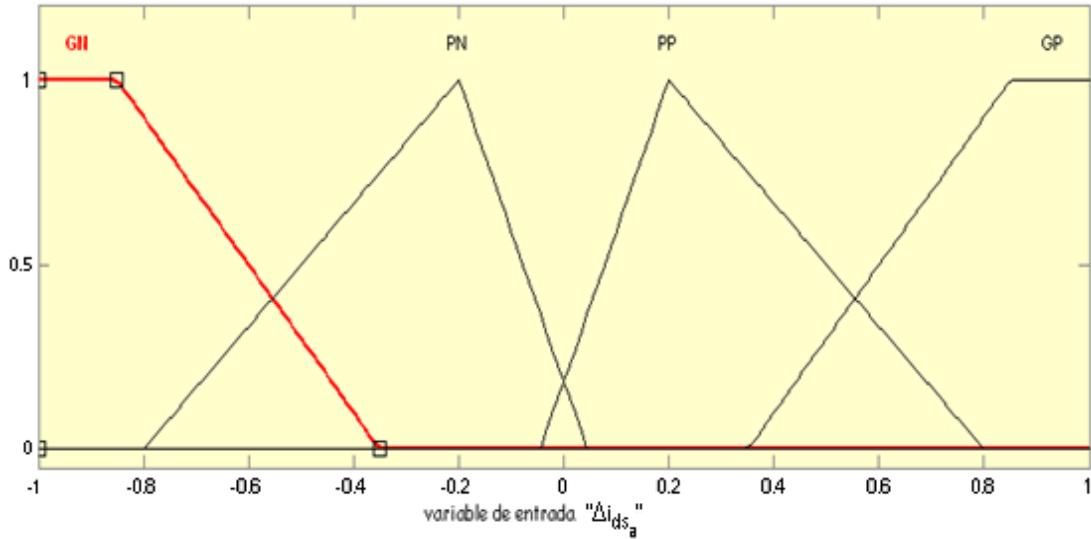


Figura 3.8: Funciones de pertenencia de la variable de entrada Δi_{ds_a}

		$\Delta \text{ } _a$			
		GN	PN	PP	GP
Δ	GN	GN	MN	MP	MP
	MN	MN	PN	PP	MP
	PN	PN	CE	CE	PP
	CE	CE	CE	CE	CE
	PP	MN	CE	CE	PN
	MP	MN	MN	MN	GN
	GP	MN	MN	GN	GN

Tabla 3.2: Reglas lingüísticas difusas del controlador

La base de reglas del controlador esta dada en la tabla 3.2. Un ejemplo de las reglas difusas para este controlador viene dado como: **si** ΔP_d (el incremento de la potencia) es **MN (Medio Negativo)** y Δi_{ds_a} (el valor anterior del crecimiento de la corriente magnetizante) es **PN (Pequeño Negativo)**, **pues** Δi_{ds_n} (el nuevo valor de crecimiento de la corriente magnetizante) es **PN (Pequeño Negativo)**. La figura 3.9 muestra la superficie tridimensional de control del controlador difuso para la optimización de la energía como se lo obtuvo del Fuzzy Toolbox del MATLAB® 7.1.

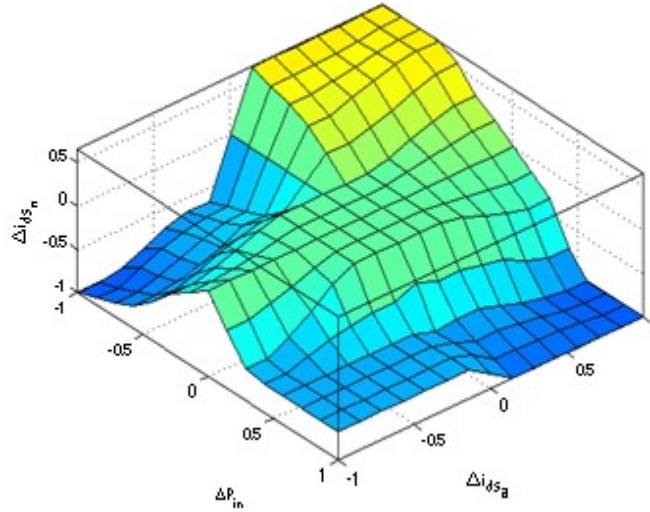


Figura 3.9: Superficie de control del controlador difuso para el optimizador de la energía

La idea básica es que si la última acción de control provocó un decrecimiento en la potencia de entrada, la búsqueda se sigue en la misma dirección y la magnitud de la variable de control será proporcional al cambio en la potencia medida. En el caso de que la última acción de control fuera un crecimiento en la potencia de entrada, es decir $\Delta P_d > 0$, la dirección de la búsqueda es cambiada, y el valor de Δi_{ds_n} es reducido en pasos para encaminar la búsqueda a su función requerida.

El controlador difuso para la optimización de la energía sigue en su proceso de búsqueda aún después de haber obtenido el punto óptimo de energía; esto es para enfrentar cualquier situación en que la variación de la potencia de entrada produzca nuevas condiciones de optimización y el mismo pues podrá actúa hasta que halle el nuevo punto óptimo para dichas condiciones nuevas.

3.4 Algoritmo de control del optimizador de energía

El proceso de control aplicado por el optimizador de energía basado en la lógica difusa emplear un algoritmo de control que consiste en buscar el punto de mínima potencia de entrada debido al decrecimiento de la corriente magnetizante y por lo tanto las pérdidas de acero (o del núcleo) y el crecimiento de la corriente i_{qs}^* y por lo tanto las pérdidas de cobre.

Las siguientes gráficas (figuras 3.10 y 3.11) ilustran el principio en el cual se basa este algoritmo de optimización que incluye la programación del flujo del rotor con el objetivo de minimizar las pérdidas totales mientras la figura 3.12 muestra el mismo algoritmo en términos de esquema de bloques.

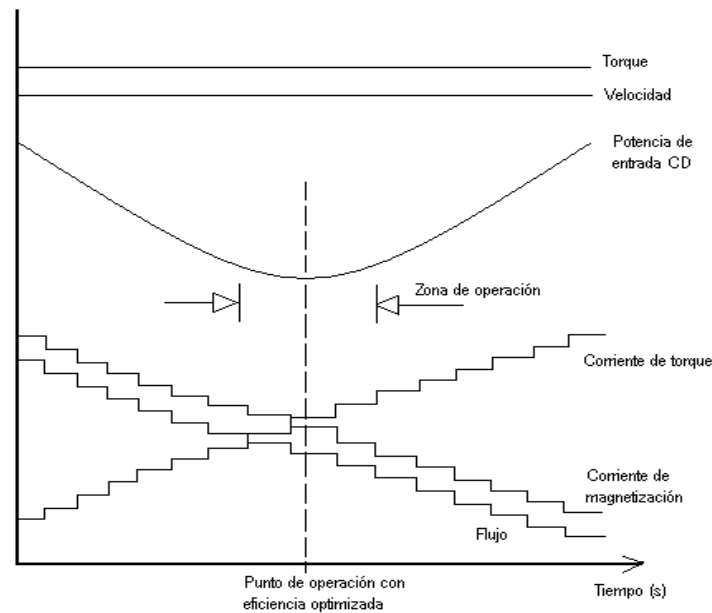


Figura 3.10: Principio de la optimización de la energía por programación del flujo del rotor

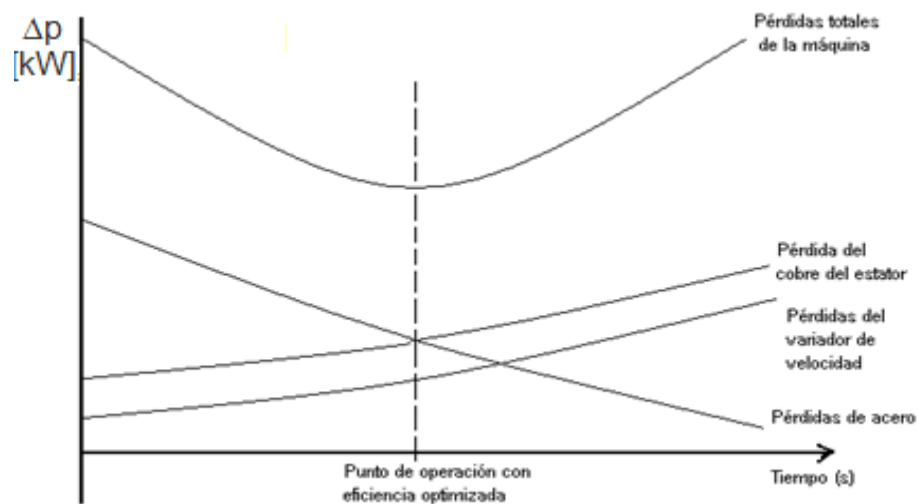


Figura 3.11: Comportamiento de las pérdidas debido al control de optimización

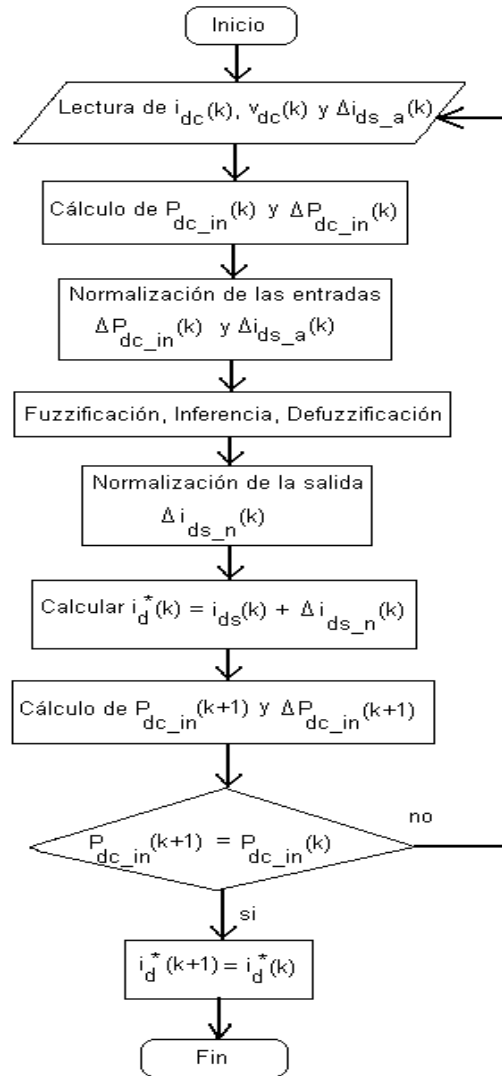


Figura 3.12: Algoritmo de control del optimizador de energía

3.5 Compensación del torque

Se utilizará un compensador de torque para prevenir el rizado de la velocidad y la resonancia mecánica que resulta durante la operación transitoria. En cuanto que la corriente de excitación es reducida en pasos adaptivos por el controlador difuso del optimizador de energía, el flujo del rotor disminuye exponencialmente, como se muestra:

$$\frac{d}{dt} \psi_{dr} = \frac{L_m \cdot i_{ds} - \psi_{dr}}{\tau_r} \quad (3.8)$$

donde $\tau_r = L_r/R_r$ es el constante de tiempo del rotor y L_m es la inductancia de magnetización.

La reducción del flujo causa una pérdida del torque, lo cual se recompensa normalmente por el lazo de control de la velocidad. Con el control correcto de la orientación del campo, el torque desarrollado esta dado por:

$$T_e = K_t \cdot i_{qs} \cdot \psi_{dr} \quad (3.9)$$

Si el torque debe de quedarse invariable, pues la corriente del torque i_{qs} debe de ser controlada para variarse inversamente con el flujo del rotor. Este se puede hacer añadiendo una señal de compensación $\Delta i_{qs}^*(t)$ al valor original Δi_{qs}^* para contrarrestar el decrecimiento del flujo $\Delta \psi_{dr}(t)$ donde $t \in [0, T]$ y T es el periodo de muestreo del controlador difuso del optimizador de energía. Si se considera que $i_{qs}(0)$ y $\psi_{dr}(0)$ son los valores iniciales de i_{qs} y ψ_{dr} respectivamente, para el k – esima cambio de paso de i_{qs}^* . Para una compensación perfecta, el torque desarrollado debe de estar constante, y la siguiente igualdad debe ser verificada:

$$[\psi_{dr}(0) + \Delta \psi_{dr}(t)] \cdot [i_{qs}(0) + \Delta i_{qs}(t)] = \psi_{dr}(0) \cdot i_{qs}(0) \quad (3.10)$$

Y resolviendo por $\Delta i_{qs}(t)$ se obtiene:

$$\Delta i_{qs}(t) = \frac{-\Delta \psi_{dr}(t) \cdot i_{qs}(0)}{\psi_{dr}(0) + \Delta \psi_{dr}(t)} \quad (3.11)$$

donde $\Delta \psi_{dr}(t)$ es gobernado por la ecuación 3.9, con Δi_{qs} sustituido por i_{qs} . Para implementar tal compensación, ecuación 3.11 es adaptado para producir $\Delta i_{qs}(t)$, usando el estimado del flujo $\hat{\psi}_{dr}$ y el comando i_{qs}^* en lugar de las señales actuales.

Una buena solución aproximada para $\Delta i_{qs}(t)$ puede ser obtenida reemplazando el denominador de la ecuación anterior por su estimado a estado estacionario $\hat{\psi}_{dr}(T) = [L_m \cdot i_{ds}^*(T)]$. En este caso, la compensación puede ser implementada de dos pasos. El valor para el paso de la corriente compensadora del torque es calculada por la ecuación discreta:

$$\Delta I_{qs}^*(k) = \frac{\hat{\psi}_{dr}(k-1) - \hat{\psi}_{dr}(k)}{\hat{\psi}_{dr}(k)} \cdot i_{qs}^*(k-1) \quad (3.12)$$

Luego, el paso de la corriente es llevado a través de un filtro pasa-bajo de primer orden del constante de tiempo del rotor y luego añadido a los pasos compensadores anteriores. Esta corriente es añadida a la corriente i_{qs}^* generada por el regulador de velocidad tal que, en cualquier instante, el producto $i_{qs} \cdot \psi_{dr} (\approx T_e)$ se queda constante. [Sousa y Bose 1995].

3.6 Regulación de la transición para respuesta transitoria óptima

El optimizador de la energía es solamente efectivo en las condiciones de estado estacionario. Una desventaja de este método de control es que la respuesta transitoria es muy tarda, porque los bajos niveles del flujo reducen la capacidad del torque máxima. Para combatir este desventaja se ha propuesto el uso del un sistema de regulación de la transición para garantizar una respuesta transitoria óptima. El bloque de regulación de la transición para respuesta transitoria actúa para cualquier cambio en la velocidad del motor (velocidad de comando, del rotor o del torque de la carga), remplazando la corriente magnetizante actual con la nominal y por consecuencia, restablecer el flujo nominal para poder tratar con las condiciones transitorias. El bloque permite que el sistema se arranca con las condiciones nominales y cuando se llega al estado estacionario (e y $\Delta e = 0$), se habilita con el optimizador de la energía, y sigue funcionando hasta que se produzca otro régimen estacionario (variación de e y Δe).

A estado estacionario, la corriente debe estar dentro de los límites térmicos del conjunto convertidor – motor, la cual es la nominal de la máquina. Durante un proceso de transición, este límite puede ser incrementado temporalmente (típicamente por 50% para 60 s) tal que haya más torque para cualquier demanda de aceleración o desaceleración. Esta constante esta dada por la relación:

$$\sqrt{i_{ds}^{*2} + i_{qs}^{*2}} < I_{lim.} \quad (3.13)$$

donde $I_{lim.} = 1,5 \times$ valor pico de la corriente nominal del estator.

3.7 Análisis de estabilidad del controlador difuso

La estabilidad es un asunto importante en el control de proceso u objetos; demuestra mejor la calidad de la respuesta del sistema controlado. Esta relacionada con el buen comportamiento de una salida del sistema controlado en respuesta a entradas externas o excitaciones internas. La estabilidad es un problema teórico complejo; tan complejo que hay diferentes definiciones de la estabilidad. Sin embargo, haciéndolo más sencillo, se puede considerar un sistema estable si por cualquier cambio finito en la entrada, el sistema no produce un cambio infinito en su respuesta. En la teoría del control existen los siguientes métodos para el análisis de la estabilidad de sistemas:

- Criterio de estabilidad de Nyquist
- Criterio de estabilidad de Routh – Hurwitz
- Método de la Función Descriptiva
- Método de Plano de Fase

Sin embargo estos métodos no pueden ser utilizados para el análisis de la estabilidad de un sistema de control difuso debido al hecho de que todos ellos necesitan un modelo matemático especial para el análisis de la estabilidad. Los criterios de Routh – Hurwitz y Nyquist requieren un modelo matemático en transformadas de Laplace o en transformadas z ; y el modelo normalmente tiene que ser lineal debido a las características de la transformada de Laplace o la z . Además estos criterios tienden a fallar si el sistema de control varía en el tiempo. El método de la función descriptiva es aproximado y el método de plano de fase solo se aplica a sistemas de primer o segundo orden.

El método más aceptado para el análisis de la estabilidad de sistemas no-lineales y/o de sistemas variantes en el tiempo de cualquier orden ha sido el segundo método de Lyapunov (también llamado el método directo de Lyapunov). De otra parte se suele utilizar la observación de la respuesta del sistema y sus parámetros como una manera de evaluación de su estabilidad. Los parámetros normalmente considerados son el sobre-ajuste, el tiempo de ascenso y el tiempo de estabilización; estos parámetros no sólo evalúan la estabilidad sino al rendimiento del sistema también. [Reznik 2001].

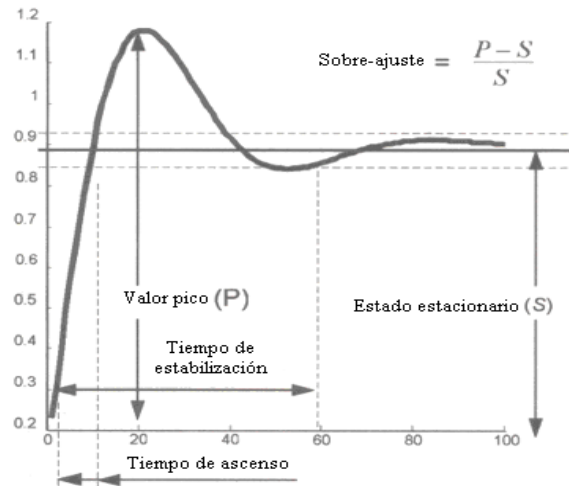


Figura 3.13: Parámetros de la respuesta del sistema que se consideran para el análisis de su estabilidad

En este trabajo se ha considerado estos parámetros para los controladores difusos utilizados en el mismo. Los resultados se muestran a continuación y ellos demuestran que los controladores son estables porque los parámetros más importantes tales como el sobre-ajuste, el tiempo de ascenso y el de estabilización dan buenos resultados.

Para el caso del controlador difuso tipo PI de velocidad, se ve en la figura 3.14 que el mismo tiene un destacado sobre-ajuste durante el arranque del motor pero en posteriores variaciones de la velocidad se observa que el sobre-ajuste es muy bueno. Calculando el sobre-ajuste para el periodo de arranque de la expresión,

$$\text{sobreajuste} = \frac{P - S}{S}$$

$$\text{sobreajuste} = \frac{110 - 90}{90} = 0,222$$

se da cuenta de que este valor de sobre-ajuste es bastante bueno; y puesto que los posteriores sobre-ajustes para posteriores variaciones de la velocidad son menores que este se puede considerar que para este parámetro el controlador será estable.

El tiempo de ascenso del controlador es muy bueno también y además el tiempo de estabilización es excelente especialmente para posteriores variaciones de la velocidad después del arranque.

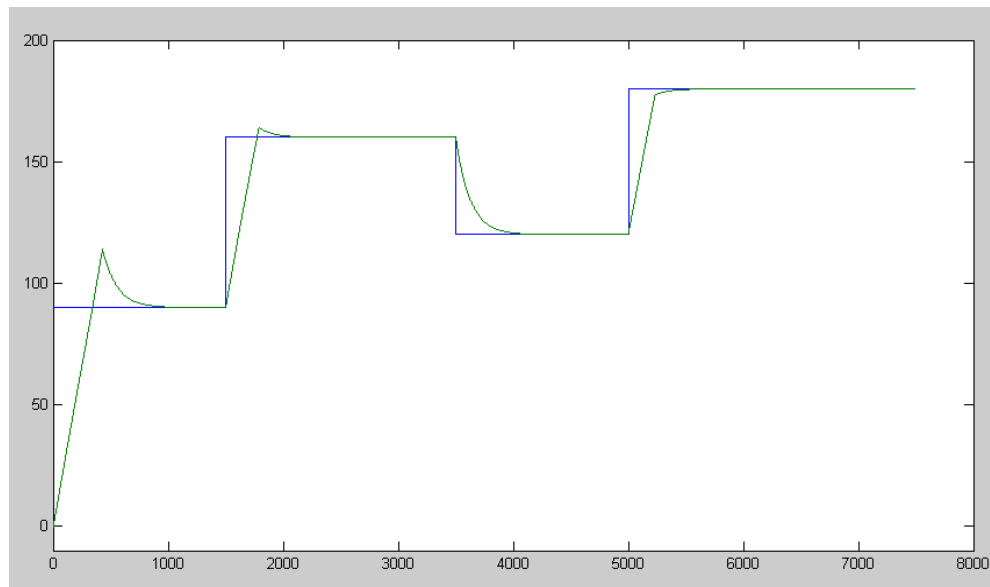


Figura 3.14: Parámetros analizados de la respuesta del controlador difuso tipo PI de la velocidad (respuesta del controlador en verde, señal de comando de la velocidad en azul)

Para el controlador difuso para la optimización de la energía, se consideró una variación de la potencia de entrada CD y se analizó como la variación de la salida del controlador, es decir la componente magnetizante de la corriente Δi_{ds_n} , varia con esta variación de la potencia de entrada CD. Como se muestra en la figura 3.15 la salida del controlador (representada en verde) tiene una gran semejanza a la señal de la variación de la potencia de entrada. Con este se puede decir que este controlador difuso es también estable.

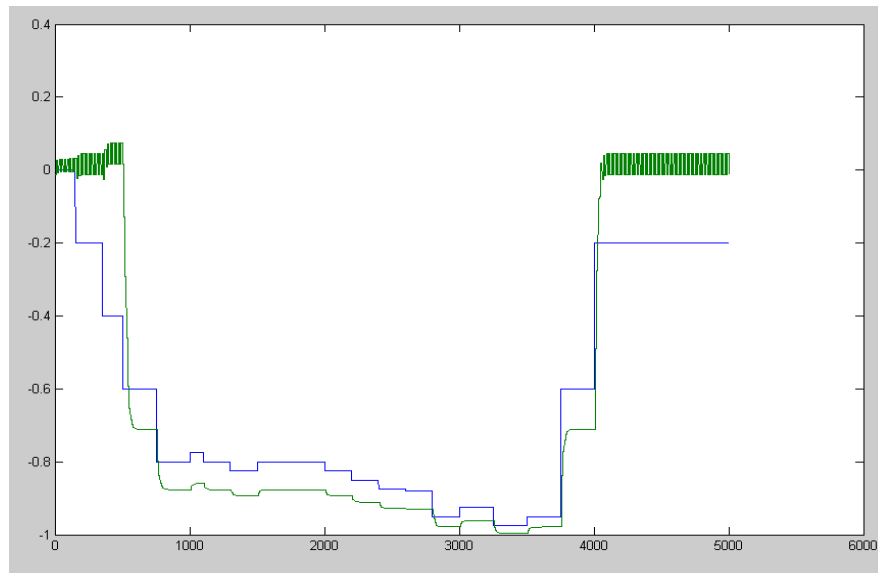


Figura 3.15: Parámetros analizados de la respuesta del controlador difuso para la optimización de la energía (respuesta del controlador en verde, señal de la variación de la potencia de entrada en azul)

3.8 Conclusiones parciales

En este capítulo se ha hecho el diseño de los controladores difusos que se utilizará en las simulaciones para validar el control de la velocidad y hacer el control para la disminución de las pérdidas totales y por lo tanto el mejoramiento del consumo de energía. Pues a modo de conclusiones parciales:

- ✚ Se presentó un esquema del control de velocidad que incorpora el nuevo controlador difuso tipo PI y un controlador difuso para la optimización de la energía que también será incorporado al accionamiento del motor de inducción.
- ✚ También se presentó el principio de la optimización de la energía, lo cual es por programación del flujo del rotor a través de la regulación del componente de la corriente que es responsable para la magnetización; además de presentar un esquema del comportamiento de las pérdidas debido al control de optimización.
- ✚ Se propone utilizar la arquitectura TSK para el controlador difuso de velocidad, donde se tienen como variables de entrada el error de la

velocidad y la derivada del mismo y como variable de salida la componente de la corriente del estator responsable para el torque.

- ✚ Se comprobó la estabilidad del esquema de control difuso para el regulador de velocidad.

- ✚ Y por último se presenta el algoritmo de control del optimizador de energía.

Capítulo 4

SIMULACIÓN DE LOS CONTROLADORES DIFUSOS ASISTIDO POR SIMULINK / MATLAB® 7.1

- ✓ [Introducción](#)
 - ✓ [Diseño de las simulaciones en Simulink/MATLAB®](#)
 - ✓ [Simulación del sistema con el controlador PI convencional](#)
 - ✓ [Simulación del sistema con el controlador de velocidad difuso](#)
 - ✓ [Simulación del sistema completo \(con el controlador de velocidad difuso y el optimizador difuso de energía\)](#)
 - ✓ [Comparación de los resultados de las simulaciones del sistema](#)
 - ✓ [Conclusiones parciales](#)
-

4.1 Introducción

El método de análisis por la simulación de procesos o regímenes de trabajo de un objeto de control es una de las más grandes herramientas de la ingeniería moderna. A través de modelos, sea matemáticos o de otros tipos, se puede representar un proceso o un objeto de estudio mediante otro que es mucho más simple, económico y entendible. Se ha de desplazar el método de prototipos para muchos casos de análisis puesto que es más económico y en muchos casos también su diseño es menos complejo. Las simulaciones hechas en este caso son indispensables porque forman la base del análisis y de la comprobación de la teoría que se emplea en el control considerado, como se verá a continuación.

4.2 Diseño de las simulaciones en Simulink/MATLAB® 7.1

Los componentes de control han sido realizados en el entorno de simulaciones Simulink/MATLAB® 7.1 y apoyará a la validación de la teoría de control de la velocidad y la optimización de la energía propuesto en anteriores capítulos. Primero se presentará la simulación del sistema de variador de velocidad – motor de inducción con un regulador de velocidad convencional tipo PI con los resultados obtenidos de la regulación de la velocidad del motor. Luego se presenta el mismo sistema pero con el regulador PI convencional reemplazado por el regulador difuso tipo PI propuesto en este trabajo. También se presenta sus resultados de simulación. Finalmente se presenta el sistema con el controlador difuso para la optimización de la energía incorporado. Se presenta los resultados de sus simulaciones y luego se analiza las mejoras hechas al sistema por la incorporación del optimizador.

4.3 Simulación del sistema con el controlador PI convencional

Se ha realizado en Simulink/MATLAB® 7.1 el diseño de un sistema variador de velocidad – motor de inducción para luego hacer el análisis del control vectorial de un motor de inducción como objeto de estudio. En el mismo entorno se realizó la simulación del sistema de variador de velocidad – motor de inducción con un regulador de velocidad convencional tipo PI y se obtuvo algunos resultados para la regulación de la velocidad del motor.

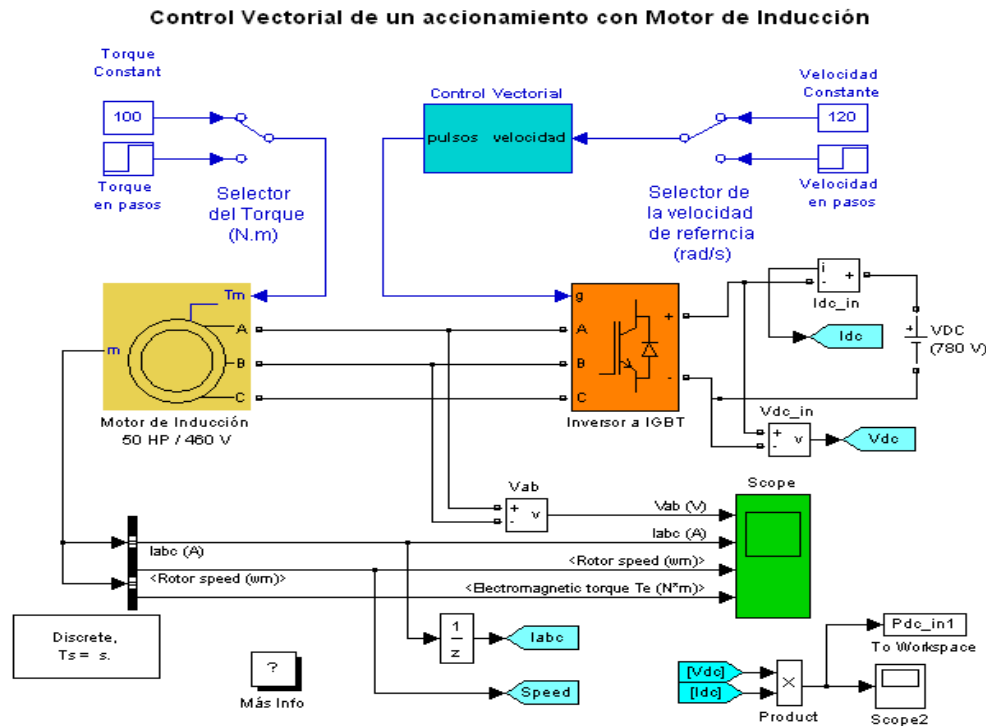


Figura 4.1: Circuito para la simulación del sistema en Simulink/MATLAB® 7.1

4.3.1 Descripción del circuito

La modelación de este circuito consiste de una fuente de corriente directa, un inversor a IGBT, un motor de inducción tipo jaula de ardilla de 50hp, y algunos bloques constantes y de paso para representar los valores constantes y de paso de velocidad y torque; todos escogidos de la biblioteca *SimPowerSystems* del Simulink/MATLAB® 7.1. También incluye un subsistema llamado *Control Vectorial*, lo cual contiene la modelación del cálculo del flujo, del cálculo del ángulo eléctrico $teta$, del cálculo de las dos componentes de la corriente, es decir i_{ds} e i_{qs} , del cálculo de las pérdidas totales, el controlador PI de la velocidad, el regulador de la corriente, y los bloques de conversión de ABC a d – q y viceversa. Es en este bloque subsistema que se realiza el control vectorial del sistema que se esta analizando, como describen las ecuaciones correspondiente al control vectorial (control del campo orientado). La figura 4.1 muestra el circuito para la simulación del sistema ya hecho en Simulink/MATLAB® 7.1 mientras que la figura 4.2 muestra el circuito que se encuentra dentro del bloque subsistema *Control Vectorial* con

todos los bloques responsables para la realización de la simulación del control vectorial. Las señales de tensión, corriente, velocidad y torque están disponibles en los bloques de mediciones.

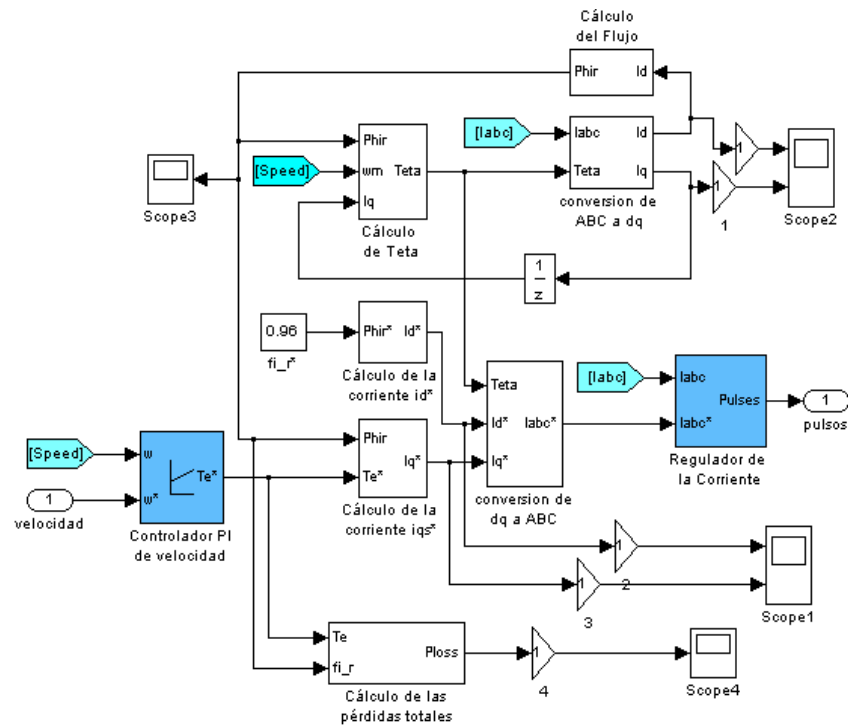


Figura 4.2: Circuito del control vectorial con el controlador PI de velocidad

La figura 4.3 muestra el bloque *Cálculo de las pérdidas totales* donde se implementa la ecuación 1.34 del capítulo 1. En este circuito se ha puesto el valor del coeficiente de pérdidas del inversor, R_{inv} , como 0,2 y el coeficiente de pérdidas del núcleo, C_{fe} como 0,05; el resto de los valores de las variables correspondientes a los parámetros del motor son los mismos como los del motor usado.



4.4 Simulación del sistema con el controlador de velocidad difuso

El sistema descrito en la sección anterior es usado en las simulaciones siguientes pero esta vez se ha sustituido el regulador de velocidad convencional tipo PI con el regulador o controlador difuso tipo PI propuesto en el Capítulo 3. El objetivo de reemplazar el controlador convencional con el difuso es porque se prevea que el controlador difuso tenga un mejor comportamiento en las situaciones no lineales e imprecisas que consiste la regulación de la velocidad. Para poder validar esta suposición se realizarán unas simulaciones a continuación que nos ilustrarán si la suposición es correcta.

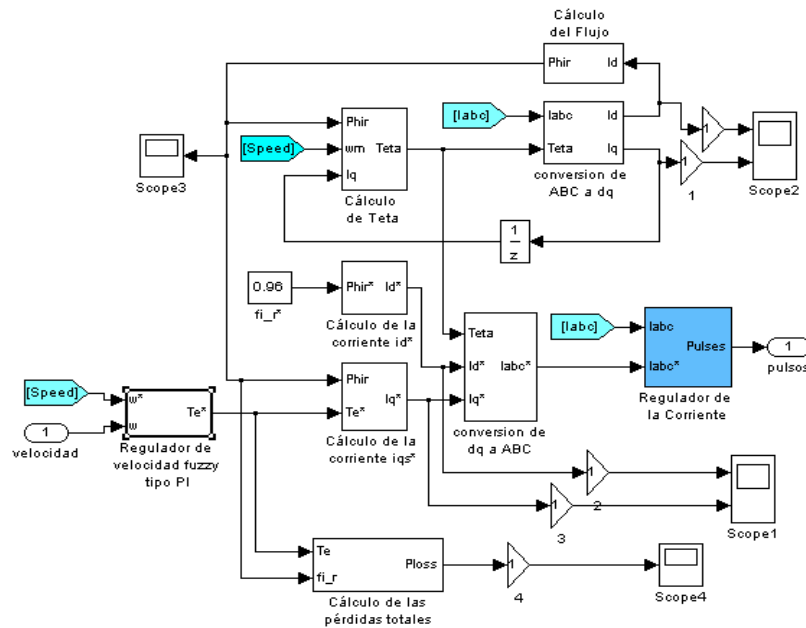


Figura 4.4: Circuito del control vectorial con el controlador difuso tipo PI de velocidad

4.4.1 Descripción del circuito

Este circuito es casi lo mismo como el que se usó para la simulación con el controlador PI convencional con la única diferencia siendo el controlador difuso tipo PI. El bloque subsistema implementa este controlador y se muestra su circuito interno en la figura 4.5. Este está configurado justo como se explica en el Capítulo 3 y como se muestra en la figura 3.3. Consiste en la determinación del error de la velocidad y de su derivada, los cuales son las dos entradas al bloque difuso donde se hace la fuzzificación, inferencia difusa y la defuzzificación. Luego en la salida, la señal es pasada por un bloque integrador y pues es acondicionado por un bloque de saturación. Esta señal es luego mandada como la entrada al bloque *Cálculo de la corriente i_{qs}* , cuya salida es una de las variables de control.

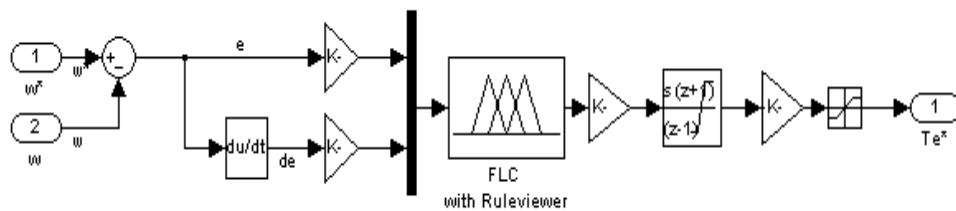


Figura 4.5: Circuito del controlador difuso tipo PI de velocidad

4.5 Simulación del sistema completo (con el controlador de velocidad difuso y el optimizador de energía difuso)

El diseño hecho del controlador difuso para la optimización de la energía por vía de la minimización de las pérdidas del conjunto variador de velocidad – motor fue realizado en Simulink/MATLAB® 7.1 también para poder verificar, por manera de simulaciones, la validez de la teoría del control óptimo utilizando la lógica difusa planteado en anteriores capítulos. El modelo del dicho controlador es incorporado al modelo del sistema variador de velocidad – motor y las pérdidas de potencia y el rendimiento general del sistema es analizado para comprobar si haya habido un mejoramiento en estos factores.

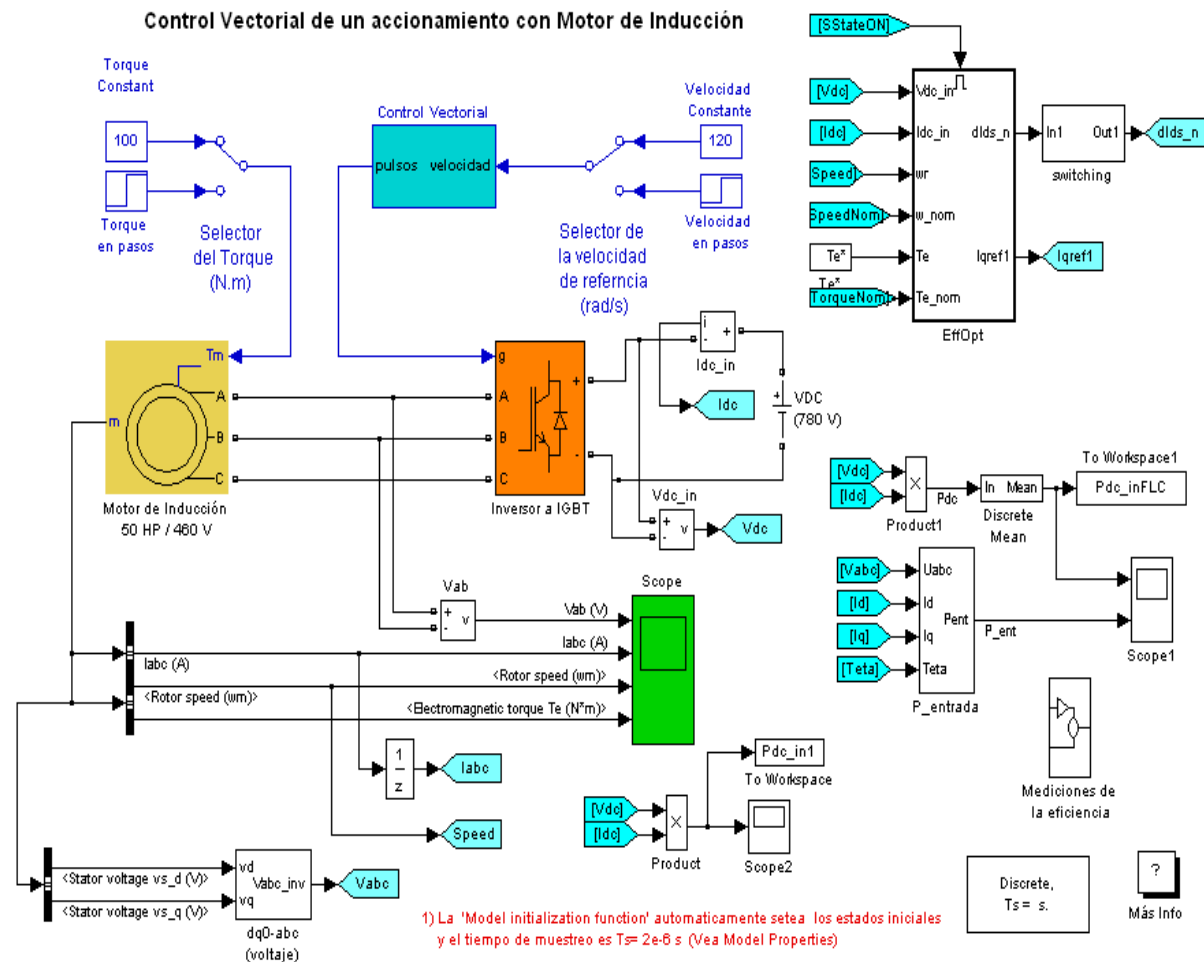


Figura 4.6: Circuito del control vectorial con el controlador difuso para la optimización de la energía incorporado

4.5.1 Descripción del circuito

Al circuito anteriormente descrito en la sección 4.3.1 para la simulación del control vectorial se le añade el regulador difuso de velocidad y ahora se incorpora el controlador difuso para la optimización de la energía. Este sistema controlador consiste de un bloque para la determinación del estado estacionario durante la operación del conjunto variador de velocidad – motor de inducción. En este se verifica si el error de la velocidad es cero o muy cercano al cero y si los dos últimos valores de la velocidad del rotor son iguales. Al cumplir estas condiciones el motor ya esta trabajando en estado estacionario y este bloque manda una señal de habilitación al bloque optimizador. La figura 4.7 muestra el circuito del bloque determinador del estado estacionario.

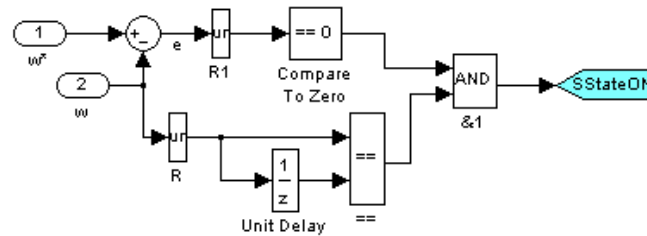


Figura 4.7: Circuito del bloque determinador del estado estacionario

El bloque de optimización consiste de seis entradas de señales y una para la señal de habilitación; entre las entradas están las señales del voltaje y la corriente del enlace CD (para poder calcular la potencia de entrada del enlace CD), señales de la velocidad de comando y de la velocidad actual y señales del torque electromagnético y del torque actual. Después de la determinación de la potencia de entrada CD se obtiene el valor anterior de la misma y luego se halla el cambio de la potencia de entrada CD; este es una de las entradas al bloque difuso del optimizador. Existe un bloque *Cálculo del factor de normalización* donde se calcula un factor de normalización que normaliza la señal del cambio de la potencia de entrada CD para que posteriormente esa pase a ser una entrada al bloque de inferencia difuso. El bloque de inferencia difuso del controlador tiene como única salida el valor del cambio de la componente del corriente Δi_{ds_n} , la cual es retroalimentada a través de un bloque de retardo para obtener Δi_{ds_a} (valor

anterior del cambio de la corriente de magnetización), y esta es la otra señal de entrada al bloque de inferencia difuso. La señal de salida del bloque difuso Δi_{ds_n} es luego normalizada con un valor según desea al operador. Este valor será el que determina la magnitud de los pasos adaptivos que toma la componente de la corriente, Δi_{ds_n} . La figura 4.8 muestra el esquema del circuito del bloque de optimización.

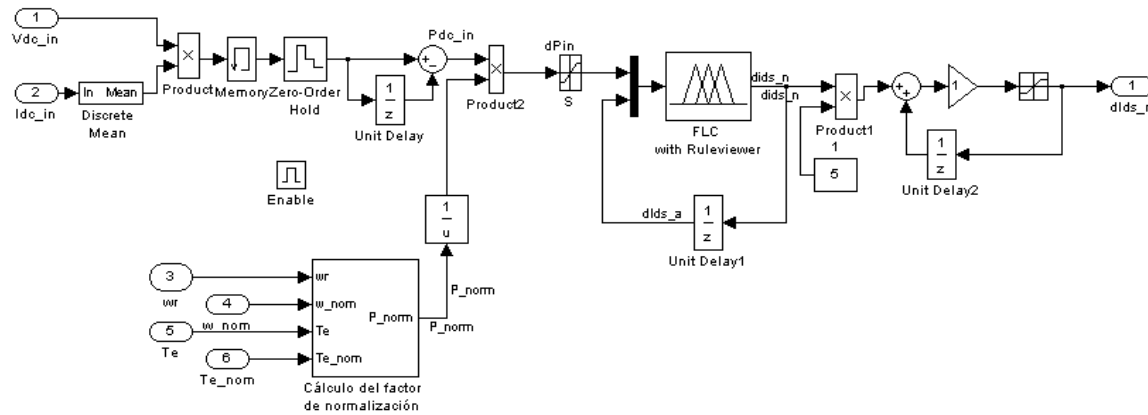


Figura 4.8: Circuito del controlador difuso para la optimización de la energía

Como parte del sistema de mediciones utilizado en las simulaciones existe el bloque de medición de la eficiencia, cuyo esquema esta mostrado en la figura 4.9. En este bloque se determina la potencia de salida del motor según la expresión $P_{salida} = M_n \cdot \omega_r$ y junto con el valor de las pérdidas totales calculadas en el bloque del control vectorial, se los usan para determinar la potencia de entrada y eficiencia del sistema.

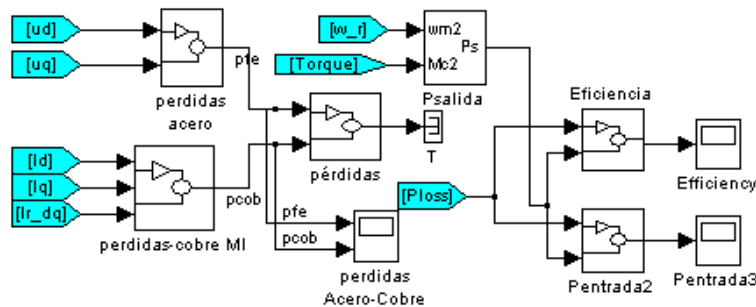


Figura 4.9: Circuito para la medición de la eficiencia del sistema

También existe un bloque de compensación del torque lo cual funciona como se explica en la sección 3.5 del capítulo 3. Este bloque esta encargado de prevenir un rizado de la velocidad y la resonancia mecánica que resulta durante la operación transitoria. Genera una corriente $i_{qs}^{* '}$ que se añade a la componente de la corriente generada por el regulador de velocidad tal que, en cualquier instante, el producto $i_{qs} \cdot \psi_{dr} (\approx T_e)$ se queda constante. Este bloque es también habilitado por el bloque de determinación del estado estacionario, es decir que entra en funcionamiento solamente en el estado estacionario cuando el optimizador esta funcionando. La figura 4.10 muestra el esquema del circuito del compensador del torque como esta en Simulink/MATLAB® 7.1.

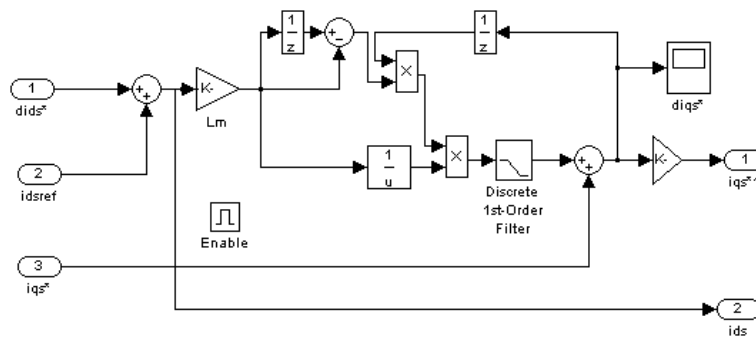


Figura 4.10: Circuito del compensador de torque

Es importante destacar el hecho de que hay varios tiempos de muestreo para los distintos componentes que integran el circuito completo de controladores difusos, el control vectorial y el motor de inducción. Los componentes que integran el controlador difuso para la optimización de la energía tienen un tiempo de muestreo de 0.2 segundos y efectúa su búsqueda cada vez que transcurre este tiempo. El regulador difuso tipo PI de velocidad tiene un tiempo de muestreo de 2E-4 segundos; también el bloque de compensación del torque tiene el mismo tiempo de muestreo. El bloque para la determinación del estado estacionario tiene un tiempo de muestreo de 0.2 segundos tal que se puede trabajo a concordancia con el bloque optimizador mientras el resto del sistema, es decir, el bloque de control vectorial y el inversor a IGBT tiene un tiempo de muestreo de 2E-5 segundos.

4.5.2 Análisis de las simulaciones

Como parte del análisis se consideró varias condiciones características del régimen de trabajo del sistema y las simulaciones correspondientes fueron realizadas. La primera consideración fue el análisis de la disminución de las pérdidas totales para varias razones de torque – velocidad con especial énfasis en las condiciones de velocidades y torques bajos (por debajo de los 60% de los valores nominales ó 0.6 p.u.), puesto que se ocurren más pérdidas en este rango como se lo ha explicado en la teoría planteada anteriormente. En estas simulaciones la velocidad se mantendrá constante a su valor inicial a lo largo del tiempo de simulación. La siguiente tabla (tabla 4.1) presenta las razones de torque – velocidad que fueron utilizadas en las simulaciones.

Torque (% del nominal)	Velocidad (% del nominal)	Torque, M (Nm)	Velocidad, ω (rads⁻¹)
60	60	118.8	107.4
50	60	99.0	107.4
40	60	79.2	107.4
30	40	59.4	71.6
20	30	39.6	35.8

Tabla 4.1: Razones de torque – velocidad para el análisis de las pérdidas totales del conjunto variador de velocidad – motor.

Los siguientes gráficos muestran los resultados obtenidos de las simulaciones a las condiciones de torque – velocidad según dice la tabla 4.1.

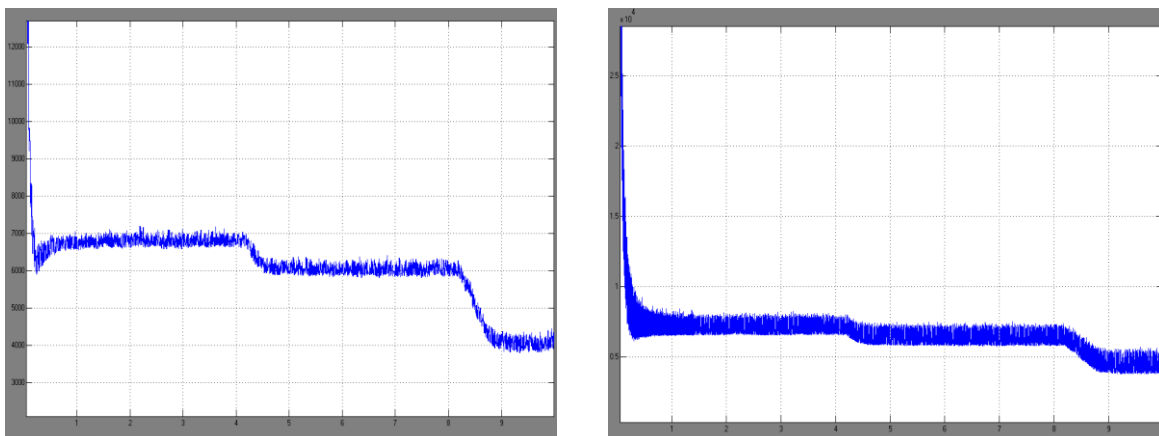


Figura 4.11: Variación de las pérdidas totales y la potencia de entrada por la acción del controlador difuso para la optimización de la energía: Torque : Velocidad = 20:30

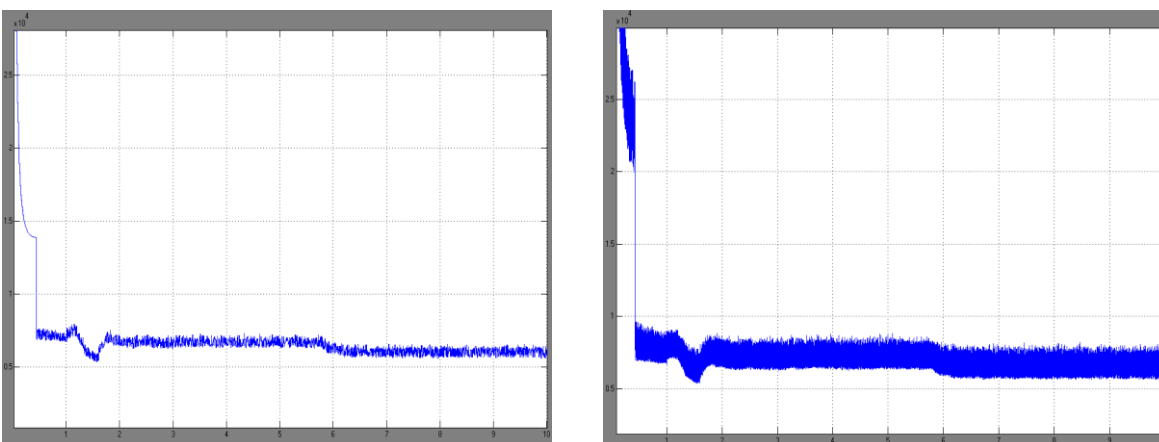


Figura 4.12: Variación de las pérdidas totales y la potencia de entrada por la acción del controlador difuso para la optimización de la energía: Torque : Velocidad = 30:40

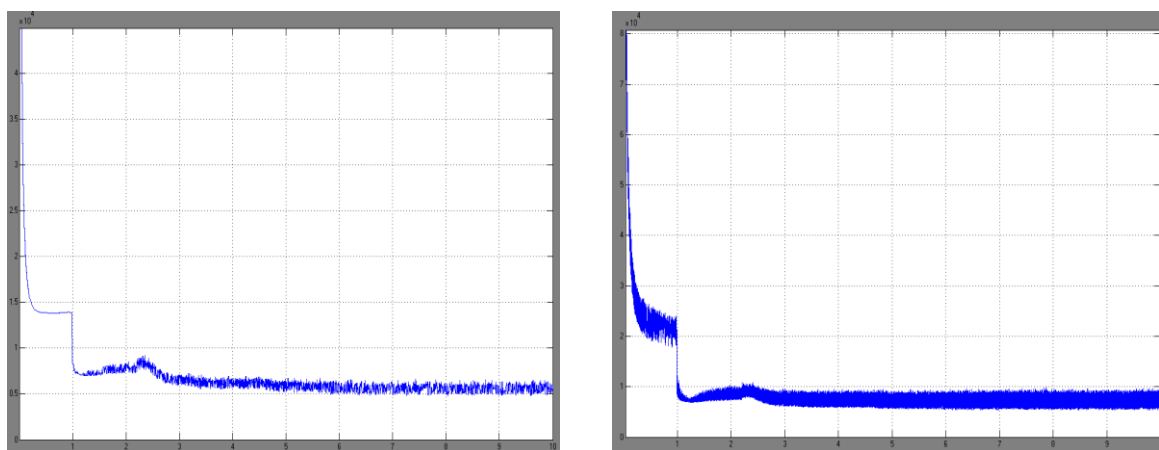


Figura 4.13: Variación de las pérdidas totales y la potencia de entrada por la acción del controlador difuso para la optimización de la energía: Torque : Velocidad = 40:60

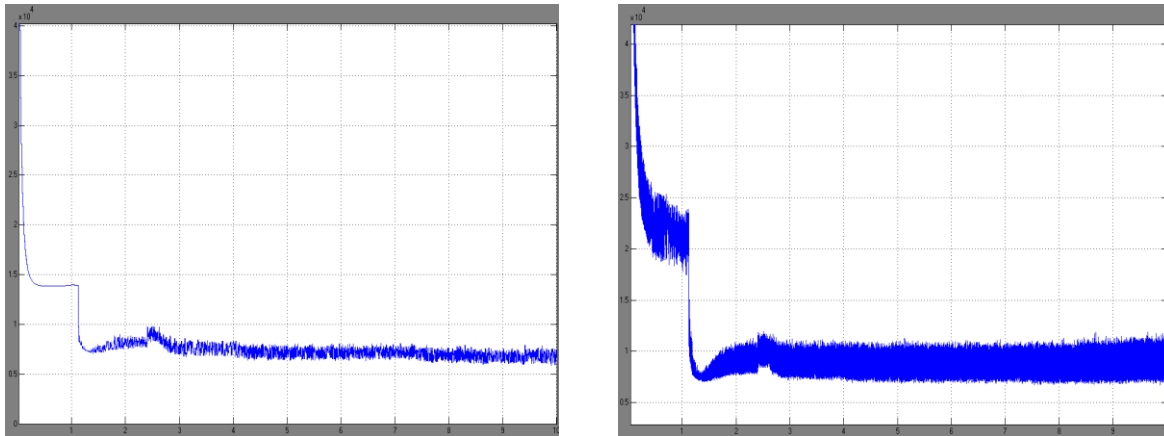


Figura 4.14: Variación de las pérdidas totales y la potencia de entrada por la acción del controlador difuso para la optimización de la energía: Torque : Velocidad = 50:60

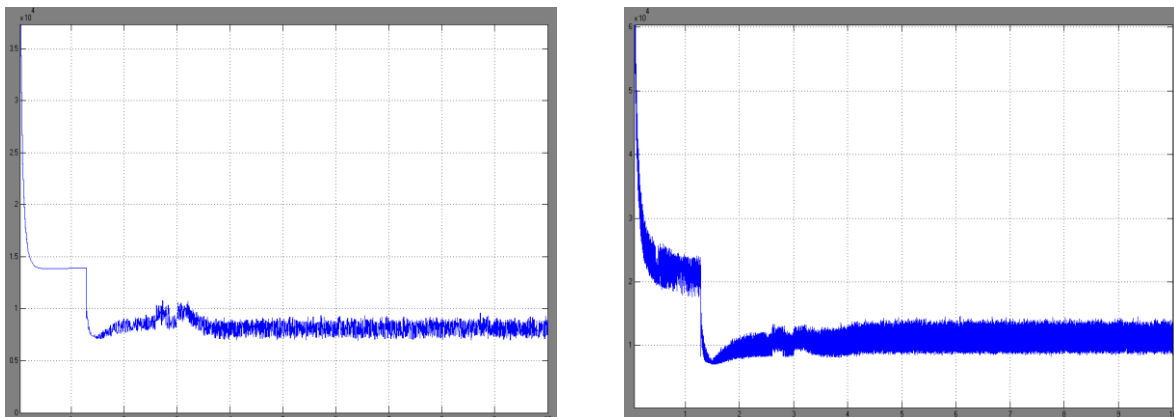


Figura 4.15: Variación de las pérdidas totales y la potencia de entrada por la acción del controlador difuso para la optimización de la energía: Torque : Velocidad = 60:60

La segunda consideración es hacer una simulación donde la velocidad va variando en pasos; en esta se analiza el comportamiento del optimizador de la energía en la disminución de las pérdidas totales para diferentes condiciones de velocidad con torque constante. La variación de la velocidad es en la siguiente manera:

ω (rads ⁻¹)	90	161	125	179
ω (p.u.)	0.5	0.9	0.7	1.0
Tiempo (s)	0	5	10	15

Tabla 4.2: Valores de las velocidades usadas en la simulación a un torque constante de 99 N.m., o 0.5 p.u.

La figura 4.16 muestra el comportamiento de las pérdidas con esas variaciones de la velocidad. Véase al Anexo 2 para los demás gráficos relacionados a esta simulación.

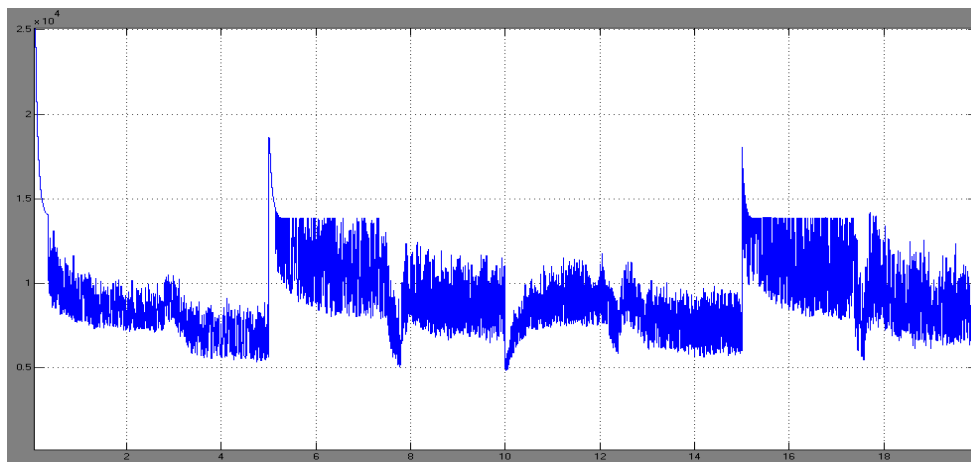


Figura 4.16: Variación de las pérdidas totales cuando se varia la velocidad a torque constante de 99 N.m., o 0.5 p.u.

La tercera y última consideración es hacer una simulación con torque variable y velocidad constante. Se presenta los resultados del análisis del comportamiento de las pérdidas totales debido a la acción del optimizador de la energía ante diferentes variaciones en el torque a velocidad constante. La tabla siguiente muestra los valores del torque usados en la simulación.

M (N.m.)	99	118.8	59.4	79.2
M (p.u.)	0.5	0.6	0.3	0.4
Tiempo (s)	0	5	10	15

Tabla 4.3: Valores del torque usadas en la simulación a velocidad constante de 125.3 rads^{-1} , o 0.7 p.u.

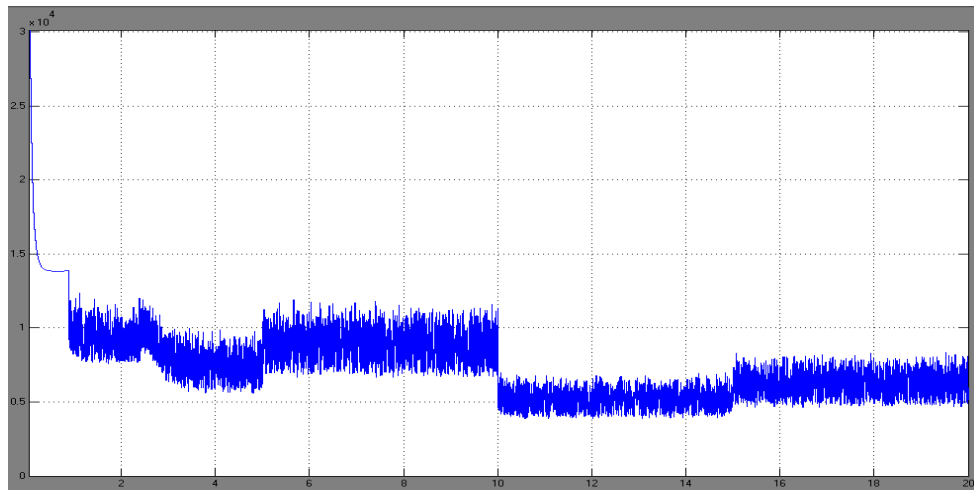


Figura 4.17: Variación de las pérdidas totales cuando se varia el torque mecánico a una velocidad constante de 125.3 rads^{-1} , o 0.7 p.u.

4.6 Comparación de los resultados de las simulaciones del sistema

Después de haber presentado los resultados de las simulaciones vale hacer una comparación de los valores obtenidos sin el controlador difuso para la optimización de la energía y con el mismo. Para hacer una presentación más clara los siguientes gráficos dan las representaciones de los datos obtenidos de ambas condiciones de simulación. Véase al Anexo 4 para el resto de los gráficos de estas comparaciones.

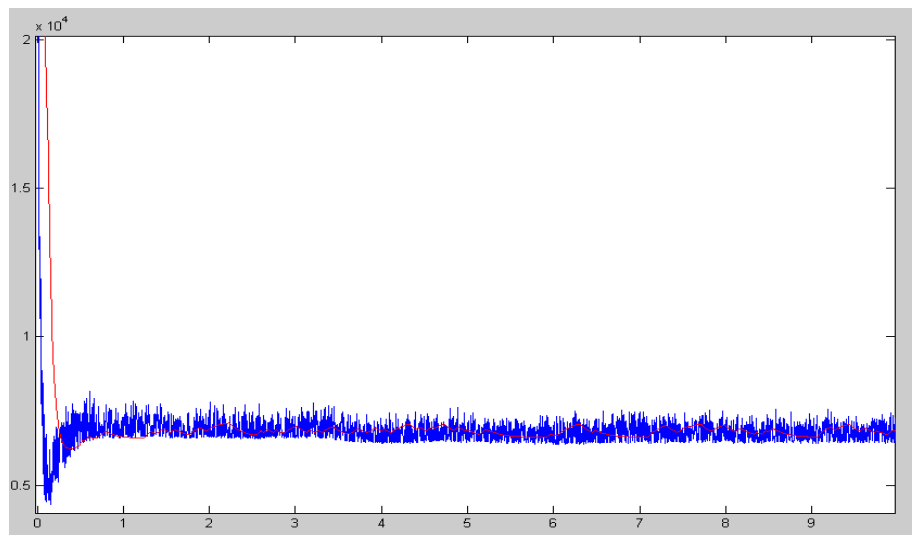


Figura 4.18: Gráfico de comparación de las pérdidas a la razón de torque – velocidad: 20:30

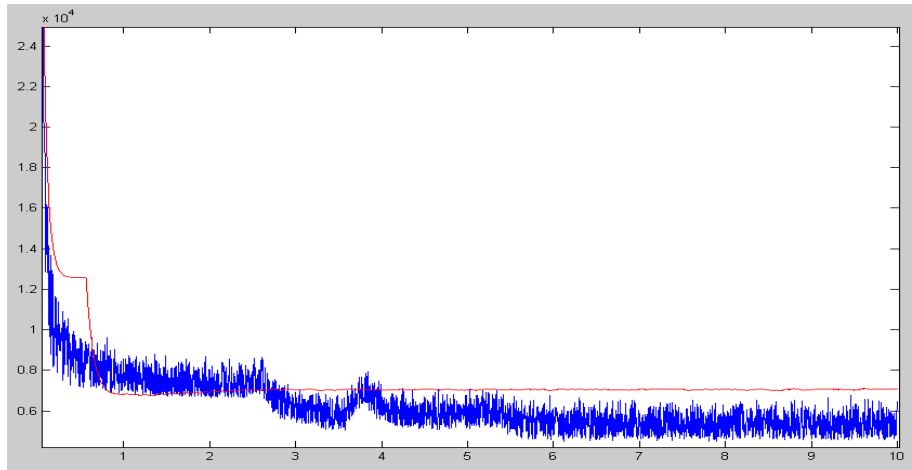


Figura 4.19: Gráfico de comparación de las pérdidas a la razón de torque – velocidad:
30:40

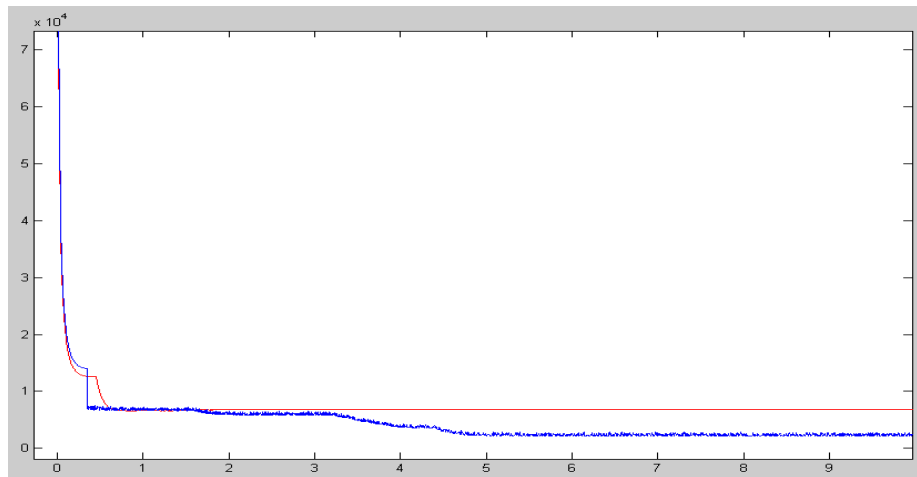


Figura 4.20: Gráfico de comparación de las pérdidas a la razón de torque – velocidad:
40:60

A continuación la tabla 4.4 da una representación de cómo son los valores numéricos de las pérdidas totales obtenidos en las distintas simulaciones.

Condición torque – velocidad (p.u.)	Control vectorial convencional	Control con el optimizador	Reducción en las pérdidas totales
0.6 – 0.6	$P_{totales} = 6.8 \text{ kW}$	$P_{totales} = 4.6 \text{ kW}$	2.2 kW
0.5 – 0.6	$P_{totales} = 6.9 \text{ kW}$	$P_{totales} = 4.5 \text{ kW}$	2.4 kW
0.4 – 0.6	$P_{totales} = 6.8 \text{ kW}$	$P_{totales} = 4.2 \text{ kW}$	2.6 kW
0.3 – 0.4	$P_{totales} = 6.5 \text{ kW}$	$P_{totales} = 5.9 \text{ kW}$	0.6 kW
0.2 – 0.3	$P_{totales} = 6.3 \text{ kW}$	$P_{totales} = 6.3 \text{ kW}$	-

Tabla 4.4: Valores numéricos de las pérdidas totales y la reducción de las mismas

Luego analizando la situación del torque constante con la variación de la velocidad se presenta el resultado gráfico de la comparación en la figura 4.18. En la misma la variación de las pérdidas totales del sistema sin el optimizador esta representada con la curva roja mientras la curva azul representa la variación de las pérdidas totales del sistema con el optimizador incorporado. Como se puede observar, en la operación del sistema con el optimizador puesto se nota la disminución de las pérdidas debido a la acción del mismo. La reducción en las pérdidas esta en el rango de los 2.2 kW, similar a la reducción obtenida en los casos de simulación cuyo resultados están mostrados en la tabla 4.4.

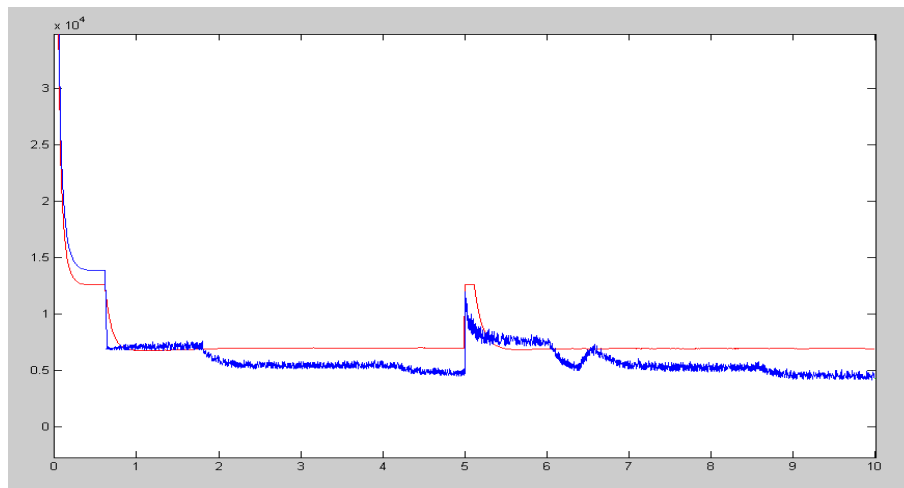


Figura 4.18: Comparación de la variación de las pérdidas de potencia del sistema analizado sin y con el controlador difuso para la optimización de la energía (sin el optimizador – rojo, con el optimizador - azul)

4.7 Conclusiones parciales

Después del desarrollo y análisis de las simulaciones del sistema, sin y con la incorporación de los componentes para la optimización de la energía a través de la disminución de las pérdidas totales en Simulink/MATLAB® 7.1, se puede concluir que:

- Las pérdidas totales del conjunto variador – motor de inducción han sido reducidas “considerablemente”. Se han mostrado el resultado de la acción del optimizador de disminuir las pérdidas totales.

- ✚ En las comparaciones con el sistema operando sin el optimizador se puede observar la diferencia notable en las pérdidas, es decir que hubo reducción de las mismas. A modo de conclusiones se puede decir los siguientes:
- ✚ Con el uso del controlador optimizador de energía, las pérdidas totales en el accionamiento eléctrico se reducen entre 9 % a 38 % para el motor analizado a diferentes razones de torque y velocidad.
- ✚ Es factible mejorar la eficiencia del conjunto convertidor – motor eléctrico con el uso del controlador difuso diseñado para las condiciones de carga en la zona de 40% a 70% según los análisis hechos, lo cual concuerda con las anteriores investigaciones semejantes que consideraron una zona de carga de entre 36% - 75%.
- ✚ El optimizador de energía opera con pasos adaptivos difusos, a partir de una función dada para condiciones de carga variable, con comando autoajustable, siguiendo la ley de la expresión (3.7) de la pagina 63:

$$P_a = a \cdot \omega_r + b$$

Capítulo 5

PROPUESTA PARA LA POSIBLE IMPLEMENTACIÓN DEL CONTROLADOR

- ✓ [Estado de arte de los chips de aplicación difusa](#)
 - ✓ [A modo de una valoración económica](#)
 - ✓ [Conclusiones parciales](#)
-

5.1 Estado de arte de los chips de aplicación difusa

La implementación de un diseño difuso con el hardware especializado es la parte más interesante en todo el proceso de diseño de un controlador. Nuevos chips y dispositivos han sido desarrollados y manufacturados en masa para la implementación de esta rama creciente de la tecnología actual. Sin embargo, la manera más simple y usual de implementar un controlador difuso es realizarlo como un programa de computación en un microprocesador de propósito general. Pero una gran cantidad de aplicaciones de control difuso requieren operación en tiempo real y están conectadas a dispositivos externos de alta velocidad; por ejemplo, el control de robots industriales, de la velocidad de automóviles y el mismo control de motores están caracterizados por severas restricciones de velocidad. La implementación de la lógica difusa por software en microprocesadores de propósito general no se puede ser considerada como una solución o diseño adecuado para estos tipos de aplicaciones. En tales casos, la

especificaciones del diseño pueden ser igualadas por microprocesadores difusos especializados. Los requisitos para la implementación del hardware normalmente son:

- desempeño o funcionamiento a alta velocidad
- baja complejidad
- alta flexibilidad

Pero estas condiciones tienden a contradecirse entre si; luego es por esta razón que es un poco difícil a escoger la manera adecuada, especialmente si se toma en cuenta otros factores tales como el costo de manufacturado (importante para un controlador de producción masiva) y costos de diseño (importante en el proceso de investigación y desarrollo del controlador).

Entre los requisitos anteriormente mencionados, baja complejidad significa que el algoritmo de procesamiento difuso, la fuzzificación y la defuzzificación tienen que ser muy simples y que ocupen la menor cantidad de memoria posible para su realización. Por el otro lado, la flexibilidad simplemente significa la habilidad del hardware de ser usado exitosamente en diferentes aplicaciones y configuraciones. En años recientes, ha habido un interés creciente en el desarrollo de hardware eficiente para controladores difusos capaces de acomodar los requisitos de las aplicaciones de tiempo real. Togai y Watanabe desarrollaron el primer chip para aplicaciones de lógica difusa en 1985. Más tarde Yamakawa desarrolló un hardware para la lógica difusa usando técnicas analógicas. Desde entonces, varios chips han sido propuestos utilizando las técnicas analógica y digital. En general, hay tres maneras de implementar la lógica difusa en hardware. La tabla siguiente resume las tres maneras junto con sus ventajas y desventajas.

Clase de hardware	Ventaja	Desventaja
Procesador digital de propósito general	Flexibilidad en la selección de su hardware y herramientas de software	Bajo rendimiento si no se usa uno muy poderoso
Procesador digital especializado	Rendimiento creciente	Creciente complejidad y costo, puesto que debe ser acoplado a un procesador estándar como anfitrión Falta de flexibilidad, puesto que se aplica solamente en una clase limitada de problemas Alto costo
Procesador analógico	Alto rendimiento Bajo costo Bajo consumo de energía	Baja precisión Falta de flexibilidad

Tabla 5.1: Comparación de las maneras de implementar un hardware de lógica difusa

Para aplicaciones similares al nuestro, es decir aplicaciones de control de la energía o de la eficiencia y de la velocidad, la literatura muestra que se ha usado los siguientes chips para la realización del objetivo:

Spiegel, Turner y otros usaron un microprocesador INTEL 87C196MC programable con el lenguaje C en su publicación [33], mientras Sousa y otros usaron un microprocesador TMS320C25 DSP de Texas Instruments, programado con lenguaje de ensamblaje en su trabajo [32]. Otros trabajos que han usado la técnica neuro – fuzzy utilizaron también el TMS320C30, el TMS320C31 y el TMS320P14, todos del Texas Instruments, con buenos resultados.

5.2 A modo de una valoración económica

Después de haber obtenido los valores de las pérdidas totales a través de las simulaciones se hizo una comparación de los valores para el sistema analizado

antes y después de la incorporación del optimizador de energía. La tabla 4.4 reúne los valores y también muestra la reducción de las pérdidas obtenida por el uso del optimizador. A continuación se analiza estas pérdidas de potencia en modo de una valoración económica para saber cuanto se puede ahorrar con la aplicación del diseño propuesto.

La pérdida de potencia total más alta ocurre con la razón de torque :
velocidad = 0.4 : 0.6 (p.u.) y este valor es de: 2.6 kW/h.

Asumiendo que el sistema convertidor – motor de inducción esta instalado en un local donde trabaja unas 12 horas diarias, pues por día se ahorra: 2.6 kW*12 horas = 31,2 kW. Asumiendo que el mismo trabaja por 24 días en un mes pues se habrá ahorrado: 31,2 kW * 24 días = 748,8 kW.

Considerando que el factor de potencia del sistema es de 0,85 pues se calcula la potencia aparente del motor, S, como:

$$S = \frac{P_{ent}}{f.p} = \frac{37,3}{0,85} = 43,88 \text{ kVA}$$

El importe de factura, MIC, esta dado por: $MIC = (0,0944 * (\text{kWh/mes}) * F_c) + 5,00 * S$
donde F_c = factor de combustible = la energía equivalente consumida en términos de combustible; esto varia mensualmente. Por ejemplo para mayo de 2009, F_c =1.6254, por lo tanto,

$$\begin{aligned} MIC &= (0.0944 * 748,8 * 1.6254) + 5 * 43.88 \\ &= 114.89 + 219.40 \\ &= 334.30 \text{ peso MN} \end{aligned}$$

Pues de la formula siguiente

$$\left[\frac{F_{P_{base}}}{F_{P_{medida}}} - 1 \right] \cdot MIC$$

donde $F_{P_{base}}$ = factor de potencia base (una referencia) = 0.90 y $F_{P_{medida}}$ = factor de potencia del sistema, entonces

$$= \left[\frac{0,90}{f.p} - 1 \right] \cdot 334,30$$

En este caso,

$$= \left[\frac{0,90}{0,85} - 1 \right] \cdot 334,30 = 19,66 \text{ pesos MN}$$

Pues la empresa del local ahorra = 334.30 + 19.66 = 353.96 pesos MN

Ahora, generalizando este cálculo para todos los valores de la tabla 4.4 se obtiene la siguiente tabla. La misma muestra los ahorros correspondientes a las reducciones de las pérdidas totales debido al uso del optimizador de energía propuesto.

Condición torque – velocidad (p.u.)	Reducción en $P_{totales}$	Ahorro de energía (peso MN*año)	Ahorro de energía (CUC*año)
0,6 – 0,6	2,2 kW	3746,71	149,87
0,5 – 0,6	2,4 kW	3844,72	153,79
0,4 – 0,6	2,6 kW	3893,56	155,74
0,3 – 0,4	0,6 kW	2936,56	117,46
0,2 – 0,3	-	-	-

Tabla 5.2: Valores numéricos de la reducción de las pérdidas y el ahorro en MN causado por las mismas

Considerando una situación más relacionado a la práctica industrial del mundo real, se analiza los posibles ahorros que se podrá obtener en el caso de los conjuntos de motores de la planta de lixiviación de la Empresa Cmdte Ernesto Che Guevara. Según anteriores estudios hechos por [Rojas Purón, 2004], la tabla 5.3 muestra los tipos de motores que se encuentran en los locales de esta planta de dicha empresa. Analizando estos motores según las mejoras que el optimizador los haría se llega a los siguientes cálculos y expresiones.

La energía ahorrada para las nuevas condiciones de trabajo del conjunto accionamiento eléctrico – motor de inducción se puede estimar con las siguientes expresiones (5.1), y (5.2).

En primer lugar, el mejoramiento de la eficiencia del conjunto convertidor – motor de inducción determinado por la energía total ahorrada por el uso del controlador difuso propuesto puede ser estimado como:

$$E_{MIahorro} = P_{MI} \left[\frac{1}{\eta_{MI1}} - \frac{1}{\eta_{MI1}} \right] h_{totales} \quad (5.1)$$

donde:

$E_{Miahorro}$ – es la energía total ahorrada en el motor eléctrico, [kWh].

P_{MI} – es la potencia del motor eléctrico, [kW].

η_{MI1} – es la eficiencia del motor eléctrico sin el controlador, [%].

η_{MI2} – es la eficiencia del motor eléctrico con el controlador, [%].

$h_{totales}$ – horas totales de operación del accionamiento, [h].

Por otro lado, el mejoramiento de la eficiencia en el variador de velocidad o Inversor Sinusoidal de Tensión (VSI a PWM) determinada por el ahorro de energía en ella, se determina como:

$$E_{vvAhorro} = N_{VSI} \left[1 - \frac{\eta_{VSI1}}{\eta_{VSI2}} \right] h_{totales} \quad (5.2)$$

donde:

N_{VSI} – es la potencia que consume el variador de velocidad en [kW], que depende de la carga del motor de inducción; se puede tomarlo como $[1.15 - 1.25] * P_{mec}$.

η_{VSI1} – es la eficiencia del variador de velocidad sin el controlador, [%].

η_{VSI2} – es la eficiencia del variador con el controlador, [%].

A modo de ejemplo, como se mencionó anteriormente, en la tabla 5.3 se brindan los datos sobre el posible ahorro que representará el uso del propuesto optimizador de energía basado en el controlador difuso en varios accionamientos con motores de inducción con potencias típicas en la planta de lixiviación de la empresa Cmdte Ernesto Che Guevara de Moa.

Potencias de motores. [kW]	η_{MI1} [%]	η_{MI2} [%]	$\Delta E_{ahorrada}$ anual del motor. [kW.h]	$\Delta E_{ahorrada}$ anual total. [kW.h]	Costo de $\Delta E_{ahorrada}$ anual total (CUC)
55	81	92	23 958 *	215 622	17 249,76
55	83	92	19 602 **	39 204	3 136,32
100	82	92	39 600 *	356 400	28 512,00
100	85	92	27 720 ***	110 880	8 870,40
160	83	93	62 679 **	125 358	10 028,64
Total			173 559	847 464	67 797,12

FUENTE: Rojas Purón, Informe Técnico, 2004.

* aplicado a nueve accionamientos eléctricos de la empresa Cmdte Ernesto Guevara, de Moa.

** aplicado a dos accionamientos eléctricos de la empresa Cmdte Pedro Sotto Alba, de Moa.

*** aplicado a cuatro accionamientos eléctricos de la empresa Cmdte Pedro Sotto Alba, de Moa.

Tabla 5.3: Ahorro de energía anual usando comandos de control difuso en 26 accionamientos de motores con bombas centrífugas en la planta de lixiviación de las empresas Cmdte. Ernesto Che Guevara de Moa y Cmdte. Pedro Sotto Alba de Moa.

5.3 Conclusiones parciales

En conclusión se puede decir que se ha tratado de dar una presentación del estado de arte de los microprocesadores difusos, además de dar una valoración económica. A modo de conclusiones se puede decir los siguientes:

- 🔧 Se pueden utilizarse para implementar el optimizador de energía los chips de Texas Instruments dedicados a la implementación de la lógica difusa y al procesamiento digital de señales (DSP), tales como los de la serie TMS320C , o los del INTEL de la serie 87C196MC, por ejemplo.
- 🔧 Con el empleo del controlador difuso en un lugar como la planta de lixiviación de la Empresa Cmdte Ernesto Che Guevara, se obtiene un ahorro de 847 464 kWh anuales que representan un ahorro de unos 67 797 CUC a la economía del país.

Conclusiones y Recomendaciones

Conclusiones

Las siguientes son las conclusiones finales al trabajo:

- ✚ Se ha propuesto el diseño de un sistema de control para la optimización de la energía de un motor de inducción con un variador de velocidad. El diseño propuesto incluye un controlador de velocidad difuso tipo PI para la regulación de la velocidad y un controlador difuso para la optimización de la energía a través de la minimización de las pérdidas totales del conjunto motor de inducción – variador de velocidad.
- ✚ El controlador difuso de velocidad diseñado tiene una arquitectura Takagi – Sugeno – Kang (TSK) teniendo como variables de entradas el error de la velocidad y su derivada y como variables de salida la componente q de la corriente del estator.
- ✚ Este controlador ajusta adaptivamente la corriente de magnetización según varía la potencia de entrada DC medida pues reduciendo las pérdidas de acero del motor y entonces causando una operación óptima del motor.
- ✚ El optimizador de energía opera en base a un controlador difuso, diseñado con una arquitectura Takagi – Sugeno –Kang (TSK), teniendo como variables de entradas el cambio de la potencia de entrada CD y el último cambio de la componente magnetizante de la corriente del estator y como variables de salida tiene el nuevo cambio de la componente magnetizante de la corriente del estator.

- ✚ Las simulaciones del sistema de control propuesto han mostrado la validez de la teoría empleada y el diseño propuesto puede ser incorporado en un variador de velocidad ya existente con el uso del hardware adecuado.
- ✚ El diseño propuesto puede ser implementado con un microprocesador de bajo costo y su operación resultará en un mejoramiento del sistema motor de inducción – variador de velocidad.
- ✚ Con el uso del optimizador de energía difuso se puede obtener un ahorro de energía de 67 797 CUC anuales, por concepto de reducción de pérdidas en el sistema de accionamiento eléctrico por control vectorial.

Recomendaciones

Los siguientes son las recomendaciones para este trabajo:

- ✚ Se recomienda la implementación final del diseño propuesto en hardware con un microprocesador DSP que incluya todos los controladores propuestos en el circuito de un variador de velocidad y la comprobación experimental del mismo.
- ✚ Se recomienda la aplicación de los controladores en un ambiente industrial para poder estudiar mejor su efecto en el mejoramiento de la eficiencia del sistema motor de inducción – variador de velocidad al cual se lo aplican.
- ✚ Se recomienda que se haga una investigación sobre la posibilidad de adaptar y aplicar el diseño de los controladores propuestos en este trabajo para accionamiento eléctricos con motores de inducción que usan el control escalar voltios / hertzios.

Bibliografía

REFERENCIA BIBLIOGRÁFICA

1. Abad, H. B. B., Varjani, A. Y. y Asghar, T.: "Using Fuzzy Controller in Induction Motor Speed Control with Constant Flux", Procedimientos de la Academia Mundial de Ciencia, Ingeniería y Tecnología, vol. 5, abril del 2005, ISSN 1307 – 6884.
2. Antoine, K.K: "Patrones cognoscitivos para el diagnóstico de las escobillas de los turbogeneradores en la Empresa Cmdte. Ernesto Che Guevara", Trabajo de Diploma, ISMM, Moa, Holguín, Cuba, 2007.
3. Babuska, R., Verbruggen, H. B. y Hellendoorn, H.: "Promising Fuzzy Modelling and Control Methodologies for Industrial Applications", Universidad de Tecnología de Delft, Holanda.
4. Blanusa, B., Matic, P. y Vukosavic, S. N.: "An improved search based algorithm for efficiency optimization in the induction motor drives", Universidad de Banja Luka, Yugoslavia, 2002.
5. Böcker, J. y Mathapati, S.: "State of the Art of Induction Motor Control", Universidad de Paderborn, Alemania.
6. Bose, B. K.: "Modern Power Electronics and AC Drives", Prentice Hall PTR, 2002.
7. Bose, B. K.: "Expert System, Fuzzy Logic, and Neural Network Applications in Power Electronics and Motion Control", Conferencia del IEEE, vol. 82, no. 8, agosto del 1994.
8. Burns, R. S.: "Advanced Control Engineering", Butterworth – Heinemann, ISBN 0 7506 5110 8, 2001.
9. Casadei, D., Profumo, F., Serra, G. y Tani, A.: "FOC and DTC: Two Viable Schemes for Induction Motors Torque Control", Transacciones del IEEE sobre la Electrónica de Potencia, vol. 17, no. 5, septiembre del 2002.

10. Costa Montiel, A. y Vilaragut Llanes, M.: “Modelos Matemáticos y Simulación del Motor de Inducción Trifásico”, CIPEL - ISPJAE, La Habana, Cuba, Febrero 2005.
11. Díaz, H., Borjas, R. y Sagárdia, A.: “Diseño y ensayo de un controlador difuso para un motor de inducción trifásico”, Revista Facultad de Ingeniería, U.T.A. (Chile), vol. 4, 1997.
12. Emadi, A.: “Energy-Efficient Electric Motors”, 3rd Edition, CRC, ISBN / ASIN: 0824757351, 2004.
13. Filippich, M.: “Digital Control of a Three Phase Induction Motor”, Tesis de grado de Ingeniero Eléctrico, Universidad de Queensland, Australia, Octubre 2002.
14. Henderson, D. S.: “Variable Speed Electric Drives – Characteristics and Applications”, Universidad Napier, Reino Unido.
15. Kaburlasos, V. G.: “Novel Fuzzy System Modelling for Automatic Control Applications”, 4^{ta} Conferencia Internacional sobre Tecnología y Automatización, Thessaloniki, Greece, October 2002.
16. Karris, S. T.: “Introduction to Simulink with Engineering Applications”, ISBN 978-0-9744239-8-2, Orchard Publications, 2006.
17. Kioskeridis, I. y Margaris, N.: “Loss Minimization in Induction Motor Adjustable Speed Drives”, Transacciones del IEEE sobre la Electrónica de Potencia, vol. 43, no. 1, febrero del 1996.
18. Kioskeridis, I. y Margaris, N.: “Loss Minimization in Scalar-Controlled Induction Motor Drives with Search Controllers”, Transacciones del IEEE sobre la Electrónica de Potencia, vol. 11, no. 2, marzo del 1996.
19. Kumar, S., Singh, B. y Chatterjee, J. K.: “Fuzzy Logic Based Speed Controller for Vector Controlled Cage Induction Motor”, Instituto de Tecnología de la India, Nueva Delhi, India.
20. Math Works Inc.: “MATLAB Fuzzy Logic Toolbox User’s Guide”. Math Works Inc. 1998.
21. McPherson, G. y Laramore, R. D.: “An Introduction to Electrical Machines and Transformers”, 2da edición, La Habana, 1988.

22. Mohan, N., Undeland, T.M y Robbins, W. P.: "Power Electronics: Converter Applications and Design", Tomo I, "Motor Drive Applications", Tomo II, 2da edición, John Wiley & Sons, Nueva York, 2002.
23. Moreno Eguilaz, J. M., Cipolla Ficarra, M., da Costa Branco, P. J. y Peracaula, J.: "Fuzzy logic based improvements in efficiency optimization of induction motor drives", Universidad Politécnica de Catalunya, Barcelona, España.
24. Mudi, R. K. y Pal, N. R.: "A Robust Self-Tuning Scheme for PI- and PD-Type Fuzzy Controllers", Transacciones del IEEE sobre la Lógica Fuzzy, vol. 7, no. 1, febrero del 1999.
25. Oros, R. C., Forte, G. O. y Canali, L.: "Scalar Speed Control of a d-q Induction Motor Model Using Fuzzy Logic Controller", Universidad Tecnológica Nacional, Cordoba, Argentina, 2004.
26. Rashid, M. H.: "Power Electronics Handbook", Academic Press, ISBN 0 12 581650 2, 2001.
27. Reznik, L.: "Fuzzy Controllers", Newnes Publishers, ISBN 0 7506 3429 4, 1993.
28. Rojas Purón, L.D., Guzmán del Río, D. y Morera, M.: "Mejoramiento de eficiencia en accionamiento de bomba centrífuga por control de pérdidas usando lógica difusa", XI Reunión de Trabajo en Procesamiento de la Información y Control, septiembre del 2005.
29. Rojas Purón, L. D.: "Accionamiento eléctrico asincrónico para transporte eficiente de pulpa laterítica", Tesis doctoral, ISPJAE, La Habana, Cuba, 2006.
30. Romero Rueda, I.: "Conferencias de Máquinas Eléctricas III: Conferencia #5: Momentos de rotación y potencias del motor de inducción", Dpto. Ing. Eléctrica, ISMM, Moa, Cuba, 2002.
31. Sánchez Parra, M. y Bahamaca Fernández, L. J.: "Realización de controladores lógicos difusos para el control de procesos en tiempo real: Especificación y Diseño", IIE – UCI, México.

32. Sousa, G. C. D., Bose, B. K. y Cleland, J. G.: “Fuzzy Logic Based On-Line Efficiency Optimization of an Indirect Vector Controlled Induction Motor Drive”, Transacciones del IEEE sobre la Electrónica Industrial, vol. 42, no. 2, abril del 1995.
33. Spiegel, R. J., Turner, M. W. y McCormick, V. E.: “Fuzzy – Logic – Based Controllers for Efficiency Optimization of Inverter – Fed Induction Motor Drives”, Agencia de Protección del Medioambiente, EE.UU, Mayo 1999.
34. Ta, C. M. y Hori, Y.: “Convergence Improvement of Efficiency-Optimization Control of Induction Motor Drives”, Transacciones del IEEE sobre Aplicaciones Industriales, vol. 37, no. 6, noviembre / diciembre del 2001.
35. Takagi, T., Sugeno, M.: “Application of fuzzy algorithms for control of simple dynamic plant”, IEEE Proceedings, vol. 12, Diciembre 1974, pp 1585-1588.
36. Turner, M. W., McCormick, V. E. y Cleland, J. G.: “Efficiency Optimization Control of AC Induction Motors: Initial Laboratory Results”, Agencia de Protección del Medioambiente, EE.UU, Mayo 1999.
37. Vaez – Zadeh, S. y Hendi, F.: “A continuous efficiency optimization controller for induction motor drives”, Energy Conversion and Management vol. 46 (2005) 701–713.

REFERENCIA EN INTERNET

1. ABB: “Direct Torque Control – the world’s most advanced AC drive technology”, Guía técnica no. 1. <http://www.abb.fi/vsd/index.htm>
2. Junco, S.: “Dinámica y Control de Motores Eléctricos”, Curso para Graduados, Universidad Nacional de Rosario, Argentina, <http://www.eie.fceia.unr.edu.ar/~curmot/>
3. <http://www.dissertation.com/library/112113xa.htm> , 2000.
4. Mertens, E.: “Drives”, Power Quality & Utilization Guide, Section 7: Energy Efficiency, Laborelec, <http://www.leonardo-energy.org> , February 2007.

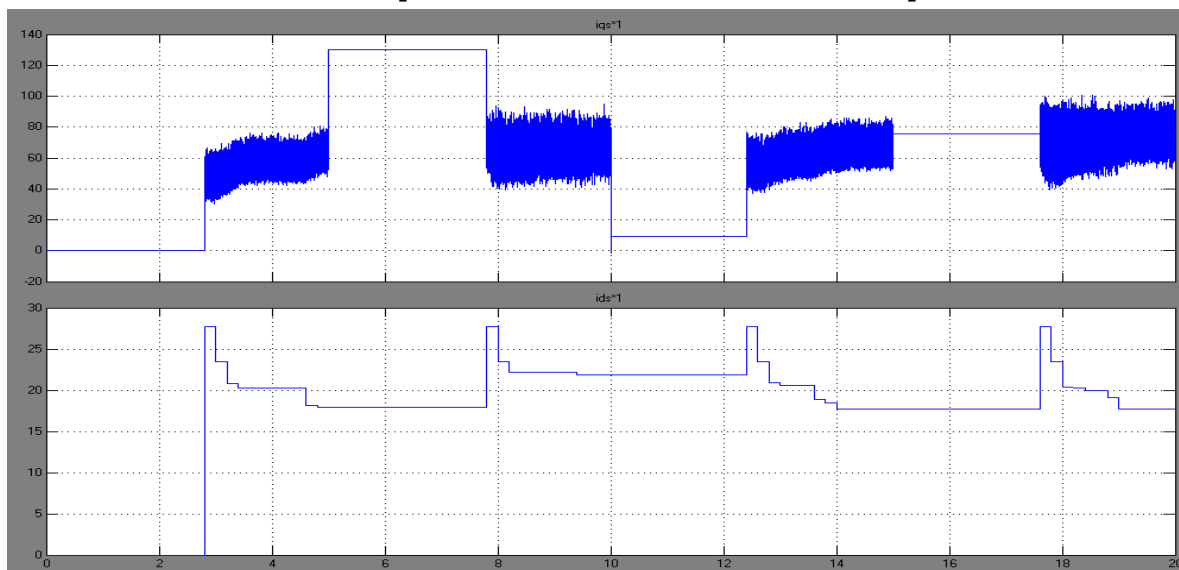
Anexos

Anexo 1: Datos del motor de inducción

Potencia nominal	50 hp = 37.3 kW
Tensión de línea	460 V
Frecuencia	60 Hz
Resistencia del rotor	0.228 Ω
Inductancia del rotor	0.8e-3 H
Resistencia del estator	0.087 Ω
Inductancia del estator	0.8e-3 H
Inductancia mutua	34.7e-3 H
Pares de polos	2
Inercia	1.662 kg.m ²
Factor de fricción	0,1 N.m.s
Tipo de rotor	Jaula de ardilla

Tabla de los datos del motor de inducción objeto de estudio.

Anexo 2: Gráficos de la variación de algunos parámetros cuando se varía la velocidad a torque constante de 99 N.m., o 0.5 p.u.



Variación de las componentes de corriente Δi_{qs} (gráfico de arriba) y Δi_{ds} .

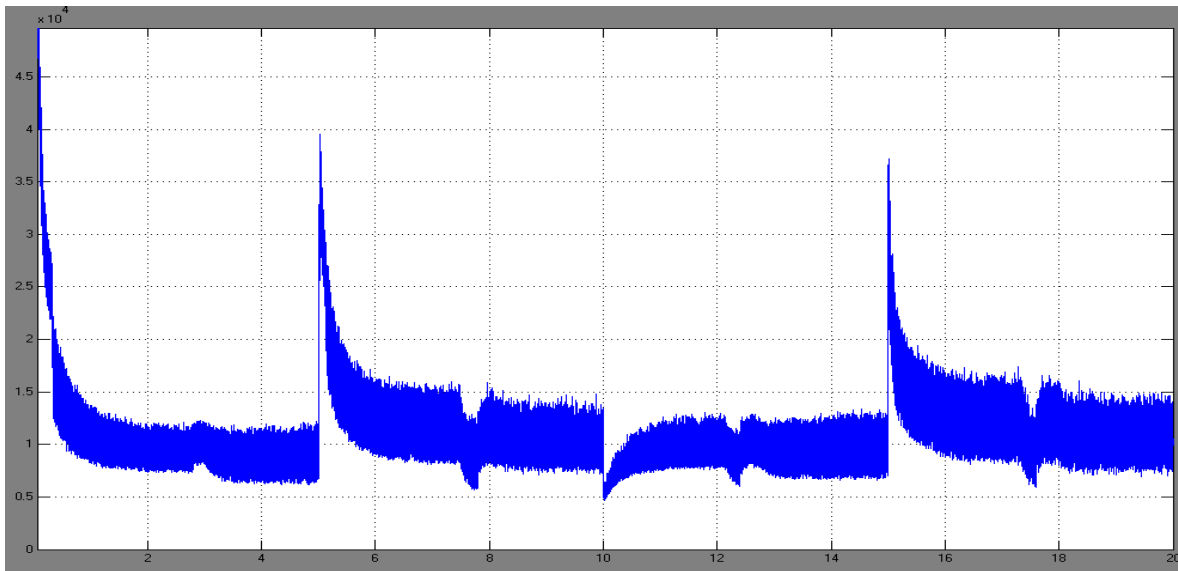


Gráfico de la potencia de entrada con la variación de la velocidad a torque constante de 99 N.m. o 0,5 p.u.

Anexo 3: Gráficos de la variación de algunos parámetros cuando se varía el torque a velocidad constante de 125.2 rads^{-1} , o 0.7 p.u.

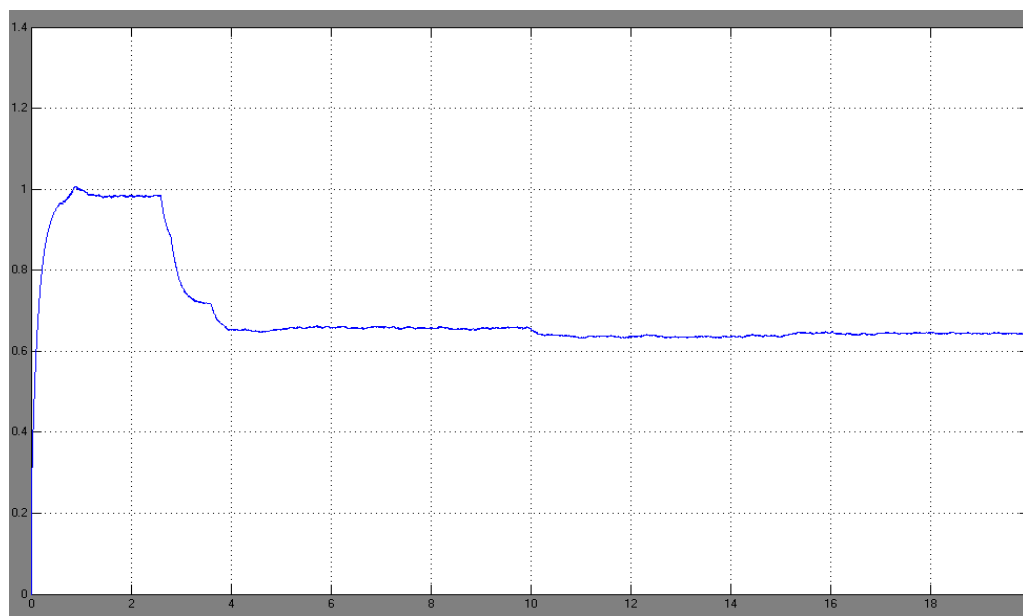
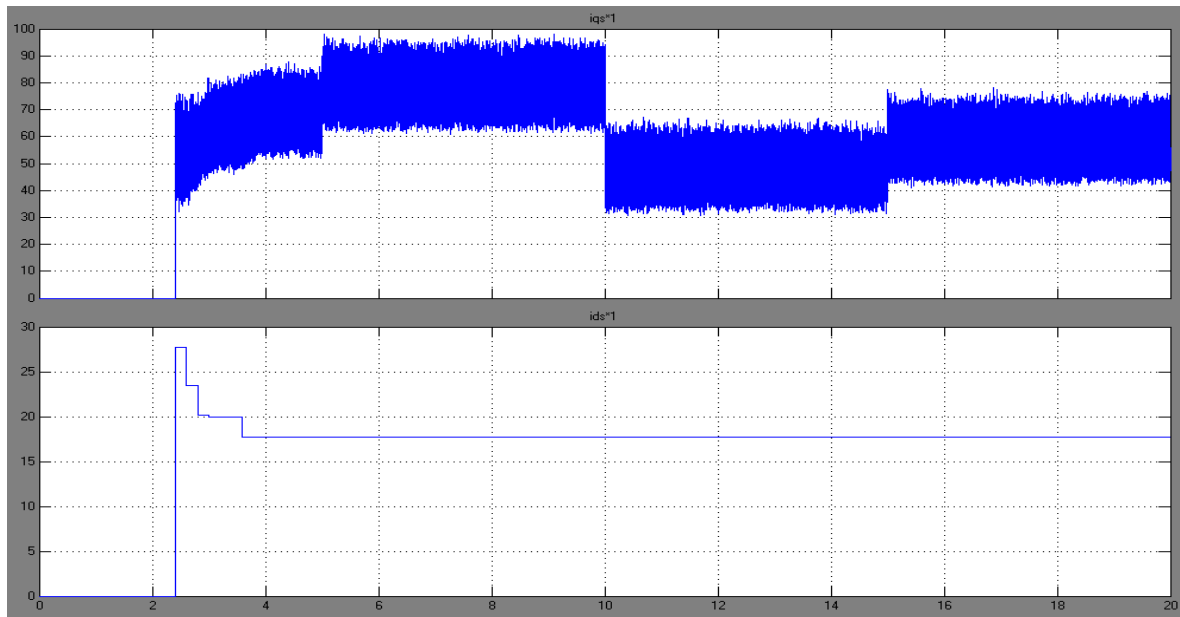


Gráfico de la variación del flujo del rotor con variación del torque a velocidad constante de 125.3 rads^{-1} .



Variación de las componentes de corriente Δi_{qs} (gráfico de arriba) y Δi_{ds} .

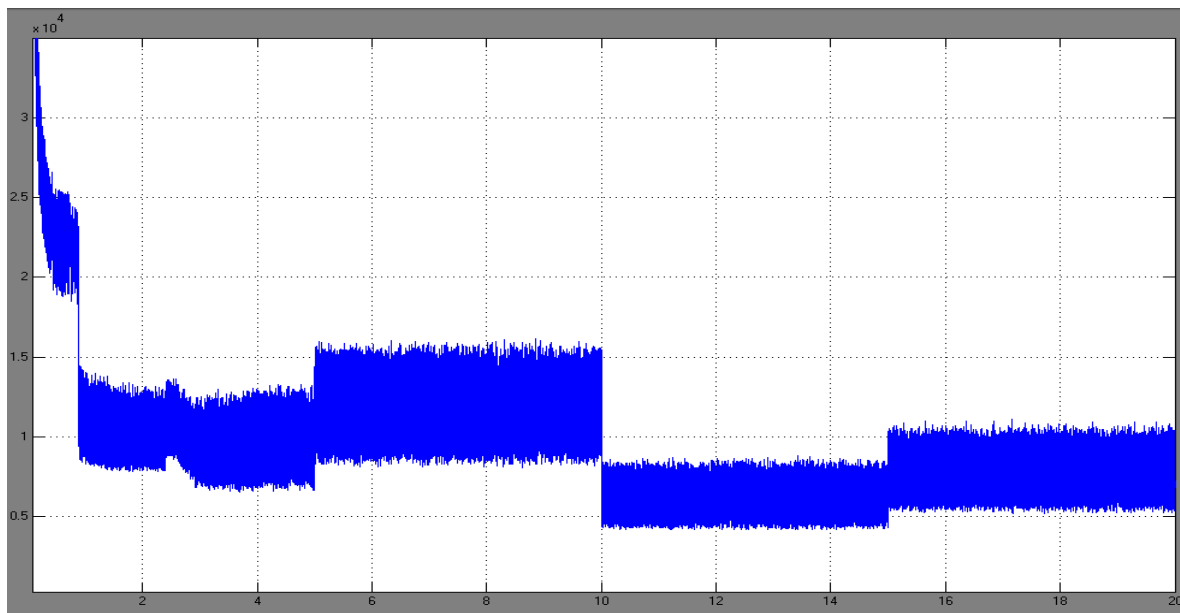


Gráfico de la potencia de entrada con la variación del torque a la velocidad constante de $125,3 \text{ rads}^{-1}$.

Anexo 4: Gráfico de comparación de las pérdidas a diferentes razón de torque – velocidad.

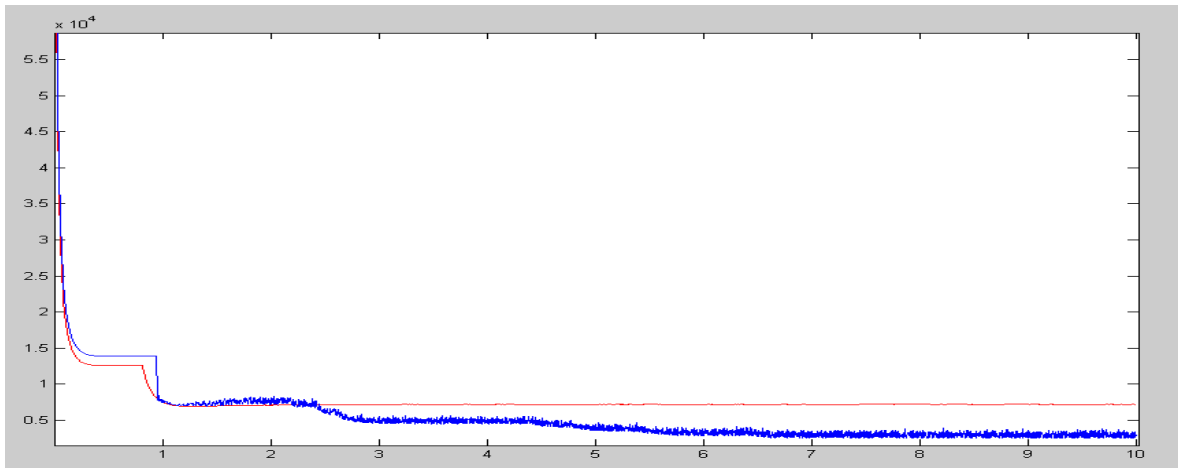
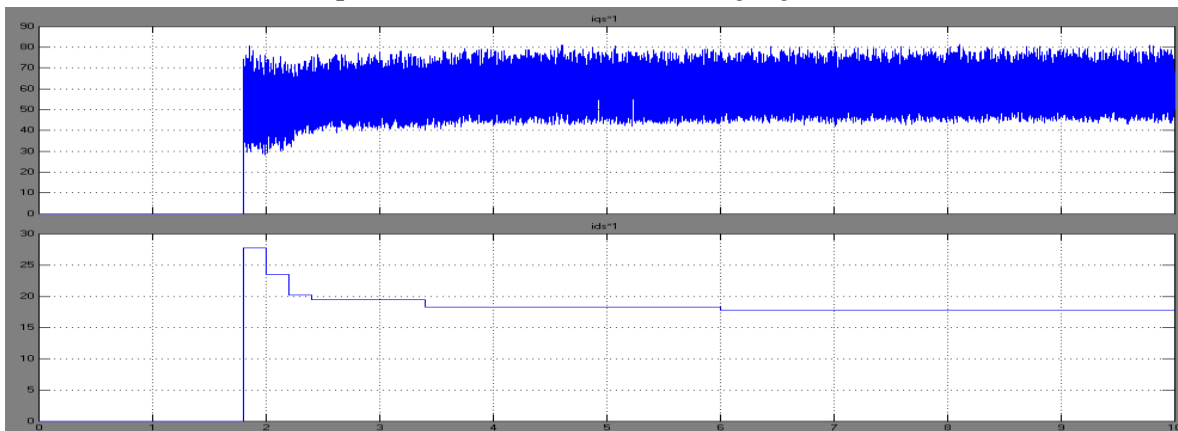
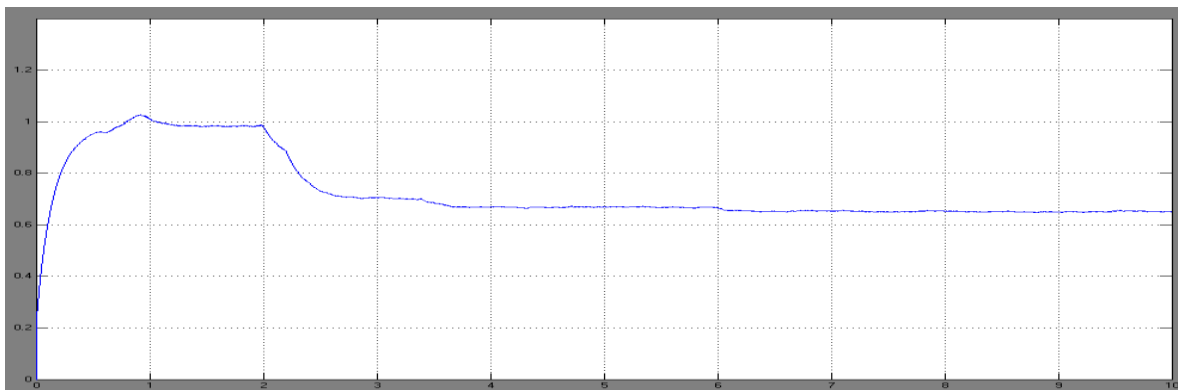


Gráfico de comparación de las pérdidas a la razón de torque – velocidad: 50:60.

Anexo 5: Gráficos que muestran la variación de las componentes de la corriente con correspondiente variación del flujo del rotor.



Variación típica de las componentes de la corriente Δi_{qs} (gráfico de arriba) y Δi_{ds} .



Variación correspondiente del flujo del rotor.

Anexo 6: Datos del efecto global del mejoramiento de la eficiencia de los motores de inducción

Crecimiento global de la eficiencia de los accionamientos de motores de inducción	Costo aproximado de la energía ahorrada (basado en un promedio de \$0,05 por kWh)	Cantidad aproximada de CO ₂ no liberado a la atmosfera
0,1%	\$600 millón	10 millones de toneladas
0,5%	\$3 billón	50 millones de toneladas
1,0%	\$6 billón	100 millones de toneladas

Emadi, A.: Energy – Efficient Electric Motors, 3rd edition.

Efecto global del mejoramiento de la eficiencia de los motores de inducción