



**TECNOLÓGICO
DE MONTERREY.**

INSTITUTO TECNOLÓGICO Y DE ESTUDIOS SUPERIORES DE MONTERREY

CAMPUS CIUDAD DE MÉXICO

División de Ingeniería y Arquitectura

Departamento de Mecatrónica

Proyectos de Ingeniería Mecatrónica II

MR00038.1

Carla Acosta Hernández



Claudia Guerrero Noval



Eduardo Caire Hernández



Diego García Jaime Rojas



**“Monitoreo y Control de un Motor de Inducción de Jaula de Ardilla utilizando
LabVIEW”**

Asesores:

Dr. Pedro Ponce Cruz

Dr. Ricardo Fernández del Busto

Profesor:

Dr. Jorge Eduardo Brieva R.



**TECNOLÓGICO
DE MONTERREY.**

BIBLIOTECA

Campus Ciudad de México

México D.F. Mayo 2007

“Monitoreo y Control de un Motor de Inducción de Jaula de Ardilla utilizando LabVIEW”

1. INTRODUCCIÓN

1.1 Definición de la problemática

El control de motores de inducción es uno de los temas más estudiados en la actualidad. Debido a su complejidad, se han desarrollado diferentes técnicas de control como el vectorial orientado al campo magnético, escalar de la velocidad voltaje/frecuencia y el control directo del par. Es importante destacar que a pesar de las ventajas que presentan todas estas técnicas, aún muestran desventajas que impiden el eficiente y óptimo desempeño del mismo.

Inicialmente, para la realización de este trabajo se evaluó la técnica conocida como control directo del par la cual permite el control desacoplado del flujo del estator y del par electromagnético del motor de inducción¹. La utilización del DTC en el control de motores de inducción es limitada por algunas insuficiencias que presenta el método original, el cual fue propuesto por Depenbrock y Takahashi, por lo que su utilización industrial no se ha extendido como otras técnicas basadas en control vectorial.

Los principales problemas del DTC son la variación de la frecuencia de conmutación del inversor fuente de voltaje, que genera un incremento de las pérdidas en los semiconductores de potencia y una distorsión del flujo del estator durante el cambio de sector en la trayectoria del vector flujo del estator en el plano complejo estacionario (D-Q).

Ahora bien, en este trabajo se evalúa un esquema basado en una técnica de modulación del ancho del pulso con vectores espaciales (SVPWM por sus siglas en inglés “Space Vector Modulation”) y un controlador difuso tipo Mamdani. Este nuevo esquema de DTC busca mantener una frecuencia de conmutación constante en el inversor para reducir el rizado en el flujo y en las corrientes del estator.

Para llevar a cabo la evaluación del esquema de control, en este proyecto se plantea el diseño y la implementación de un banco de pruebas que tenga como finalidad evaluar las características del motor de inducción como la resistencia, inductancias, y los cambios de parámetros en función de la temperatura a través del tiempo y su desempeño dinámico.

1.2 Objetivos generales

- Construir un banco de pruebas para el monitoreo y control de motores de inducción de 20hp @ 1755rpm.
- Construir un panel de adquisición de datos que permita el monitoreo de las señales de interés del motor.
- Evaluar a través de simulación una técnica de modulación de ancho de pulso con vectores espaciales (SVPWM) controlada por Lógica Difusa en Matlab para su implementación en LabVIEW.
- Publicación de un artículo en la IEEE (Instituto de Ingenieros en Electricidad y Electrónica) relacionado al tema estudiado en este proyecto.

1.3 Objetivos particulares

- Mantener la frecuencia de conmutación constante de los semiconductores de 20 kHz en el inversor fuente de voltaje.
- Implementar el esquema de control en un DSP y monitorear el comportamiento del motor a través de una tarjeta de adquisición de datos.
- Desarrollar un sistema de control difuso y PWM con vectores espaciales utilizando LabVIEW para un motor de inducción al que se le aplique una carga variable.

1.4 Alcances

- Evaluación de un DTC con base en un esquema de modulación de ancho de pulso por vectores espaciales y un algoritmo de lógica difusa en Matlab.

- Diseño del DTC controlado por vectores espaciales y lógica difusa en LabVIEW.
- Implementación del esquema de control en el DSP de National Instruments Speedy33.
- Construcción de un panel de adquisición de datos para el motor de Lorenzo en LabVIEW.
- Diseño y construcción de un banco de pruebas.

1.5 Justificación

La creciente necesidad en aplicaciones industriales de accionamientos de velocidad variable con altos desempeños en su operación, ha motivado el desarrollo de nuevas estrategias de control. Dentro de estas estrategias, el DTC de motores de inducción es el último desarrollo de los accionamientos eléctricos de velocidad variable.

Anteriormente, se mencionaron algunas de las desventajas del DTC, las cuales están relacionadas con la frecuencia de conmutación variable en el inversor y la distorsión de flujo. En el presente trabajo se evalúa un esquema de DTC con modulación de vectores espaciales controlado por lógica difusa, debido a que presenta reducción en la complejidad de su algoritmo, porque no requiere de transformación de coordenadas, no emplea lazos de control de corriente y voltaje, además de tener una mínima sensibilidad a la variación de parámetros. El DTC es una técnica que permite un control de velocidad con desacople entre el flujo del estator y el par electromagnético, sin la necesidad de un sensor de velocidad. Esta técnica es conocida como "sensorless". Por lo tanto, adicionando las ventajas del DTC y los algoritmos propuestos para reducir la distorsión del flujo del estator y la frecuencia de conmutación variable, justifican la realización plena del desarrollo del sistema de control.

La construcción de un banco de pruebas capaz de soportar las fuerzas mecánicas no equilibradas y los momentos generados por el motor para evaluar el desempeño del esquema de control en un sistema real.

LabVIEW es una herramienta de diseño en aplicaciones industriales para el control y monitoreo de motores de inducción. Por lo que se decidió utilizarle para implementar el esquema de control, evaluarlo y validar su desempeño.

2. ESTADO DEL ARTE

En sus inicios los controles de máquinas eléctricas, encuentran enfocado todo su desarrollo al accionamiento de motores de corriente directa para sistemas de velocidad variable. Estos controles, de excitación independiente, surgieron gracias a los requerimientos de la industria que durante casi cinco décadas demandó una mayor eficiencia por parte de los motores de corriente directa.

El motor de corriente directa requiere un mantenimiento constante, es más pesado y tiene una eficiencia pobre. Esto sin recordar que el costo de este tipo de motores es mucho más elevado que el de máquinas de otro tipo, lo que genera costos mucho mayores, razón por la cual el sector industrial se vio obligado a buscar una solución de control viable para poder hacer uso de motores de inducción dentro de los procesos productivos de la época.

Se han analizado varios métodos, esto tratando de encontrar un control óptimo para los motores de inducción y así asemejar su desempeño con el de una máquina de corriente directa. Entre ellos destacan:

- El control escalar de la velocidad voltaje/frecuencia.
- El control vectorial orientado al campo magnético.
- Control directo del par (DTC, por sus siglas en inglés "Direct Torque Control") convencional.
- Control directo del par mediante un sistema neuro difuso.

Todos estos sistemas de control nos han acercado cada vez más al objetivo inicial, mejorar el desempeño de la máquina. Y a pesar de que aún encontramos desventajas en estos sistemas, existen ya un gran número de investigaciones encaminadas al desarrollo de nuevas tecnologías que eventualmente entregarán mejores soluciones a dicha problemática.

Muchas de estas investigaciones han comenzado ya a dar resultados, algunas de las cuales presentamos a continuación. Por ser éstas de gran importancia y servir como base para el desarrollo de nuestro proyecto.

Artículo: Vehículo Eléctrico Con Control Difuso

Francisco José Garcés, Darío Arturo Díez Ángel. César Augusto Quintero Vallejo.

Grupo investigación Automática y Diseño A+D. Universidad Pontificia Bolivariana. Circular 1#. 70-01, Medellín Colombia, 2002.

Este proyecto plantea el diseño y la implementación de un sistema de control electrónico para un vehículo eléctrico, específicamente lo referente a un inversor estático de bajo voltaje controlado mediante modulación por vector de espacio, para generar las señales de potencia requeridas por el motor; el sistema de control de la unidad basado en un algoritmo por lógica difusa y la visualización de las variables más importantes, para una futura aplicación en el transporte de personas discapacitadas, dándoles de esta manera la posibilidad de ser más independientes y de reintegrarse a la sociedad.

Artículo IEEE: Modelo de controlador para motor CD basado en lógica difusa de planta inversa

Pedro Ponce, Rodrigo Blancas, Christian Tena, Manuel Rara.

Instituto Tecnológico y de Estudios Superiores de Monterrey-CCM.

Departamento de Ingeniería Eléctrica y Eléctrica, México, DF, 2004.

En este trabajo se presenta la manera de eficientar un controlador para motor de corriente directa utilizando lógica difusa de planta inversa en conjunto con redes neuronales (ANFIS). Se generó un modelo de simulación de sistema de control por medio de lógica difusa para el modelo de planta, así como para planta inversa. Se programó la planta inversa en un microcontrolador y se sustituyó el modelo de la planta por un motor real de corriente directa. Se probó un prototipo de control de velocidad a lazo abierto y los resultados fueron validados mediante experimentación.

Artículo IEEE: Control vectorial usando controladores ANFIS con Modulación Vectorial Espacial

Pedro Ponce, Joel Morantes Aquino, Mayra Reyes Elizondo.

Instituto Tecnológico y de Estudios Superiores de Monterrey, Campus Ciudad de México.

Instituto Politécnico Nacional Escuela Superior de Ingeniería Mecánica y Eléctrica, México, 2004.

La variación de velocidad de los motores de inducción tiene muchas aplicaciones industriales. En este artículo se muestran una aplicación de ANFIS con control vectorial utilizando una referencia estacionaria con un marco de trabajo de vectores espaciales con modulación del ancho de pulso (PWM). La simulación fue hecha con MATLAB utilizando el editor ANFIS.

Artículo IEEE: Mejoramiento de la Respuesta de un Sistema de Emulación Activa de Carga Mediante el uso de un Sistema de Inferencia Difuso

J. Viola, M. Strefezza y J. Restrepo.

Departamento de Electrónica y Circuitos de la Universidad Simón Bolívar, Caracas, Venezuela. Venezuela, 2005.

El trabajo presenta la mejora de la respuesta de un sistema de emulación activa de carga mediante el uso de un sistema de inferencia difuso (SID). Este controlador complementa la acción del controlador PI diseñado originalmente, el cual se encarga de controlar la corriente de inducido de la máquina CC y por lo tanto el par eléctrico que ésta presenta. Con esta modificación se logra mejorar la respuesta del sistema a cambios muy rápidos en la referencia de par, sin afectar el funcionamiento del controlador PI en el resto de las zonas de trabajo del sistema.

Tesis: Controlador de Lógica Difusa basado en modulación vectorial espacial para controladores de motores de inducción.

Pedro Ponce, Juan C. Ramírez.

Escuela Superior de ingeniería Mecánica y Eléctrica. Sección de Estudios de Posgrado e Investigación. Mexico, 2003.

En este trabajo se presenta un nuevo control directo de torque (DTC), el cual reduce la onda de flujo del estator y mantiene una frecuencia cambiante como constante usando modulación vectorial espacial basándose en un controlador de lógica difusa. Los resultados son comparados con diferentes técnicas como sectores cambiantes de variables que dependen de la posición del flujo del estator. Por medio de

usar el ángulo de posición de flujo calculado del estator, en lugar de usar el real definido por el DTC convencional, se validó la propuesta del trabajo.

La siguiente tabla muestra las ventajas y desventajas de los diferentes tipos de control que se han desarrollado.

	Tipo de Control	Desventajas	Ventajas
Máquinas de CD	Velocidad variable con excitación independiente	Mayor mantenimiento, costos altos de operación y control.	Buena respuesta dinámica, control de velocidad sencillo.
Máquinas de inducción	Escarlar de la velocidad voltaje/frecuencia	Exactitud limitada en el control de la velocidad. Respuesta dinámica pobre en el control del par y la velocidad. Compensación de la caída de voltaje en el estator a bajas velocidades.	Flujo máximo en el entrehierro.
	Vectorial orientado al campo magnético (ejes de referencia rotatorio)	Complejidad de los esquemas en los métodos directos e indirectos. Sensibilidad a la variación de los parámetros de la máquina. Requerimiento de una técnica de PWM.	Desacoplamiento del flujo y el par electromagnético.
	Control Directo del Par (DTC) convencional	Distorsión en el flujo y la corriente del estator, debido al cambio de sectores en el plano D-Q. Frecuencia de conmutación variable en el inversor que provoca un aumento de pérdidas. Modificación de la frecuencia de deslizamiento. No permite un estado de error cero.	Simplificación del control por el manejo de controladores de histéresis. PWM por tabla de selección. Mejor respuesta dinámica. Eliminación de sensores de velocidad en la flecha del motor.
	DTC neuro difuso	Empleo de sensores.	Minimiza las pulsaciones en el par electromagnético.

Tabla 2a. Ventajas y desventajas de diferentes técnicas de control de un motor de inducción

3. MARCO TEÓRICO

3.1 Motores de inducción

El motor asíncrono trifásico está formado por un rotor y un estator en el que se encuentran las bobinas inductoras. Estas bobinas son trifásicas y están desfasadas entre sí 120° eléctricos. Cuando por estas bobinas circula un sistema de corrientes trifásicas, se induce un campo magnético rotatorio que envuelve al rotor.

El rotor puede ser de dos tipos, de jaula de ardilla o bobinado. En cualquiera de los dos casos, el campo magnético giratorio producido por las bobinas inductoras del estator genera una corriente inducida en el rotor. Como esta corriente inducida se encuentra en el seno de un campo magnético, aparecen en el rotor un par de fuerzas que lo ponen en movimiento.

El campo magnético giratorio gira a una velocidad denominada de sincronismo. Sin embargo, el rotor gira más despacio, a una velocidad parecida a la de sincronismo. El hecho de que el rotor gire más despacio que el campo magnético originado por el estator, se debe a que si el rotor girase a la velocidad de sincronismo, esto es, a la misma velocidad que el campo magnético giratorio, el campo magnético dejaría de ser variable con respecto al rotor, con lo que no aparecería ninguna corriente inducida en el rotor, y por consiguiente no aparecería un par de fuerzas que lo impulsaran a moverse.

3.1.1 Factor de potencia

Denominamos factor de potencia al cociente entre la potencia activa y la potencia aparente, que es coincidente con el coseno del ángulo entre la tensión y la corriente cuando la forma de onda es sinusoidal pura.

De acuerdo con el triángulo de potencias se puede definir el factor de potencia (ecuación 3.1.1.a):

$$f.d.p. = \frac{v_{rms} i_{1rms}}{v_{rms} i_{rms}} \cos(\phi_1)$$

Ecuación 3.1.1.a Factor de Potencia

Simplificando la ecuación 3.1.1.a obtenemos la siguiente ecuación que define al factor de potencia:

$$f.d.p. = \frac{i_{1rms}}{i_{rms}} \cos(\phi_1)$$

Ecuación 3.1.1.b Factor de Potencia (simplificado)

Su valor depende de las características del propio circuito, y es un parámetro importante en instalaciones con una importante demanda de potencia eléctrica. De acuerdo con su definición, el factor de potencia es adimensional y solamente puede tomar valores entre 0 y 1. En un circuito resistivo puro recorrido por una corriente alterna, la intensidad y la tensión están en fase ($\phi=0$), esto es, cambian de polaridad en el mismo instante en cada ciclo, siendo por lo tanto el factor de potencia la unidad. Por otro lado, en un circuito reactivo puro, la intensidad y la tensión están en cuadratura ($\phi=90^\circ$) siendo nulo el valor del f.d.p.

En la práctica los circuitos no pueden ser puramente resistivos ni reactivos, porque se observan desfases, más o menos significativos, entre las formas de onda de la corriente y el voltaje. De esta forma, si el f.d.p. está cercano a la unidad, se dirá que es un circuito fuertemente resistivo por lo que su f.d.p. es alto; mientras que si está cercano a cero que es fuertemente reactivo y su f.d.p. es bajo. Cuando el circuito sea de carácter inductivo, caso más común, se hablará de un f.d.p. en retraso, mientras que se dice en adelanto cuando lo es de carácter capacitivo.

Es aconsejable que en una instalación eléctrica el factor de potencia sea alto y algunas empresas de servicio electroenergético exigen valores de 0.8 o más. Es también, el nombre dado a la relación de la potencia activa usada en un circuito, expresada en vatios o kilovatios (kW), a la potencia aparente que se obtiene de las líneas de alimentación, expresada en voltio-amperios o kilovoltio-amperios (kVA).

Las cargas industriales en su naturaleza eléctrica son de carácter reactivo a causa de la presencia principalmente de equipos de refrigeración, motores, etc. Este carácter reactivo obliga que junto al consumo de potencia activa (kW) se sume el de una potencia llamada reactiva (kVAR), las cuales en su conjunto determinan el comportamiento operacional de dichos equipos y motores. Todas estas cargas industriales necesitan de corrientes reactivas para su operación.

El hecho de que exista un bajo factor de potencia produce los siguientes inconvenientes:

- Provoca daños por efecto de sobrecargas saturándolas.
- Aumentan las pérdidas por recalentamiento.
- Aumenta la potencia aparente entregada por el transformador para igualar la potencia activa utilizada.
- Además, produce alteraciones en las regulaciones de la calidad técnica del suministro (variaciones de tensión), con lo cual empeora el rendimiento y funcionamiento de los aparatos eléctricos.

Uno de los problemas derivados de los armónicos es que el factor de potencia baja. Esto se puede traducir en pérdidas económicas por exceso de consumo y en bajo desempeño del motor.

3.1.2 Distorsión Armónica

La distorsión total armónica, es una medida de la similitud entre la forma de onda y su componente fundamental. Las máquinas eléctricas como los motores y generadores están expuestas a operar bajo condiciones no ideales. Estas condiciones implican las armónicas las cuales tienen un efecto considerable sobre la operación de las mismas.

El efecto de las armónicas y desbalances en el sistema sobre los motores, se presenta principalmente en el calentamiento del mismo provocando pérdidas en el núcleo (debido a la 3ra armónica), además de

que provoca pares de sentido contrario al par principal (efecto de la 5ta y 7ma armónica) provocando pares pulsantes, los cuales llevan al motor a una degradación rápida del mismo.

Al incrementarse la corriente efectiva (*RMS*) se incrementa el contenido de armónicos, entonces las pérdidas se verán incrementadas de igual manera como se puede ver en la siguiente ecuación:

$$P = RI_{RMS}^2 = R * (I_{1RMS}^2 + I_{2RMS}^2 + I_{3RMS}^2 + \dots + I_{iRMS}^2)$$

Ecuación 3.1.2.a

Donde I_{iRMS} es la magnitud de la *i*-ésima armónica.

La distorsión total armónica no presenta el nivel de armónicos de cada uno de sus componentes y está definida por la ecuación 3.1.2.b. Para conocer la cantidad y la distorsión armónica que queda en una forma de onda particular después de que las armónicas de esa onda fueron sujetas a una atenuación de segundo orden se conoce como Factor de Distorsión. Y se define por la ecuación 3.1.2.c.

$$THD = \frac{1}{V_1} \left[\sum_{n=2,3,\dots}^x V_n^2 \right]^{1/2}$$

Ecuación 3.1.2.b

$$DF = \frac{1}{V_1} \left[\left(\sum_{n=2,3,\dots}^x \left(\frac{V_n}{n^2} \right)^2 \right) \right]^{1/2}$$

Ecuación 3.1.2.c

Donde *n* determina el armónico con respecto al cual se calcula el factor de distorsión.

3.2 Control Difuso

En este apartado se explica la aplicación de la Lógica Difusa a un sistema de control. Esta simple idea nació en un artículo de Lofti Zadeh publicado en 1965 y titulado "Fuzzy Sets" (Conjuntos Difusos). La lógica difusa permite representar de forma matemática conceptos o conjuntos imprecisos, tales como

días fríos, meses calurosos, personas altas, salarios bajos, guisos con mucho condimento, profesores poco valorados.

En la lógica clásica una proposición sólo admite dos valores: verdadero o falso. Por ello se dice que la lógica usual es bivalente o binaria. Existen otras lógicas que admiten además un tercer valor posible, conocida como lógica trivaluada; e incluso múltiples valores de verdad, la lógica multivaluada.

La lógica aristotélica sirve para explicar ciertos fenómenos y problemas, aunque la gran mayoría de ellos enmarcados en el mundo teórico de la matemática. Por el contrario, la lógica difusa puede usarse para explicar el mundo en el que vivimos, puesto que sigue el comportamiento humano de razonar, sacando conclusiones a partir de hechos observados.

La lógica difusa es una lógica multivaluada, que se caracteriza por querer cuantificar esta incertidumbre: Si P es una proposición, se le puede asociar un número $v(P)$ en el intervalo $[0,1]$ tal que:

Si $v(P) = 0$, P es falso.

Si $v(P) = 1$, P es verdadero.

La veracidad de P aumenta con $v(P)$.

La lógica difusa se adapta mejor al mundo real en el que vivimos, e incluso puede comprender y funcionar con nuestras expresiones, del tipo "hace mucho calor", "no es muy alto", "el ritmo del corazón está un poco acelerado", etc. La clave de esta adaptación al lenguaje, se basa en comprender los cuantificadores de nuestro lenguaje (en los ejemplos de arriba "mucho", "muy" y "un poco"). En la teoría de conjuntos difusos se definen también las operaciones de unión, intersección, diferencia, negación o complemento, y otras operaciones sobre conjuntos, en los que se basa esta lógica.

Para cada conjunto difuso, existe asociada una función de pertenencia para sus elementos, que indican en qué medida el elemento forma parte de ese conjunto difuso. Las formas de las funciones de

pertenencia más típicas son trapezoidales, triangulares y curvas tipo Gauss. La evaluación se basa en reglas heurísticas de la forma SI (antecedente) ENTONCES (consecuente), donde el antecedente y el consecuente son también conjuntos difusos.

Los métodos de inferencia para esta base de reglas deben ser simples, veloces y eficaces. Los resultados de dichos métodos son una superficie que se define como el objetivo final, fruto de un conjunto de curvas que se intersecan en algunos puntos específicos entre sí, donde cada área de la curva es resultado de una regla de inferencia. Para elegir una salida concreta a partir de las premisas difusas o reglas de inferencia, el método más utilizado es el de Centroide. En este método la salida final es el centro de gravedad del área total resultante. Las reglas de las que dispone el motor de inferencia de un sistema difuso pueden ser formuladas por expertos, o bien aprendidas por el propio sistema.

En el control difuso, la salida final puede actuar sobre el entorno físico o puede ser utilizado en procesamiento de señales y no interactuar con el medio físico. Los valores de las nuevas entradas o variables lingüísticas, provenientes del entorno físico, modificado por la salida del sistema de control, son tomados por sensores del sistema.

La lógica difusa se utiliza cuando la complejidad del proceso en cuestión es muy alta y no existen modelos matemáticos precisos, para procesos altamente no lineales y cuando se envuelven definiciones y conocimiento no estrictamente definido (impreciso o subjetivo). En cambio, no es una buena idea usarla cuando algún modelo matemático ya soluciona eficientemente el problema, cuando los problemas son lineales.

3.2.1 Control Difuso tipo Mamdaniⁱⁱ

El control difuso tipo Mamdani propone dividir al sistema en cuestión en tres partes: fuzzificación, inferencia y defuzzificación, y utiliza como inferencia el método generalmente llamado Min-Max. Este tipo de inferencia es la manera para entrelazar las variables lingüísticas de entrada con las de salida utilizando solamente las funciones MIN (valores de pertenencia mínimos) y MAX (valores de pertenencia máximos). Este método de inferencia se define por elegir a partir de un mínimo de antecedentes, el máximo de consecuencias para generar la mejor respuesta del sistema.

3.2.1.1 Fuzzificación

La fuzzificación es la etapa inicial del controlador difuso. La idea principal consiste en la transformación de las variables controladas entregadas por sensores del proceso en variables del tipo lingüísticas que conforman las particiones definidas en el universo de discurso, nombre con que se conoce al rango de variación de las variables de tipo determinísticas. Como resultado de la fuzzificación se obtienen valores de pertenencia de los conjuntos difusos para los valores medidos de variación del universo de discurso.

3.2.1.2 Reglas difusas (inferencia)

Las reglas difusas agrupan toda la lógica de inferencia difusa del controlador. Tiene la función de decidir cuál es el valor de la salida del controlador en función de la información contenida en la base de datos y las entradas del controlador.

La forma y el número de las curvas de las funciones de membresía son generalmente entre tres y siete grupos difusos para cada variable de forma triangular o Gaussiana.

La base de reglas contiene la información necesaria para el funcionamiento de cualquier sistema difuso, se considera como la experiencia de un experto mediante reglas lingüísticas de control.

El establecimiento de las reglas difusas puede realizarse directamente, mediante la interrogación de un experto ó mediante el tratamiento numérico de datos. Estas reglas son necesarias para el funcionamiento de cualquier controlador lógico difuso.

3.2.1.3 Defuzzificación

La defuzzificación es, de una manera, como una acción contraria a la primera etapa fuzzificación, consiste en convertir una acción de control difusa en otra que puede ser aplicada directamente al proceso. Como resultado de las etapas anteriores se obtienen las acciones necesarias para el control de alguna variable en particular. El objetivo de la defuzzificación es la transformación de las acciones de control de tipo difuso a acciones de control de tipo cuantitativo o determinístico, que permitan un adecuado funcionamiento del los actuadores del sistema bajo control, que, evidentemente, forman parte del mundo real y no del universo difuso.

Este bloque incluye los elementos necesarios para convertir los valores difusos o grados de pertenencia en valores discretos dispuestos a regular directamente el sistema.

Existen muchos métodos que se utilizan para la defuzzificación, una de ellas se consigue a través de la función Centro de Área (por sus siglas en inglés, "Center of Area"). La cual está definida por la siguiente expresión:

$$Y = \frac{\sum_{i=1}^N \omega_i x_i}{\sum_{i=1}^N \omega_i}$$

Ecuación 3.2.1.3.a. Centro de Área

Por otra parte tenemos el método Mín-Max (por sus siglas en inglés, "Mean of Maximum") que consiste en calcular la salida del sistema conservando el valor que corresponde a un grado de pertenencia elevado. En caso de tener más de un valor, se calcula el valor medio.

El primer método COA se utiliza muy a menudo en las aplicaciones de control porque el valor de la salida es el mejor valor compromiso entre los resultados inferidos. Mientras que el segundo método Mín-Max tiene como ventaja en las aplicaciones de reconocimiento de patrones y clasificación de objetos.

3.3 Control Vectorial

3.3.1 PWM

La modulación por ancho de pulso (PWM) controla el voltaje promedio de salida en un periodo lo suficientemente pequeño, llamado período de conmutación, mediante la producción de pulsos de ciclo de trabajo variable.

Una onda triangular de alta frecuencia, llamada portadora, es comparada con una señal senoidal que representa la salida deseada y denominada señal de referencia. En el momento en el que la portadora es menor que la referencia, un comparador produce una salida en alto que, si es llevada a una rama de transistores de un inversor, activa el transistor superior y desactiva el inferior por medio de una compuerta negadora. En el caso opuesto, cuando la portadora sea mayor que la referencia, la salida del comparador será una señal en bajo, desactivando el transistor superior y activando el inferior.

De manera que la magnitud de la componente fundamental varía linealmente con la fracción:

$$m_{\text{triangular}} = \frac{\text{Magnitud}_{\text{referencia}}}{\text{Magnitud}_{\text{portadora}}}$$

Ecuación 3.3.1.a $m_{\text{triangular}}$

Por lo tanto es posible producir un voltaje senoidal, cuya magnitud y frecuencia dependen de la variación de la magnitud y frecuencia de la señal de referencia respectivamente. Sin embargo, el voltaje de fase máximo posible alcanzado con este método es la mitad del voltaje de alimentación V_{dc} del puente inversor dado que $m_{\text{triangular}}$ no puede ser superior a la unidad.

Para lograr el control de un motor trifásico se necesitarían tres dispositivos que generasen tres señales PWM defasadas 120 grados para formar cada una de las fases. El método de PWM puede resultar ventajoso desde el punto de vista operacional, ya que es fácil de construir y requiere poca capacidad de cálculo si se ha de implementar con un sistema microcontrolado, pero tiene desventajas como la elevada distorsión armónica y el hecho de que no es posible utilizar completamente la capacidad de la fuente del inversor, produciendo voltajes de Línea-Línea de aproximadamente el 86% del voltaje de D.C.

3.3.2 Modulación "Seis Pasos"

El esquema del DTC tiene diversos problemas, como la distorsión en el flujo y la corriente del estator, causado por el cambio de sectores en el plano D-Q, una frecuencia de conmutación variable en el inversor, que provoca aumento en las pérdidas.

Para controlar de manera óptima el flujo del estator y el par electromagnético de un motor de inducción en un esquema de DTC, se alimenta el motor con un inversor fuente de voltaje (VSI, por su nombre en inglés "Voltage Source Inverter"), a través de la selección del modo de encendido-apagado de las ramas del inversor.

En un DTC convencional, esta selección se realiza para restringir los errores de flujo y par dentro de unas bandas de histéresis para obtener una respuesta rápida del par, a una baja frecuencia de conmutación del VSI y pocas pérdidas debido a los armónicos. Para el desarrollo de un DTC convencional es importante destacar lo siguiente:

En una máquina de inducción trifásica balanceada, el par electromagnético es proporcional al producto cruz del vector espacial del flujo del estator y el vector espacial de la corriente del estator.

$$T_e = \frac{3}{2} P(\overline{\psi}_s \overline{x}i_s)$$

Ecuación 3.3.2.a. Par electromagnética

$\overline{\psi}_s$ = Vector espacial del flujo en el estator.

\overline{i}_s = Vector espacial de la corriente en el estator.

El flujo del estator esta dado por:

$$\overline{\psi}_s = L_s \overline{i}_s + L_m \overline{i}_R'$$

Ecuación 3.3.2b. Flujo del estator

El flujo del rotor esta dado por:

$$\overline{\psi}_R' = L_R \overline{i}_R' + L_m \overline{i}_s$$

Ecuación 3.3.2c. Flujo del rotor

Las magnitudes del rotor están expresadas en un marco de referencia estacionario.

De las dos ecuaciones anteriores podemos obtener la siguiente ecuación:

$$\overline{i}_s = \frac{\overline{\psi}_s}{L_s} - \frac{L_m}{L_R L_s} \overline{\psi}_R'$$

Ecuación 3.3.2d. Corriente del estator

Para obtener el par electromagnético, sustituimos la ecuación (3.3.2d) en la (3.3.2a):

$$Te = \frac{3}{2} P \frac{L_m}{L_S L_R} \overline{\psi}_R' \times \overline{\psi}_s = \frac{3}{2} P \frac{L_m}{L_S L_R} |\overline{\psi}_R'| |\overline{\psi}_s| \text{sen}(\rho_S - \rho_R)$$

$$Te = \frac{3}{2} P \frac{L_m}{L_S L_R} |\overline{\psi}_R'| |\overline{\psi}_s| \text{sen}\gamma$$

Ecuación 3.3.2e. Par electromagnético

ρ_S = Ángulo entre el vector espacial flujo del estator y el eje sD.

ρ_R = Ángulo entre el vector espacial flujo del rotor y el eje sD.

γ = Ángulo entre el vector espacial del flujo del estator y el vector espacial de flujo del rotor.

La constante de tiempo del rotor de una máquina de inducción jaula de ardilla estándar es grande, así los cambios en el flujo del rotor son muy lentos comparados con respecto a los del flujo del estator, por lo tanto el flujo del rotor se puede asumir constante, por lo que $|\psi_S|$ y $|\psi_R|$ son constantes, de la ecuación (3.3.2e) se observa que el par electromagnético puede cambiar rápidamente, si se cambia el ángulo entre el vector espacial del flujo del estator y el vector espacial de flujo del rotor. Por lo tanto el γ se puede cambiar seleccionando el vector espacial de voltaje del estator, generado por el VSI.

El inversor se tienen 8 posibles estados de encendido-apagado, los cuales se muestran en la figura 3.3.2a y en la tabla 3.3.2a. Se utiliza una representación booleana para designar a uno (1) como activo y cero (0) como inactivo.

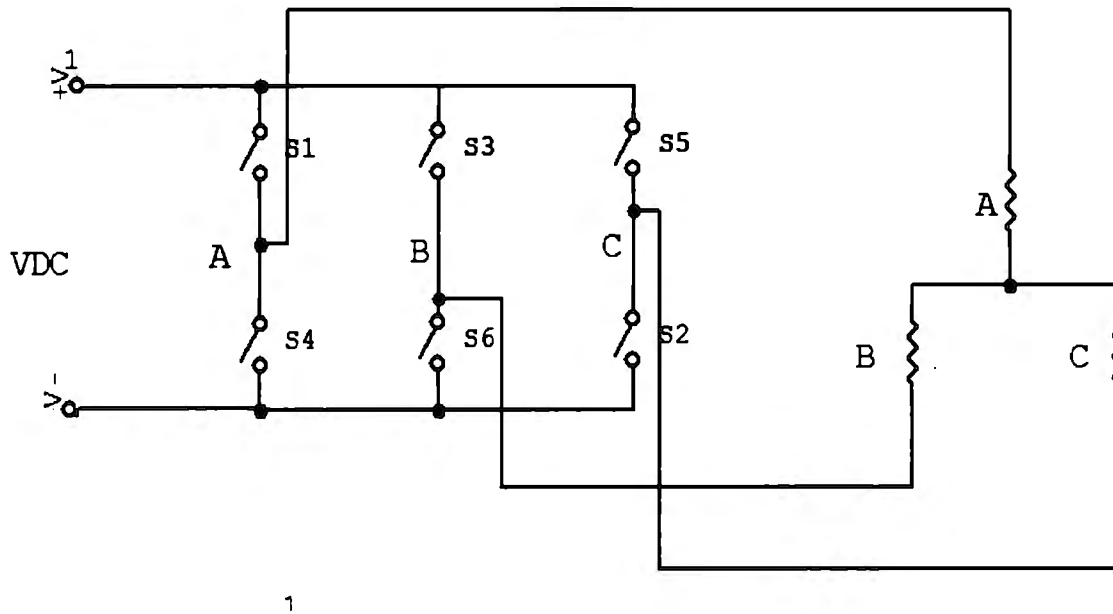


Figura 3.3.2.a. Inversor fuente de voltaje.

Estado del inversor	Rama A	Rama B	Rama C
V1	1	0	0
V2	1	1	0

V3	0	1	0
V4	0	1	1
V5	0	0	1
V6	1	0	1
V7	1	1	1
V8	0	0	0

Tabla 3.3.2.a. Estados activos e inactivos del inversor.

De acuerdo a los 8 posibles estados de encendido-apagado en que puede estar el inversor, la impedancia de carga del inversor puede configurarse con tres circuitos, como se muestra en la figura 3.3.2b.

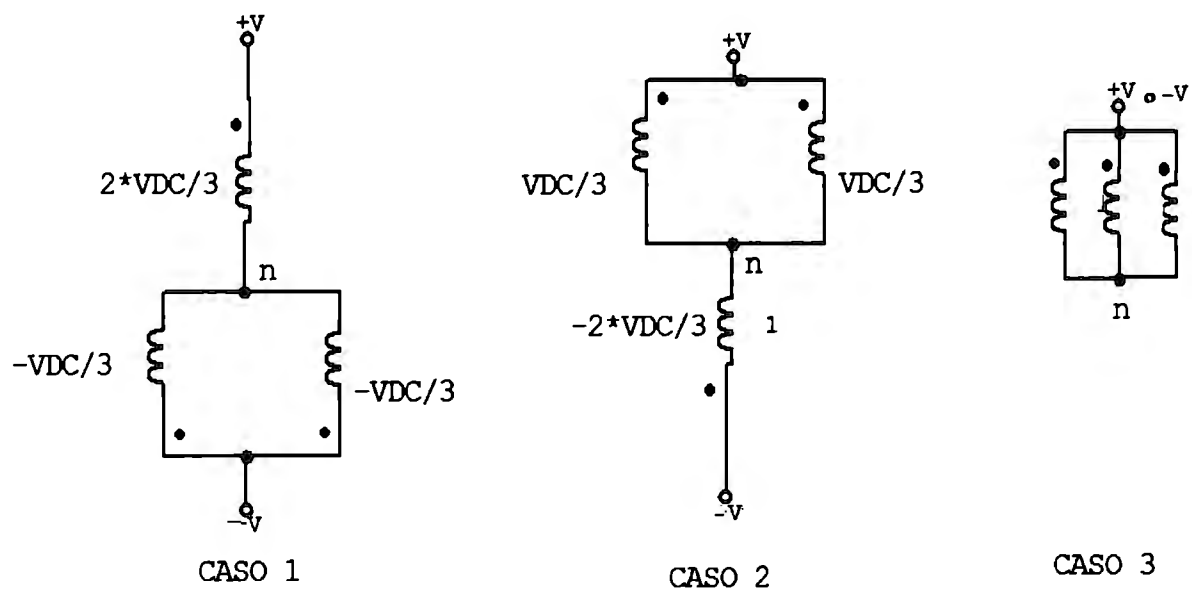


Figura 3.3.2.b. Impedancia de carga del inversor

La figura anterior muestra los 3 casos que pueden presentarse de acuerdo a la impedancia de carga del inversor.

Caso 1: Este caso ocurre cuando dos interruptores se encuentran conectados a la terminal negativa y el otro a la terminal positiva.

Caso 2. Este caso ocurre cuando dos interruptores se encuentran conectados a la terminal positiva y el otro a la terminal negativa.

Caso 3. Este caso ocurre cuando los tres interruptores son conectados a la terminal positiva o a la terminal negativa.

Considerando un $V_{dc} = 1 \text{ V}$ y empleando los estados de la tabla 4.4.a y el desarrollo de la figura 3.3.2.b, se puede generar la siguiente tabla donde se puede observar los voltajes de cada una de las ramas del inversor de acuerdo a la combinación de encendido o apagado.

Estado del inversor	Voltaje A	Voltaje B	Voltaje C
V1	2/3	-1/3	-1/3
V2	1/3	1/3	-2/3
V3	-1/3	2/3	-1/3
V4	-2/3	1/3	1/3
V5	-1/3	-1/3	2/3
V6	1/3	-2/3	1/3
V7	0	0	0
V8	0	0	0

Table 3.3.2b. Vectores de voltaje trifásicos

Aplicando la matriz de transformación de Park, se transforman los vectores de voltaje V_A , V_B y V_C a un marco de referencia estacionario D-Q.

En la transformada de Park, el marco rotatorio fasorial es descompuesto en dos ejes ortogonales reales llamados los ejes D-Q. De esta manera se desarrollan las transformaciones necesarias para obtener cantidades trifásicas con respecto al marco D-Q y viceversa.

Transformada de Clark

La primera necesidad es transformar las cantidades trifásicas estáticas a cantidades estáticas en un marco ortogonal llamado el marco α - β .

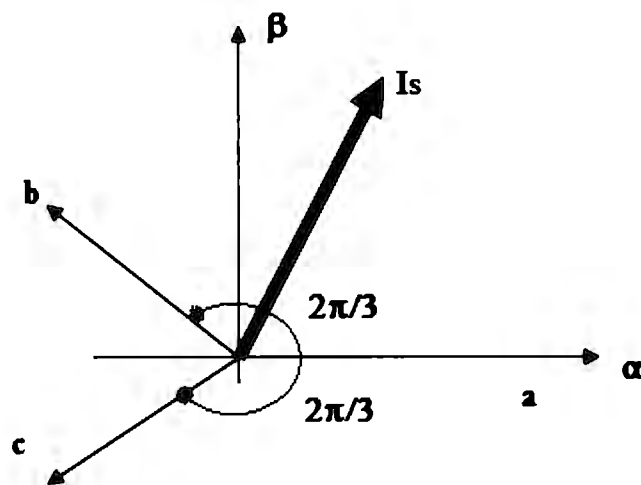


Figura 3.3.2.c. Marco referencial ortogonal α - β y marco trifásico abc.

Analizando la figura 3.3.2.c se obtienen las siguientes ecuaciones:

$$i_A = i_\alpha$$

$$i_B = i_\alpha \cos\left(-\frac{2\pi}{3}\right) + i_\beta \cos\left(-\frac{\pi}{6}\right) = -\frac{1}{2}i_\alpha + \frac{\sqrt{3}}{2}i_\beta$$

Ecuación 3.3.2.e

Si la carga está balanceada podemos saber que la suma de las corrientes de las tres fases son igual a cero, como lo muestran las siguientes ecuaciones:

$$i_a + i_b + i_c = 0$$

$$i_c = -i_a - i_b = -\frac{1}{2}i_\alpha + \frac{\sqrt{3}}{2}i_\beta$$

Ecuación 3.3.2.f

Las ecuaciones anteriores pueden arreglarse de forma matricial si utilizamos la ecuación de las corrientes (ecuación 3.3.2.f).

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = T_C \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ 0 \end{bmatrix} \quad T_C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 & 1 \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 & 1 \end{bmatrix}$$

Ecuación 3.3.2g

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ 0 \end{bmatrix} = T_C^{-1} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad T_C^{-1} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{bmatrix}$$

Ecuación 3.3.2h

TRANSFORMACIÓN DE PARK

Una vez aplicada la transformada de Clark al cambiar a un marco estacionario ortogonal α - β , es necesario pasar al marco rotatorio D-Q. Se define un ángulo ρ entre D y Q, de manera que el marco rota a una velocidad relativa al marco estático de ω_b como lo muestra la siguiente ecuación:

$$\omega_b = \frac{d\rho}{dt} \quad \text{Ecuación 3.3.2i}$$

Para obtener las ecuaciones respectivas en un marco de referencia D-Q a partir de un plano $\alpha - \beta$ se analiza la siguiente figura (3.3.2d):

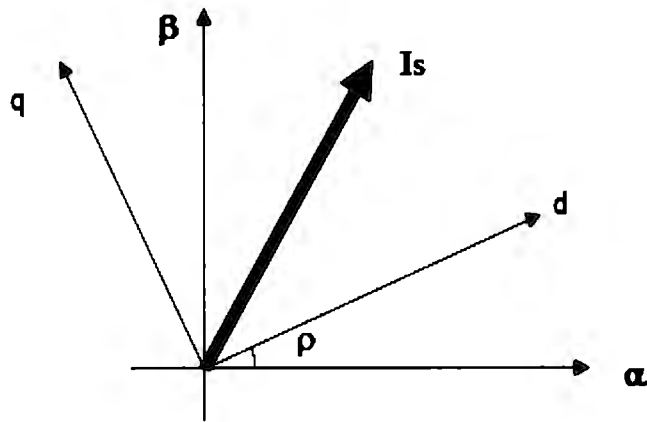


Figura 3.3.2d. Marco de referencia rotatorio D-Q y marco estacionario $\alpha - \beta$.

$$\begin{aligned} i_\alpha &= i_d \cos \rho - i_q \sin \rho \\ i_\beta &= i_d \sin \rho + i_q \cos \rho \end{aligned}$$

$$\text{Ecuación 3.3.2.j}$$

Las ecuaciones anteriores pueden observarse de manera matricial como se muestra a continuación:

$$\begin{pmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{pmatrix} = T_p \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \end{pmatrix} \quad T_p = \begin{bmatrix} \cos \rho & -\sin \rho \\ \sin \rho & \cos \rho \end{bmatrix}$$

Ecuación 3.3.2.k

$$\begin{pmatrix} i_d \\ i_q \end{pmatrix} = T_P^{-1} \begin{pmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{pmatrix} \quad T_P^{-1} = \begin{bmatrix} \cos \rho & \sin \rho \\ -\sin \rho & \cos \rho \end{bmatrix}$$

Ecuación 3.3.2.l

Finalmente, a partir del análisis anterior podemos obtener la ecuación de la transformada de Park.

$$\begin{bmatrix} V_{SD} \\ V_{SQ} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix}$$

Ecuación 3.3.2.e. Matriz de transformación de Park

Aplicando la ecuación anterior obtenemos la tabla 3.3.2c siguiente:

Estado del inversor	Voltaje D	Voltaje Q
V1	2/3	0
V2	1/3	1/√3
V3	-.1/3	1/√3
V4	-2/3	0
V5	-1/3	-1/√3
V6	1/3	-1/√3
V7	0	0

V8	0	0
----	---	---

Tabla 3.3.2.c. Componentes de los vectores espaciales de voltaje en marco D-Q.

A partir de la tabla 3.3.2c, se definen los vectores espaciales de voltaje empleados en el DTC convencional para un marco de referencia D-Q. De acuerdo a las necesidades de par y flujo del estator se selecciona la combinación adecuada de encendido y apagado de cada una de las 3 ramas del inversor, para energizar el motor.

3.3.3 SVPWM

La modulación por espacio vectorial se basa en la representación del voltaje, en vector de espacio, en un marco de referencia estacionario. Dados los voltajes (V_{a0} , V_{b0} , V_{c0}), las componentes del vector (V_a , V_b) se pueden obtener de la transformación:

$$V = V\alpha + jV\beta = \frac{2}{3}(V_{A0}a^0 + V_{B0}a^1 + V_{C0}a^2)$$

Ecuación 3.3.3.a Obtención de V_a y V_b

Donde:

$$a = e^{j\left(\frac{2\pi}{3}\right)}$$

Ecuación 3.3.3.b

Los voltajes de un sistema trifásico balanceado se representan en el marco de referencia mediante un vector de espacio de magnitud constante, igual a la amplitud de los voltajes, que rota con una velocidad angular:

$$\omega = 2\pi * f_{Ref}$$

Ecuación 3.3.3.c. Velocidad angular

Como se vio en la modulación seis pasos un puente inversor trifásico puede tener 8 estados. Estos estados constan de dos vectores nulos y seis vectores activos, por lo tanto SVPWM busca aproximar el vector rotatorio de referencia en cada ciclo mediante la conmutación entre los dos estados activos más cercanos a éste y los estados nulos.

Por medio de este método es posible incrementar la magnitud del voltaje máximo entregado a la carga aprovechando hasta un 90% de la capacidad del inversor.

Si se considera la misma notación para los estados del inversor vista en la modulación seis pasos y se asume que el inversor trifásico se encuentra en el estado (+, -, -), entonces los voltajes de fase para las fases A, B y C respectivamente serán ($\frac{1}{2}V_d$, $-\frac{1}{2}V_d$, $-\frac{1}{2}V_d$), siendo V_d el voltaje de la fuente de directa. De acuerdo con la definición, éste puede ser representado como el vector espacial:

$$V_1 = \frac{2}{3} \left(V_d e^{j0} \right)$$

Ecuación 3.3.3.d. vector espacial

Repitiendo estas consideraciones es posible demostrar la existencia de dos vectores nulos para los estados (+, +, +) y (-, -, -), y seis vectores no nulos para los demás estados. Luego, es fácil notar que los seis vectores no nulos, llamados activos, pueden ser representados por vectores espaciales de la siguiente forma:

$$V_k = \frac{2}{3} \left(V_d e^{j(k+1)\frac{\pi}{3}} \right)$$

Ecuación 3.3.3.e. Representación de vectores espaciales activos

Donde k es un entero en 1 y 6 y que forman un hexágono regular dividido en sectores.

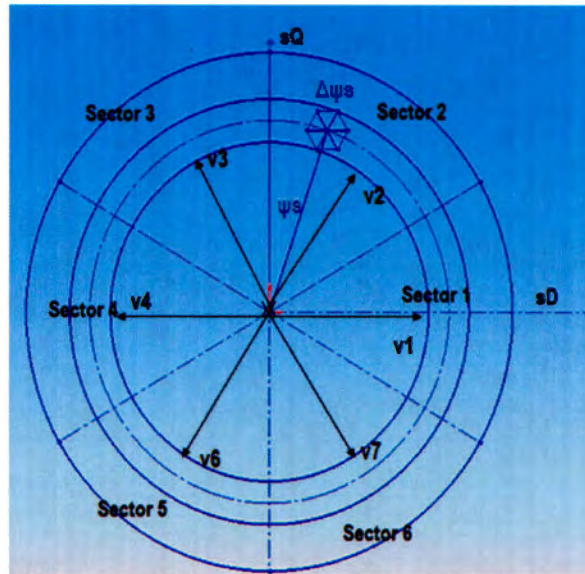


Figura 3.3.3.a Valores asumidos por la modulación de seis pasos en SVPWM

Definiendo un vector espacial promedio V_{en} un período de conmutación T_s y asumiendo que T_s es lo suficientemente pequeño, el vector promedio puede ser considerado aproximadamente constante durante este intervalo, generando así el comportamiento fundamental de la máquina.

La técnica de SVPWM continua se basa en el hecho de que cada vector V_{Re} dentro del hexágono, puede ser representado como una combinación de los dos vectores espaciales activos adyacentes y los vectores espaciales nulos 0 y 7.

Para reducir la frecuencia de switcheo es necesario tener una secuencia en la que el cambio de un estado a otro sea de tal manera que sólo se afecte una rama por vez. De esta manera se disminuyen los armónicos en las curvas de corriente.

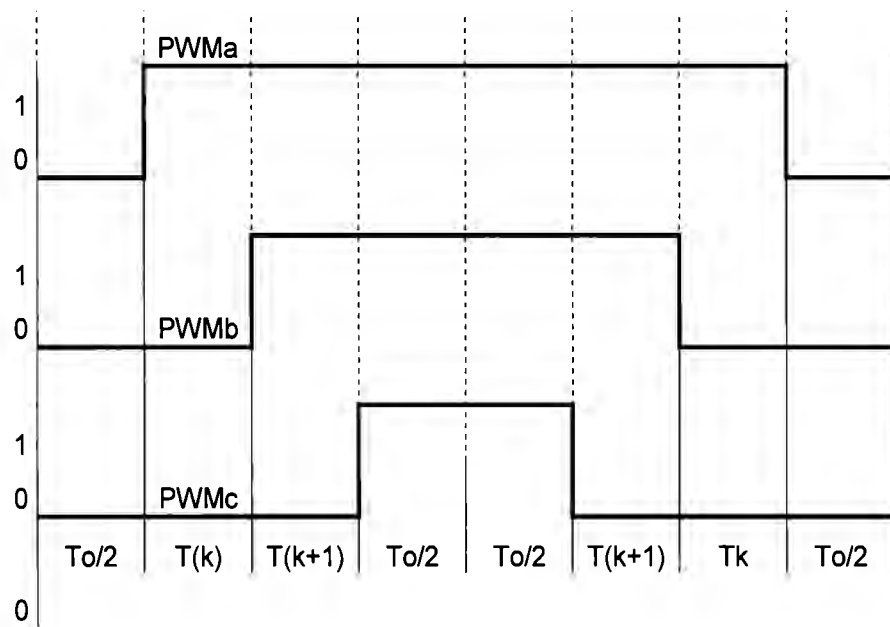


Figura 3.3.3.b. Secuencia de encendido y apagado de transistores

4 BANCO DE PRUEBAS

4.1 Análisis de Esfuerzos del Banco de Pruebas

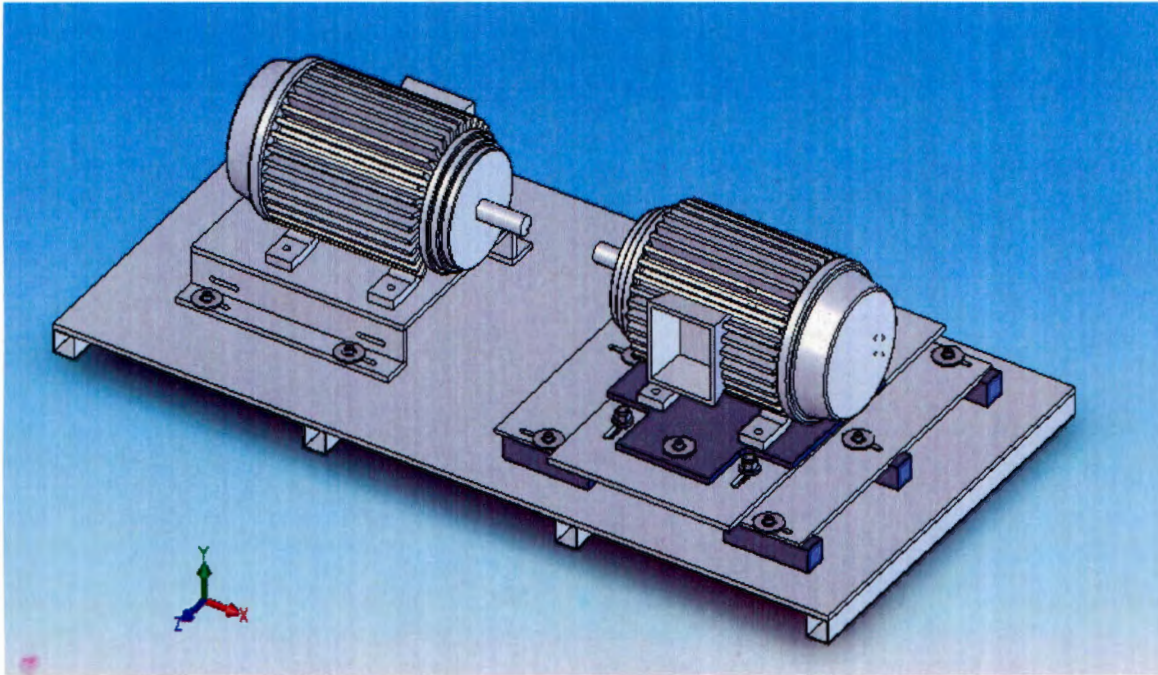


Figura 4.1.a. Banco de pruebas.

El banco de pruebas para la evaluación de motores fue diseñado en CAD con el software SolidWorks con el fin de poder efectuarle un análisis de esfuerzos para validar el diseño. En este apartado se muestran todos los análisis necesarios para justificar el diseño del banco de pruebas.

Para la evaluación de un motor es necesario instalarlo en un banco de pruebas, el cual cuenta con los siguientes elementos mecánicos:

- 1) Algún material que absorba las vibraciones que se producen debido a la existencia en el motor de fuerzas de inercia no equilibradas y de los correspondientes momentos resultantes. El material que se consideró utilizar para absorber vibraciones es el hule espuma, el cual fue colocado entre el piso y el bastidor.

2) Base de lámina, cuya misión es soportar y distribuir el peso del motor y el generador a lo largo del mismo, así como todas las fuerzas externas aplicadas. La base cuenta con 10 soportes hechos con perfiles tipo PTR (Perfil Tubular Rectangular) que ayudan a dar mayor estabilidad al banco de pruebas y al mismo tiempo le proporcionan una mayor rigidez para que el torque del motor no deforme la base.

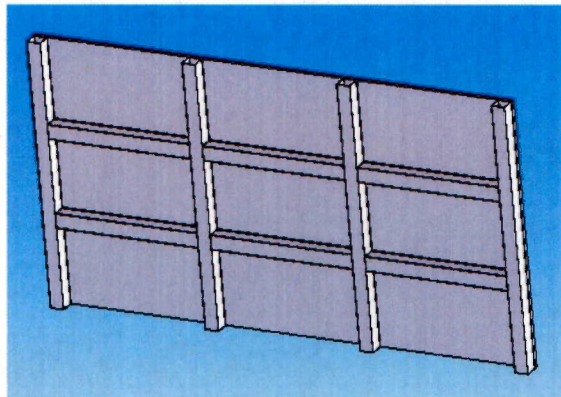


Figura 4.1.b. Base de lámina con soportes tipo PTR.

3) Placas móviles que brindan al motor grados de libertad en los ejes X, Y, Z y un momento sobre Y. Así mismo el generador cuenta con una placa que permite un desplazamiento sobre el eje X.

La parte más importante del banco de pruebas es lograr un perfecto acoplamiento entre el motor y el generador, ya que de lo contrario las flechas de los mismos se podrían fracturar. Debido a que las dimensiones de los motores y generadores son variables, se tuvo que diseñar un mecanismo que permitiera alinear las dos flechas:

Placa A en Carros

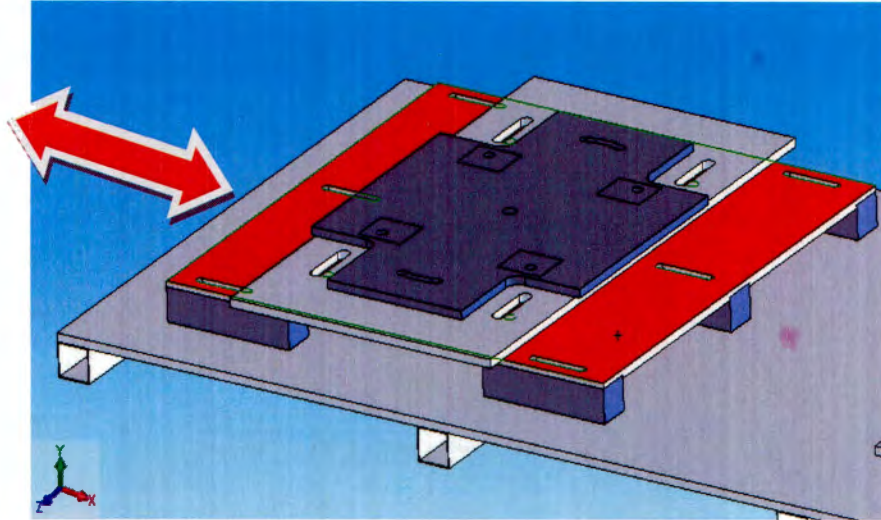


Figura 4.1.c. Placa A en carros

La placa A en carros tiene un grado de libertad sobre el eje X. Dicha placa está montada sobre 6 bloques de acero rectificadas para que pueda deslizarse fácilmente (a manera de rieles).

Placa B

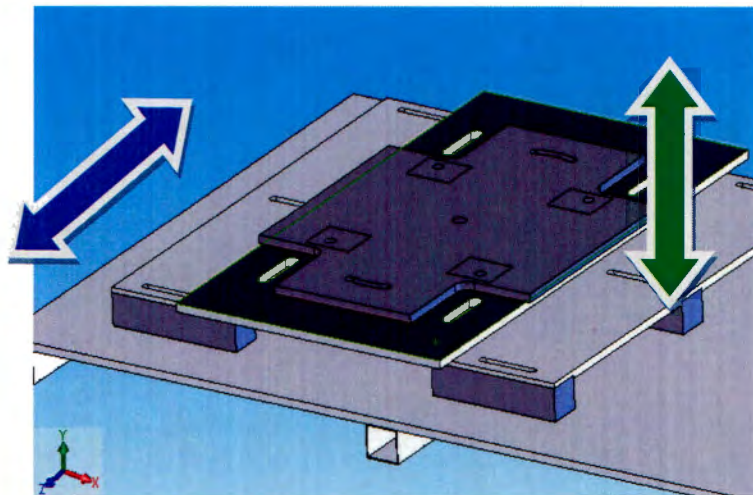


Figura 4.1.d. Placa B

La placa B cuenta con dos grados de libertad, ésta puede moverse a lo largo del eje Z y eje Y. Las restricciones en el eje X están dadas por la longitud de las ranuras de la placa B, mientras que la

restricción en el eje Y (la altura de la placa) está dada por el largo de los tornillos con los cuáles está sujeta.

Placa C

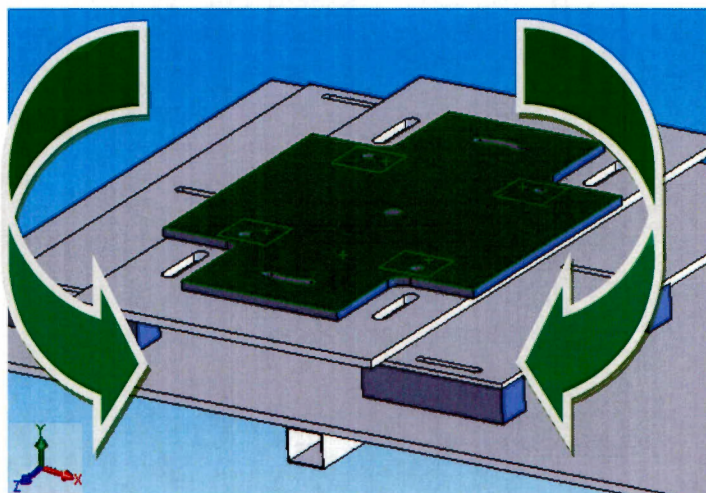


Figura 4.1.e. Placa C

La placa C cuenta con dos ranuras con forma de arco lo cual permite un grado de libertad sobre el eje Y. La placa C está conectada a la placa B por medio de dos tornillos.

Base Fija

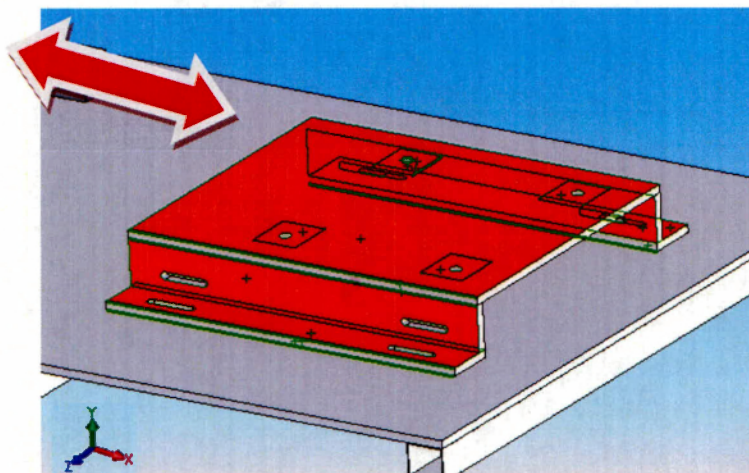


Figura 4.1.f. Base Fija

La base Fija es la encargada de soportar al generador. La base fija permite un grado de libertad sobre el eje X, lo cual nos permite acortar o aumentar la distancia entre el motor y el generador.

4) Motor a controlar y monitorear y generador que absorba la potencia desarrollada por el motor, ofreciendo una resistencia al giro de éste.

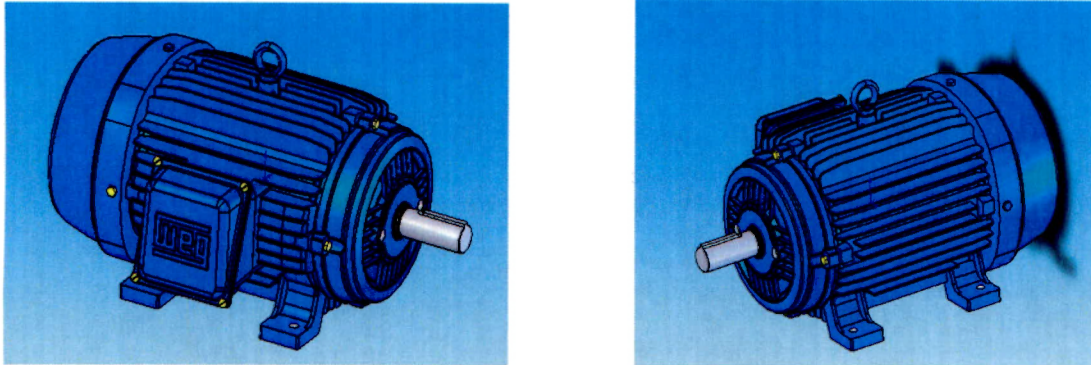


Figura 4.1.g. Motor y Generador

5) Transmisión que permite la conexión motor/generador con una cierta elasticidad y capacidad de absorber desalineaciones.



Figura 4.1.h. Acoplamiento con cojinete

La alineación perfecta de las flechas del motor y el generador suele ser extremadamente complicada de lograr, debido a esto se suelen usar acoplamientos especiales que permiten cierta desalineación entre las flechas. Para el banco de pruebas se propuso un acoplamiento con cojinete debido a que permite desalineaciones en paralelo de 1.57mm, angulares de 1 grado, torsionales ocasionadas por vibraciones

del motor y 3.175mm axialmente; sin afectar de manera considerable la transmisión de potencia entre el motor y el generador.

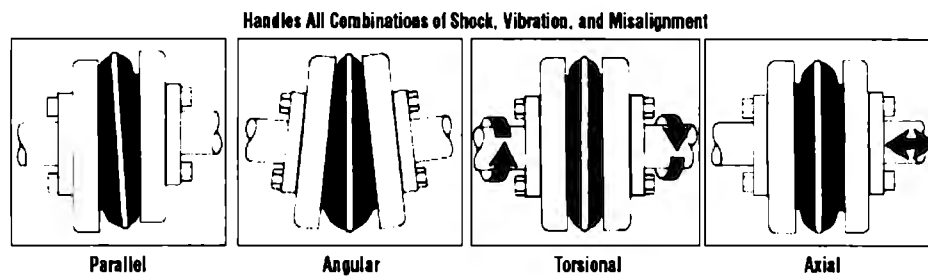


Figura 4.1.i. Desalineaciones que permite el acoplamiento con cojinete

6) Torquímetro para la retroalimentación del sistema. El torquímetro se sitúa entre el motor y el generador, y sirve como su nombre lo indica para medir la potencia que el motor está transmitiendo al generador.

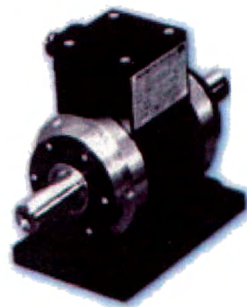


Figura 4.1.j. Torquímetro

4.2 Materiales

Todo el material utilizado es acero AISI 1020 debido a que es un acero blando de bajo carbono, por lo que se puede manipular de una manera sencilla y a la vez ofrece excelentes cualidades mecánicas. Además el acero AISI 1020 absorbe las vibraciones que se producen por el motor/generador.

No.	Nombre de la parte	Material	Masa	Volumen
1	baseFija-1	<u>AISI 1020</u>	20.9984 kg	0.00265802 m ³
2	carril base-1	<u>AISI 1020</u>	4.06335 kg	0.000514348 m ³
3	carril base-2	<u>AISI 1020</u>	4.06335 kg	0.000514348 m ³
4	carril base-3	<u>AISI 1020</u>	4.06335 kg	0.000514348 m ³
5	carril base-4	<u>AISI 1020</u>	4.06335 kg	0.000514348 m ³
6	carril base-5	<u>AISI 1020</u>	4.06335 kg	0.000514348 m ³
7	carril base-6	<u>AISI 1020</u>	4.06335 kg	0.000514348 m ³
8	pata baseFija-1	<u>AISI 1020</u>	3.36945 kg	0.000426512 m ³
9	pata baseFija-2	<u>AISI 1020</u>	3.36945 kg	0.000426512 m ³
10	pata baseFija-3	<u>AISI 1020</u>	3.36945 kg	0.000426512 m ³
11	pata baseFija-4	<u>AISI 1020</u>	3.36945 kg	0.000426512 m ³
12	placa A en carros-1	<u>AISI 1020</u>	47.2874 kg	0.00598574 m ³
13	placa B-1	<u>AISI 1020</u>	33.864 kg	0.00428658 m ³
14	placa C-1	<u>AISI 1020</u>	20.7355 kg	0.00262474 m ³

15	ptr base-1	<u>AISI 1020</u>	167.777 kg	0.0212376 m ³
16	ptrHorizontal-1	<u>AISI 1020</u>	1.26623 kg	0.000160282 m ³
17	ptrHorizontal-2	<u>AISI 1020</u>	1.26623 kg	0.000160282 m ³
18	ptrHorizontal-3	<u>AISI 1020</u>	1.26623 kg	0.000160282 m ³
19	ptrHorizontal-4	<u>AISI 1020</u>	1.26623 kg	0.000160282 m ³
20	ptrHorizontal-5	<u>AISI 1020</u>	1.26623 kg	0.000160282 m ³
21	ptrHorizontal-6	<u>AISI 1020</u>	1.26623 kg	0.000160282 m ³
22	ptrVertical-1	<u>AISI 1020</u>	2.13679 kg	0.00027048 m ³
23	ptrVertical-2	<u>AISI 1020</u>	2.13679 kg	0.00027048 m ³
24	ptrVertical-3	<u>AISI 1020</u>	2.13679 kg	0.00027048 m ³
25	ptrVertical-4	<u>AISI 1020</u>	2.13679 kg	0.00027048 m ³

Tabla 4.2.1 Tabla de materiales.

4.3 Cargas y restricciones de movimiento

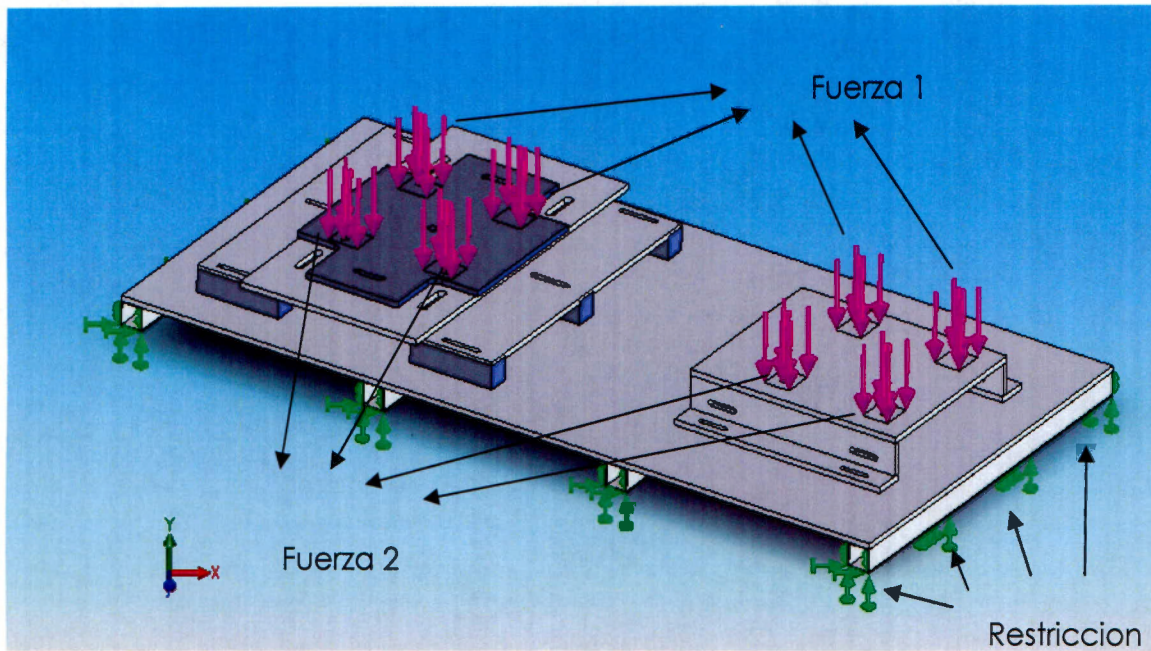


Figura 4.3.a Cargas y restricciones para el análisis de esfuerzos

Para poder hacer los cálculos de esfuerzos en el programa CosmosWorks se simplificó el dibujo suprimiendo los tornillos y arandelas; además el peso y el torque del motor y el generador fueron representados por medio de fuerzas.

Restricciones de Movimiento

	Se seleccionaron las 10 superficies de los perfiles PTR ubicados en la base, para ponerles restricción de movimiento en cualquier eje.	
--	--	--

Carga

Fuerza -1	Se aplicaron 4 fuerzas de 560 N normales a la planta, de los cuales 400 N pertenecen al peso del motor/generador distribuido en las patas de los mismos y se añaden 160 N más por el torque generado por el motor.	Carga Secuencial
Fuerza -2	Se aplicaron 4 fuerzas de 240 N normales a la planta, de los se restan 160 N por el torque generado por el motor.	Carga Secuencial
Gravedad	Se aplicó una gravedad con un valor -9.81 m/s² con respecto a la planta.	Carga Secuencial

Tabla 4.3.a Restricciones del movimiento

4.4 Resultados de Esfuerzos

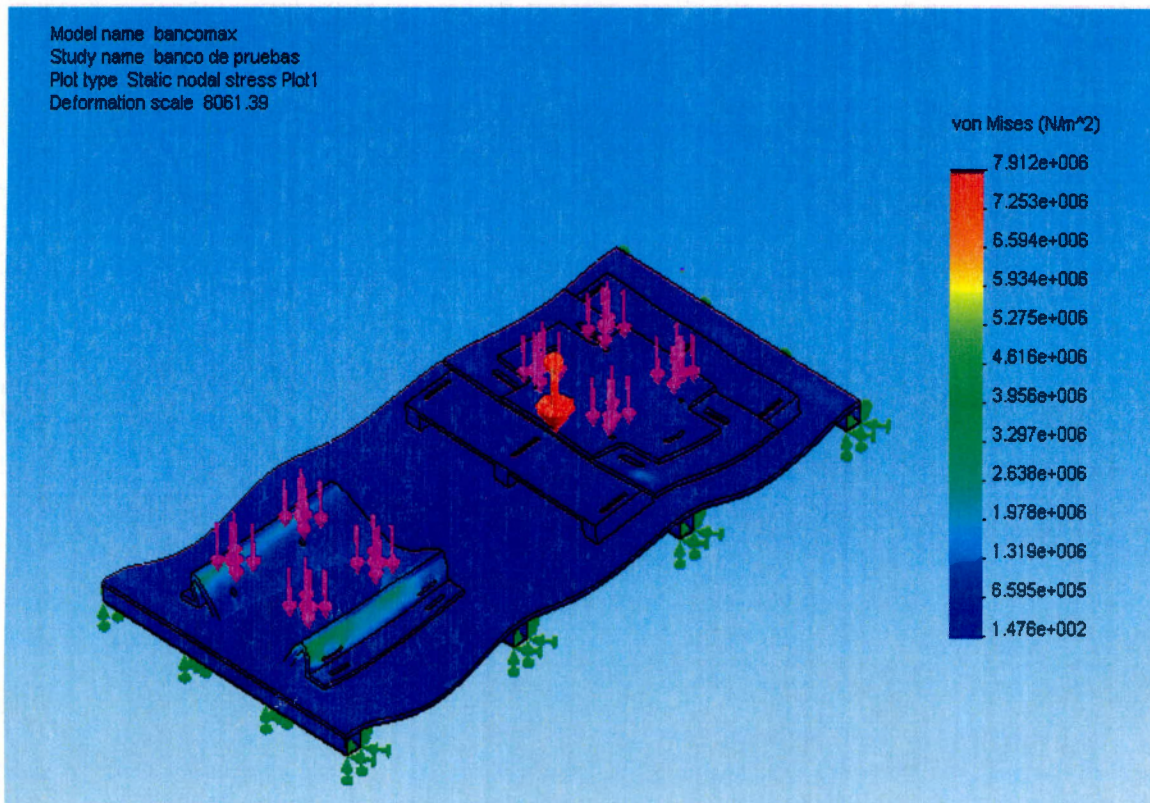


Figura 4.4.a Análisis de esfuerzos con CosmosWorks

Nombre	Tipo	Min	Ubicación	Max	Ubicación
Plot1	VON: von Mises stress	148.219N/m ²	(-1441.88 mm, -24.077 mm, 1875.36 mm)	7.33273e6N/m ²	(-906.61 mm, 75.9214 mm, 1932.46 mm)
		Node: 98661		Node: 19310	

Tabla 4.4.a Análisis de esfuerzos

4.5 Resultados de Elongación

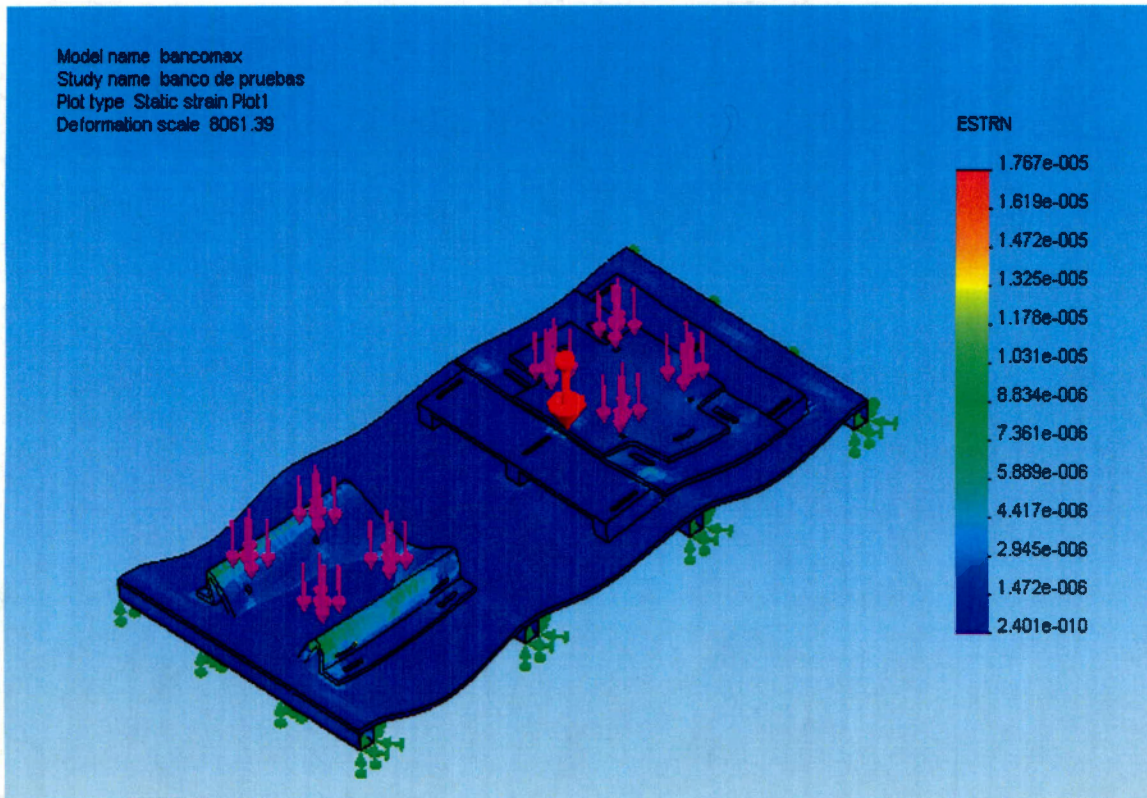


Figura 4.5.a Análisis de elongación con CosmosWorks

Nombre	Tipo	Min	Ubicación	Max	Ubicación
Plot1	ESTRN: Equivalent strain	2.32619e-010	(-2058.24 mm, -16.6841 mm, 1562.2 mm)	1.76856e-005	(-1876.49 mm, 27.8506 mm, 1506.27 mm)
		Element: 50093		Element: 56310	

Tabla 4.5.a Análisis de Elongación

4.6 Resultados del Desplazamiento

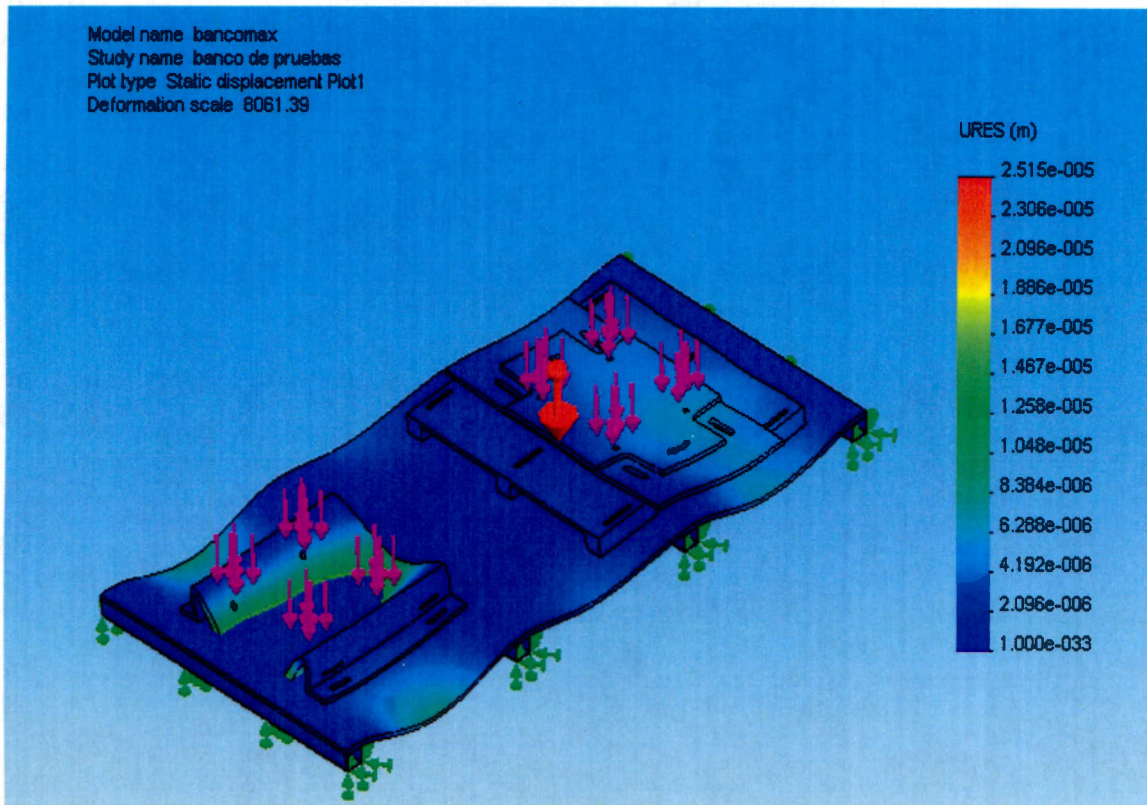


Figura 3.4.6 Análisis de desplazamiento con CosmosWorks

Nombre	Tipo	Min	Ubicación	Max	Ubicación
Plot1	URES: Resultant displacement	0 m	(-1459.36 mm, -27.2794 mm, 1946.13 mm)	2.48327e-005 m	(-970.65 mm, 120.968 mm, 2107.51 mm)
		Node: 82042		Node: 4987	

Tabla 4.6.a Análisis de desplazamiento

4.7 Resultados de Deformación

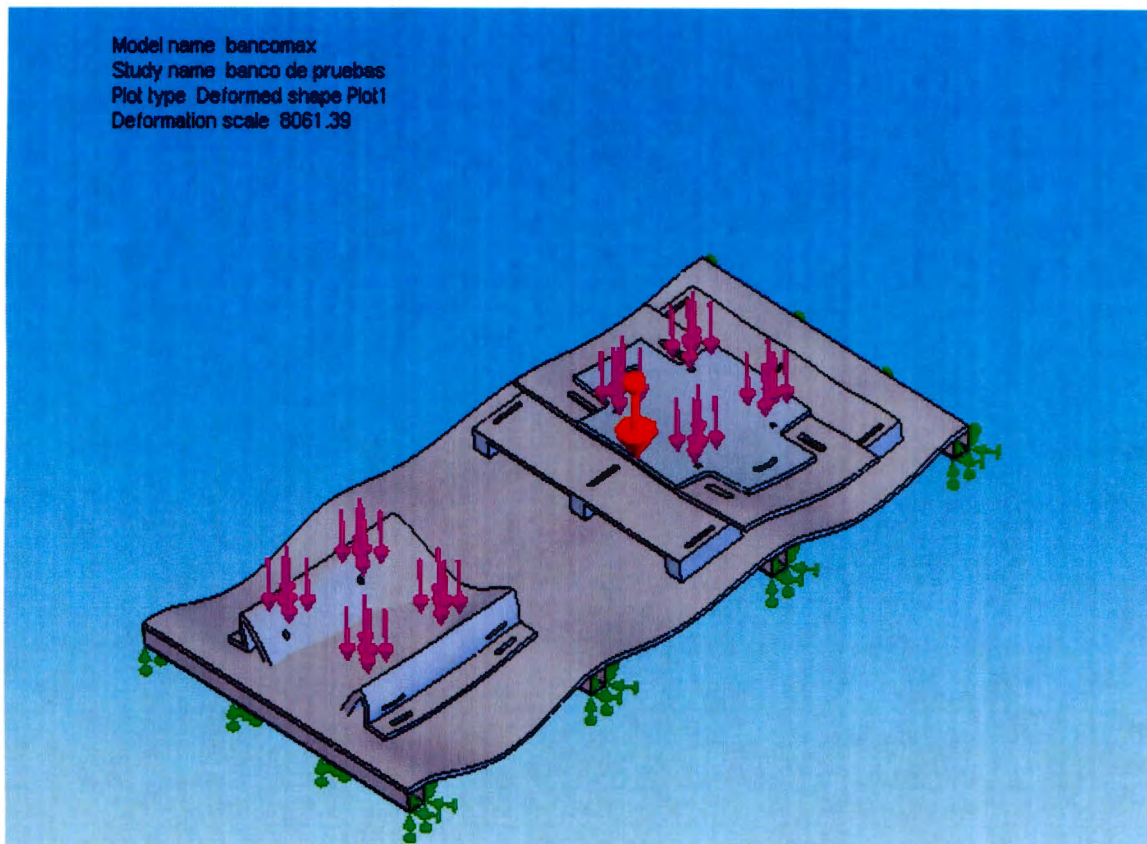


Figura 4.7.a Análisis de deformación con CosmosWorks

Plot No.	Scale Factor
1	8161.6

Tabla 4.7.a Análisis de deformación

4.8 Aprobación del diseño

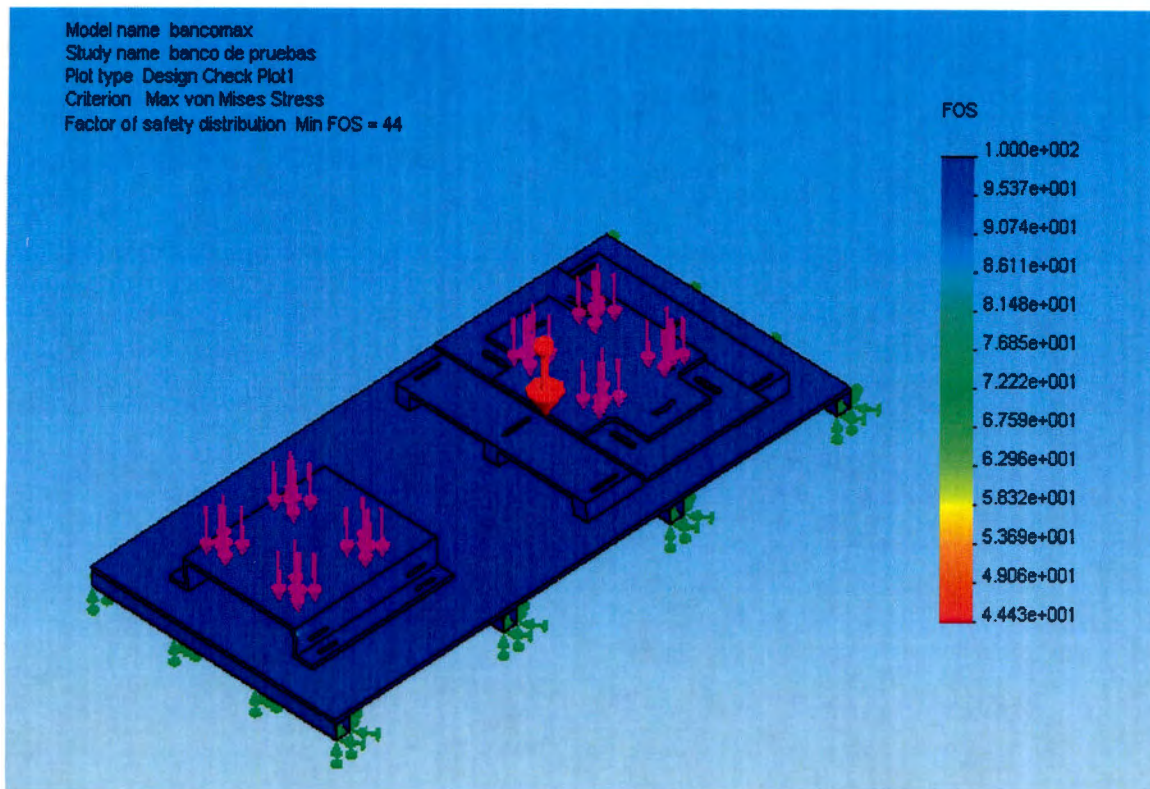


Figura 4.8.a Factor de seguridad en condiciones normales de uso

El software CosmosWorks efectúa un análisis del factor de seguridad para cada nodo del mallado. Entre mayor sea el número registrado menor es la probabilidad de fallo del nodo. El factor de seguridad más bajo que se obtuvo fue de 44, lo cual nos indica que para que ese nodo rebase el punto de fluencia del material se deben aplicar 44 veces el valor de fuerza que se está soportando actualmente.

El criterio para evaluar el factor de seguridad es el criterio de **Maximum von Mises Stress**, el cual nos dice que:

$$\sigma_{\text{vonMises}} = \{[(\sigma_1 - \sigma_2)^2 + (\sigma_2 - \sigma_3)^2 + (\sigma_1 - \sigma_3)^2]/2\}^{(1/2)} \quad \text{Ecuación 4.8.a}$$

Donde:

σ_1 , σ_2 y σ_3 son los esfuerzos principales

$$\sigma_{\text{vonMises}} / \sigma_{\text{limit}} < 1$$

Ecuación 4.8.b

Donde:

σ_{limit} fue elegido como el punto de fluencia

El esfuerzo máximo en el banco de pruebas reportado en el análisis de CosmosWorks es de 7.332MPa, mientras que el acero 1020 permite 351MPa antes de que el acero pase de la zona elástica a la forma plástica. Por lo tanto, se demuestra que no hay riesgo alguno de deformaciones permanentes del banco de pruebas; por lo tanto se garantiza que el banco de pruebas soportará las fuerzas y momentos inerciales no equilibrados a los que estará sometido en condiciones normales de uso.

Por otra parte se hizo un análisis para determinar el punto de fluencia del banco de pruebas, es decir, el cálculo de cuanta fuerza era necesaria suministrarle para que el acero empezara a deformarse de manera permanente. Los resultados se presentan a continuación:

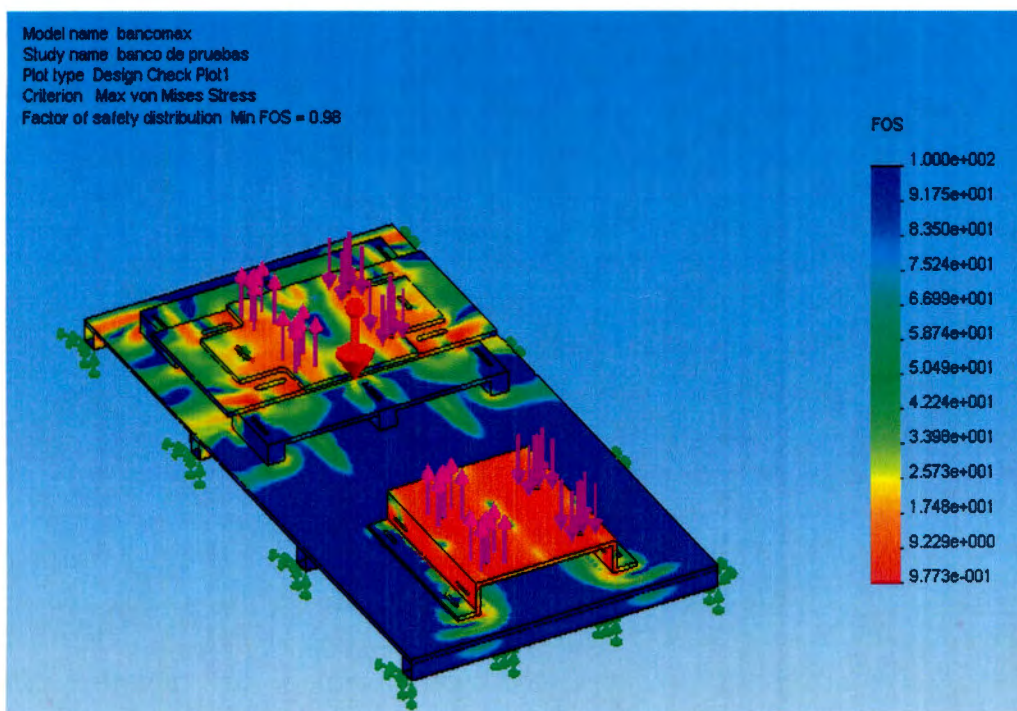


Figura 4.8.b Factor de seguridad aplicando un momento de fuerzas con valor de 30,000 N.

Como se puede apreciar en la imagen anterior, aplicando un momento de fuerzas de 30,000N (aproximadamente 3 toneladas de fuerza) se alcanza finalmente el valor de fluencia del acero. El mínimo factor de seguridad detectado en algunos de los nodos es de 0.98, lo cual indica que para estos nodos el material empezaría a fallar produciendo deformaciones permanentes; lo cual se traduciría en el colapso del banco de pruebas.

5. ADQUISICIÓN DE DATOS

Una de las secciones en las que se divide el proyecto es la de adquisición de datos que involucra la configuración de los sensores, pasando por el filtrado de las señales, y su procesamiento en el DSP, todos estos datos se verán reflejados en un panel diseñado en LabVIEW en donde se mostraran los resultados de el control aplicado. Esta interfaz se describe más claramente en la

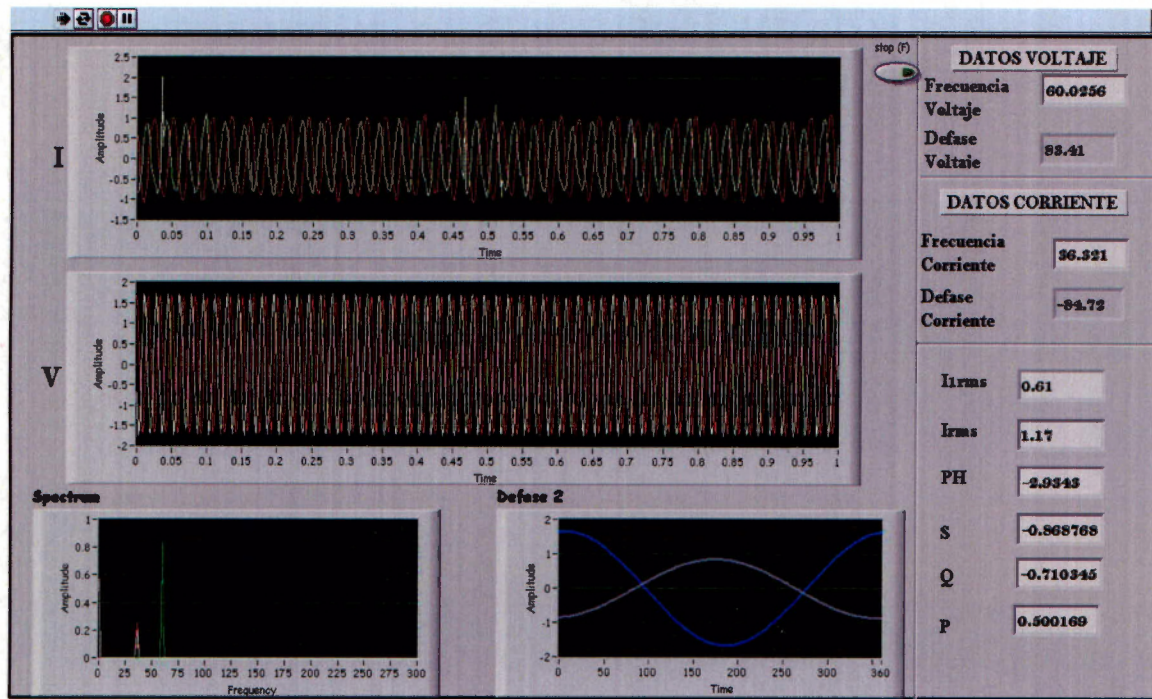


Figura 5.2.a

Para la adquisición de señales se utilizan dos tipos diferentes de sensores: dos transformadores de voltaje y tres sensores de corriente, con esto se logran capturar las tres fases del motor.

5.1 Sensores de corriente

Se tienen tres sensores de corriente de efecto Hall, uno para monitorear cada fase, dichos sensores trabajan para un rango de operación que va de 5 A. a 200 A., con lo que se obtiene una salida que va de 0.66 V. a 3000 V.

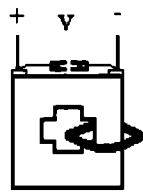


Figura 5.1.a

5.2 Sensores de Voltaje

Se cuenta con dos sensores de tipo transformador de voltaje, para la primera y la segunda fase, la tercera fase se obtiene por software. Los transformadores tienen un rango de operación de 0 V. a 230 V. lo que genera una salida de 0 V. a 6.3 V, esto nos da una reducción en el voltaje de salida de 18.25.

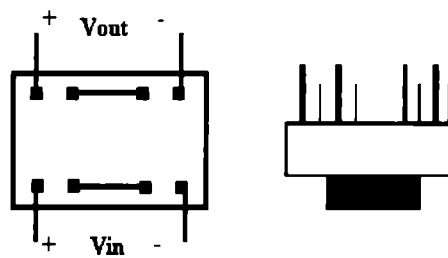


Figura 5.2.b

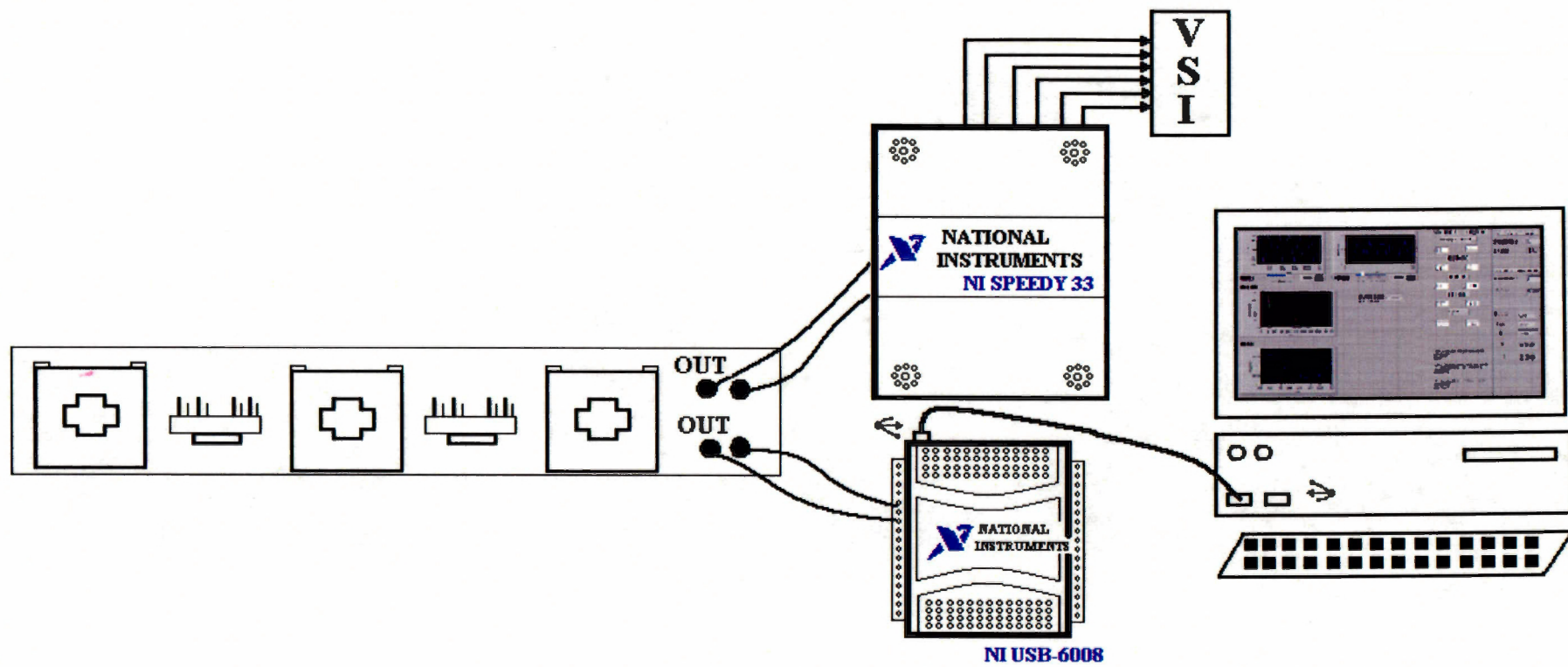


Figura 5.2.b Conexiones para el Panel de Adquisición de Datos.

5.3 Tarjeta de adquisición de datos

Se trabajo con la DAQ de National Instruments modelo NI USB-6008, este dispositivo es compatible con LabVIEW lo que facilita en gran medida la adquisición de los datos.

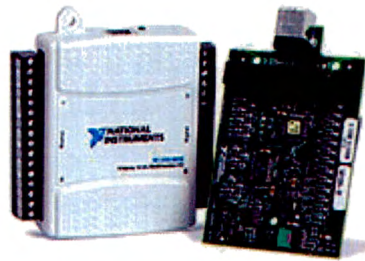


Figura 5.3.a NI USB-6008

5.4 NI SPEEDY-33 DSP

Se trabajo con el NI SPEEDY-33 DSP este dispositivo cuenta con:

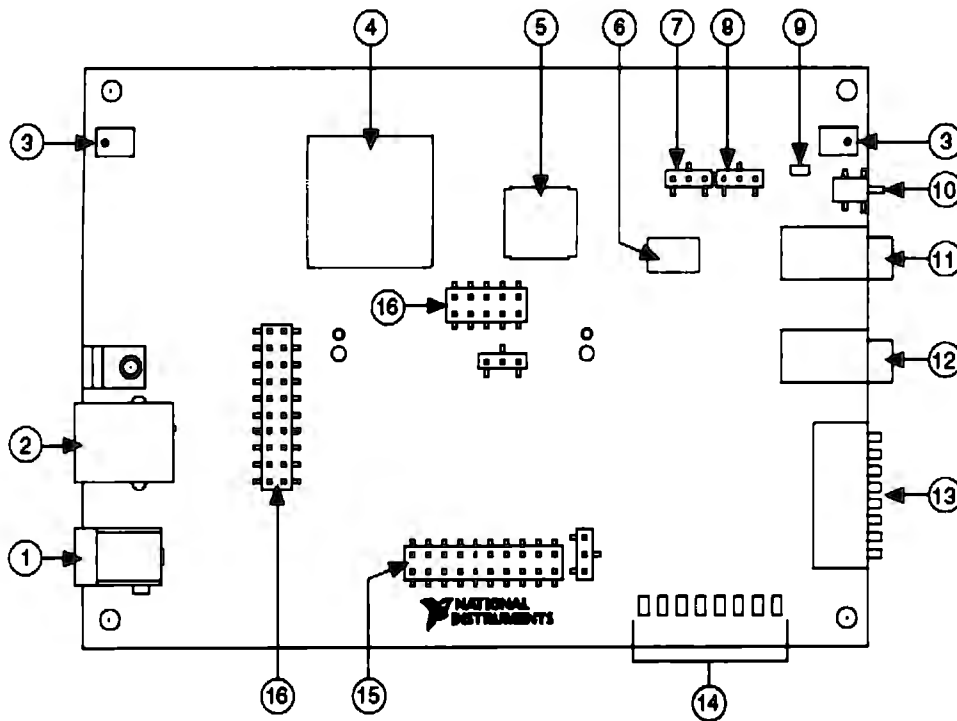


Figura 5.4.a Esquema del NI SPEEDY-33 DSP

Componentes del NI SPEEDY-33 DSP

- 1 Puerto de Alimentación (9 VDC a 500 mA)
- 2 Puerto USB-PC (alimentación por bus)
- 3 Micrófono integrado
- 4 Chip de memoria DSP
- 5 Memoria Flash
- 6 Stereo A/D, D/A
- 7 Entrada de Audio (Izquierda)
- 8 Salida de Audio (Derecho)
- 9 LED de encendido
- 10 Botón de Reset
- 11 Entrada de Audio
- 12 Salida de Audio
- 13 Puerto de entradas digitales
- 14 Puerto de salidas digitales
- 15 Conector de expansión analógica simple
- 16 Conector de expansión analógica estándar

Cuenta con un chip de memoria es de 136 KB de RAM, esta memoria se utiliza tanto para programa como para datos.

La memoria flash permite que el DSP funcione de manera independiente sin conexión a la computadora, esta memoria es de 512 K * 8, y el área de mapeo del DSP es de 512 * 32 (2048 KB).

6. SISTEMA DE CONTROL

6.1 Comparador de flujo y par electromagnético

El bloque de comparación de flujo y par electromagnético es el encargado de comparar los valores estimados del flujo y par, con los de referencia ya preestablecidos, para conocer el error de flujo y par y enviar este valor al control difuso.

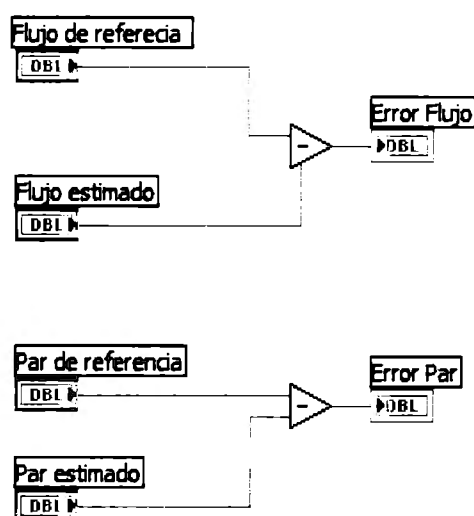


Figura 6.1.a. Comparador de flujo y par

6.2 Control Difusoⁱ

El desarrollo tecnológico del control directo del par para el control de motores de inducción, presenta ventajas sobre el resto de los sistemas de control que tienen como finalidad el desacoplamiento de los mismos. A pesar de estas ventajas, el algoritmo del DTC presenta inconvenientes como son una frecuencia de conmutación variable, distorsión en el flujo y la corriente, los cuales son causados por el cambio de sectores en el plano α - β . Por otra parte también se modifica la frecuencia de deslizamiento y no permite estados de error cero en el flujo y el par electromagnético según los estados que se obtienen del control de histéresis.

Este trabajo integra una alternativa de control para eliminar en parte los problemas del DTC. Esta alternativa se basa en el uso de una técnica de modulación del ancho del pulso y lógica difusa dentro del esquema del DTC. Con esta alternativa se busca eliminar la distorsión en flujo del estator, aunque dentro de la estructura del sistema de control, se necesita un sensor de velocidad ¹.

Las modificaciones realizadas al esquema del control directo del par para reducir la distorsión del flujo y corrientes del estator, y mantener una frecuencia de conmutación constante en el VSI se describen a continuación. Estas modificaciones se refieren a la adición de una técnica de SVPWM, controlada por lógica difusa.

El control del flujo del estator y del par electromagnético, se realiza mediante vectores espaciales de voltaje generados por el inversor. El flujo del estator se controla variando la magnitud del vector flujo del estator. Por otra parte, el control del par electromagnético desarrollado por la máquina se controla a través de la posición del flujo del estator.

Al analizar las ecuaciones de la máquina de inducción podemos deducir la influencia del vector espacial de voltaje en el flujo del estator y el par electromagnético. Es importante destacar que este análisis se basa en un marco de referencia rotatorio donde el eje X se orienta con el flujo del estator y se parte de la ecuación de voltaje del estator en un marco de referencia estacionario.

$$\overline{V}_s = \overline{i}_s R_s + \frac{d\overline{\psi}_s}{dt}$$

Ecuación 6.2.a. Ecuación de voltaje del estator. Marco de referencia estacionario.

Donde:

\overline{V}_s , \overline{i}_s , $\overline{\psi}_s$ Son los vectores espaciales de voltaje, corriente y flujo del estator en un marco de referencia estacionario.

Los ejes sD y sQ se toman como marco de referencia estacionario. Los ejes X –Y giran a la velocidad síncrona $\omega_K = \frac{d\theta_K}{dt}$ constituyendo el marco de referencia rotatorio (coordenadas flujo del estator).

La transformación de coordenadas estacionarias (sD-sQ) en coordenadas rotatorias se logra utilizando el concepto de rotación vectorial, por lo tanto:

$$\overline{\psi}_s = \overline{\psi}_{sg} e^{j\theta_k} = |\overline{\psi}_s| e^{j\theta_k} \quad \text{Ecuación 6.2.b}$$

$$\overline{i}_s = \overline{i}_{sg} e^{j\theta_k} \quad \text{Ecuación 6.2.c}$$

$$\overline{V}_s = \overline{V}_{sg} e^{j\theta_k} \quad \text{Ecuación 6.2.d}$$

Donde:

\overline{V}_{sg} , \overline{i}_{sg} , $\overline{\psi}_{sg}$ Son los vectores espaciales de voltaje, corriente y flujo del estator en un marco de referencia X-Y.

Si sustituimos las ecuaciones 6.2.b y 6.2.d en la 6.2.a obtenemos la siguiente fórmula:

$$\overline{V}_{sg} = \overline{i}_{sg} R_s + \frac{d\overline{\psi}_s}{dt} + j\omega_k \overline{\psi}_s$$

Ecuación 6.2.e

Ahora descomponemos la fórmula 6.2.e en sus componentes X-Y, es decir vamos a descomponer \overline{V}_s en V_{sx} y jV_{sy}

$$V_{sx} = \frac{d|\overline{\psi}_s|}{dt} \quad \text{Ecuación 6.2.f}$$

$$V_{sy} = \omega_k |\overline{\psi}_s| \quad \text{Ecuación 6.2.g}$$

Las ecuaciones anteriores se encuentran en un marco de referencia rotatorio, mientras que el motor se analiza en un marco de referencia estacionario. A partir de la ecuación 6.2.f se puede apreciar que el cambio de magnitud del flujo del estator con respecto al tiempo depende de la componente del voltaje en el eje X. Por otra parte la componente de voltaje en el eje Y influye directamente en la velocidad de rotación del vector espacial flujo del estator. De la fórmula 6.2.g también podemos advertir que a medida que aumentamos la velocidad ω_k provocamos un incremento en el ángulo entre los vectores espaciales de flujo del estator y flujo del rotor, por lo tanto se da un aumento en el par electromagnético del motor de inducción.

El emplear los 6 vectores de voltaje que tiene el inversor (Tabla 3.3.2.c) significa un número limitado de posibles vectores de voltaje, de lo contrario si se tuvieran más posibilidades de vectores de voltaje, podríamos obtener un vector de voltaje que brinde mejores efectos sobre el flujo y el par electromagnético de acuerdo con la posición del flujo del estator. Para tener la posibilidad de mayores vectores de voltaje, se emplea una técnica de modulación de PWM con vectores espaciales controlado por sistema difuso.

La figura 6.2.a muestra un esquema propuesto del control directo del par aplicando una técnica de modulación del ancho del pulso con vectores espaciales y un controlador difuso.

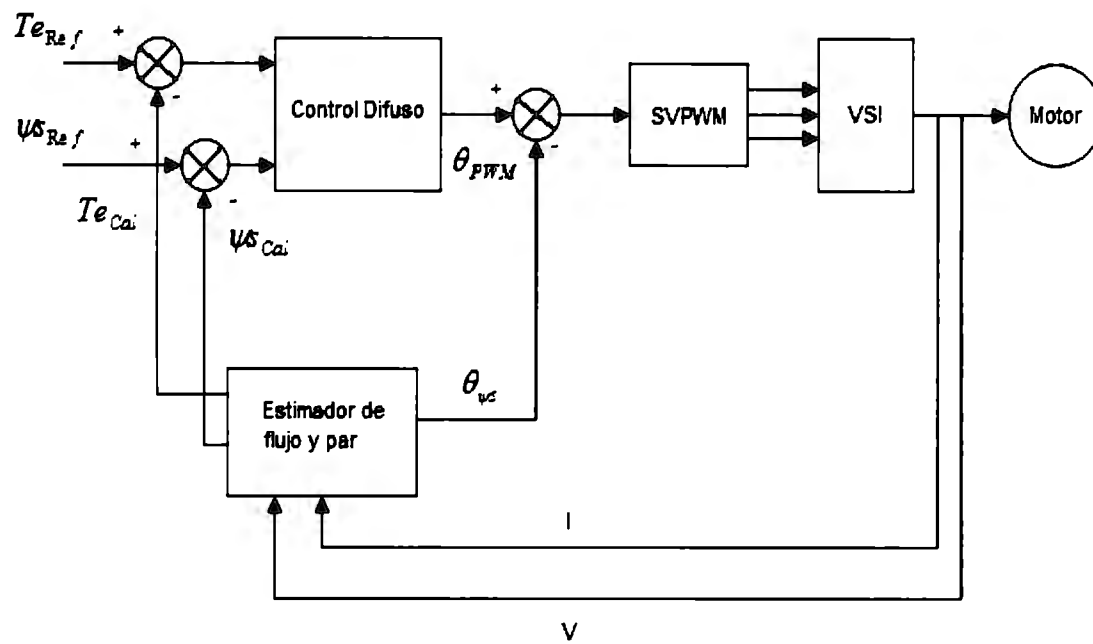


Figura 6.2.a. Diagrama de bloques del Control Directo del Par aplicando una técnica de modulación de ancho de pulso con vectores espaciales y un control difuso

El control difuso se basa en reglas lingüísticas, las cuales para su planteamiento, requieren establecer la relación entre las variables a mapear. Estas variables son el error del flujo del estator, el error del par electromagnético, como entradas; y el ángulo de PWM, como salidas. Para encontrar el ángulo del vector voltaje puede representarse como un proceso de mapeo del espacio dominio del problema, al espacio solución del problema, a través del conocimiento del problema.

Para encontrar el ángulo del vector espacial de voltaje y controlar la frecuencia del inversor es necesario modelar el inversor en conjunto con el motor de inducción. Se sabe que estos sistemas son altamente no lineales acoplados, y por lo tanto, la obtención del modelo es compleja. Una alternativa muy atractiva es el empleo de un controlador difuso, porque no requiere del modelo matemático y se pueden establecer reglas lingüísticas para llevar a cabo la obtención del ángulo del vector espacial de voltaje y el control de la frecuencia de conmutación¹.

El control difuso fue desarrollado en LabVIEW y comparado con el control difuso con el que se contaba en Matlab Simulink. Se utilizó un control tipo Mamdani.

Las reglas difusas se muestran en la tabla siguiente:

	Entrada 1		Entrada 2			Salida
	<i>Error de flujo</i>		<i>Error de par</i>			<i>Ángulo</i>
Si	N	Y	P		Entonces	NG
Si	N	Y	Z		Entonces	PG
Si	P	Y	N		Entonces	PP
Si	P	Y	P		Entonces	NP
Si	P	Y	Z		Entonces	Z
Si	Z	Y	N		Entonces	PPP
Si	Z	Y	P		Entonces	NPP

Tabla 6.2.a Reglas de inferencia

Estas reglas se obtuvieron a partir de los efectos que tiene el vector de voltaje "V1" sobre el flujo del estator y el par electromagnético, de acuerdo a la figura 6.2.b. La componente "X" tiene efecto sobre el flujo del estator y la componente "Y" sobre la velocidad mecánica.

Las dos columnas de entrada (Error de Flujo y Error de Par) provienen del comparador, el cual obtiene la diferencia entre el valor de referencia y el flujo y par electromagnético estimados.

Cada valor de entrada es fuzzificado para obtener una variable de tipo lingüística. Como resultado se obtiene un valor de pertenencia de las funciones de membresía, que en este caso pueden ser positivo, cero o negativo, respectivamente.

La evaluación de dichos valores de pertenencia a través de las 7 reglas mencionadas, nos dan como resultado una consecuencia que se observa en la última columna. Cada salida tendrá un impacto en el SVPWM que se reflejará en el comportamiento del motor.

Las funciones de membresía, que se definen a continuación, y los valores evaluados en dichas funciones se establecieron a partir del bus de corriente directa con el que se alimenta el inversor fuente de voltaje. Esto significa que los rangos de evaluación de los valores nítidos del control, son resultado de las limitaciones físicas que presenta el bus, de tal manera que no se puede enviar un vector infinito para alcanzar el comportamiento del motor deseado.

Entradas

Error de flujo [-0.005, 0.005]: 3 funciones tipo Gauss (zmf=N negativo, gauss=Z cero, smf=P positivo).

Error de par [-1, 1]: 3 funciones tipo Gauss (zmf=N negativo, gauss=Z cero, smf=P positivo).

Salida

Ángulo PWM [-180, 180]: 7 funciones Singleton (trimf=NG negativo grande, NPP negativo mediano, NP negativo pequeño, Z cero, PP positivo pequeño, PPP positivo mediano, PG positivo grande).

Este ángulo es comparado con el ángulo estimado de la posición del flujo del estator para determinar el vector de voltaje que satisfaga la necesidad del motor.

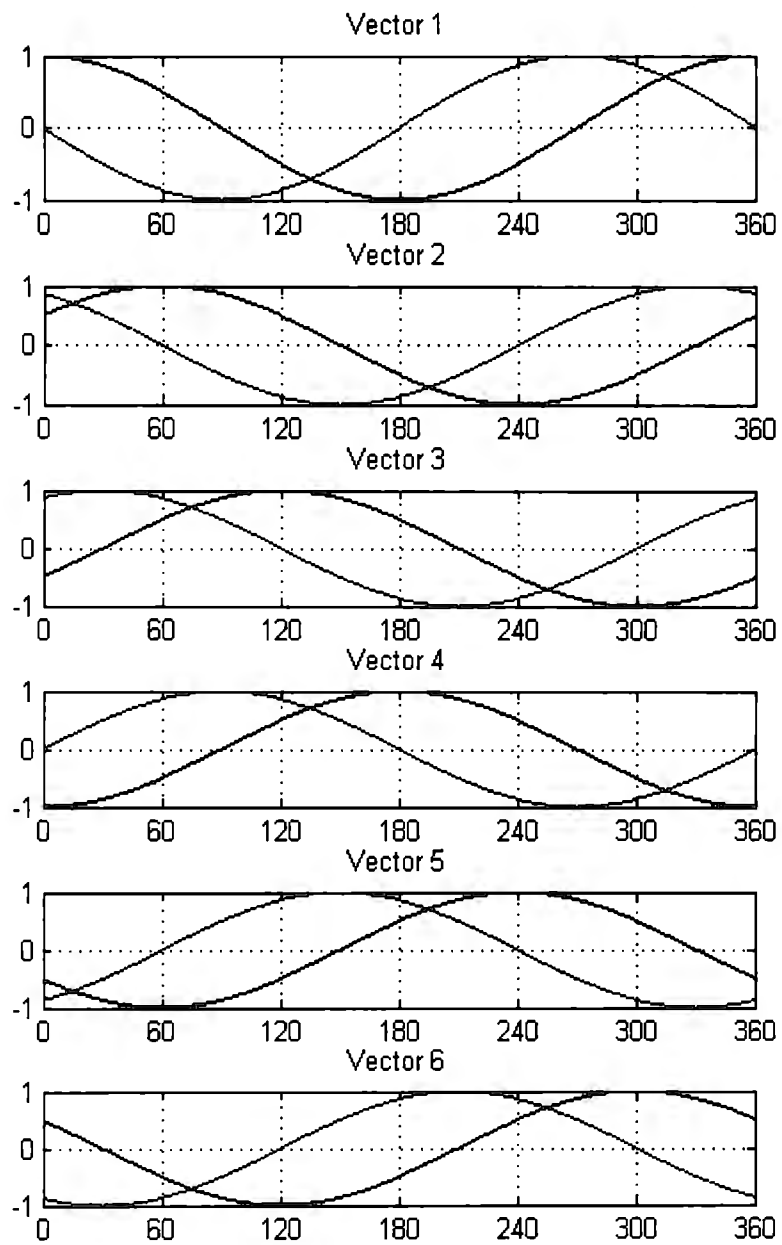


Figura 6.2.b Efecto de los vectores de voltaje sobre flujo (azul) y par electromagnético (rojo).

En LabVIEW se programó el control difuso, por cada parte se diseñó un bloque que realizara la función deseada.

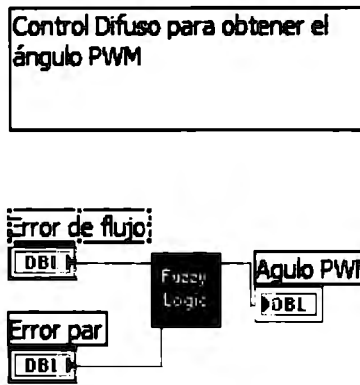


Figura 6.2.c. Control difuso del ángulo de PWM en LabVIEW.

El método de defuzzificación utilizado fue el de Centroides con 7 funciones Singletonⁱⁱ, que se define por:

$$B^* = \frac{\sum_{k=1}^m c^{(k)} [\mu_{B^{(k)}}(c^{(k)})]}{\sum_{k=1}^m [\mu_{B^{(k)}}(c^{(k)})]}$$

Ecuación 6.2.d.

Para comprobar el correcto funcionamiento del control difuso diseñado, se realizó una comparación entre las superficies obtenidas tanto en Matlab Fuzzy Toolbox como en LabVIEW, la cual se presenta a continuación:

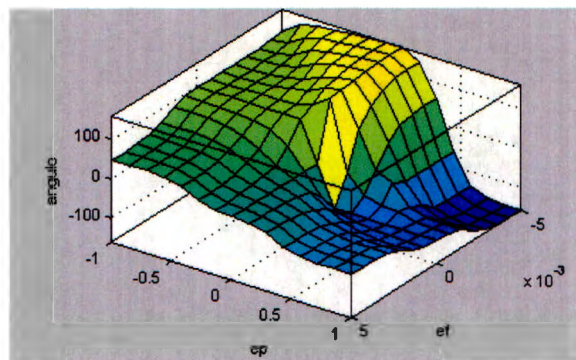


Figura 6.2.e. Superficie en Matlab.

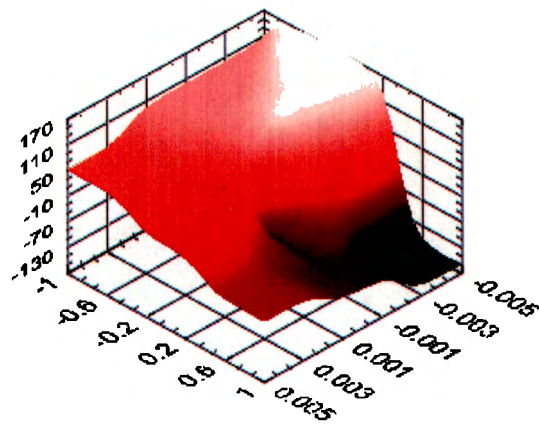


Figura 6.2.f. Superficie en LabVIEW.

Como se puede observar, las figuras anteriores presentan una superficie similar, lo que refleja que el control diseñado en LabVIEW tiene un comportamiento equivalente al de Matlab. Es importante destacar que la diferencia radica en que las funciones de salida utilizadas en el control de LabVIEW son de forma Singleton, y en Matlab se utilizaron funciones triangulares.

En ambas superficies se observa que de acuerdo a los valores de entrada (error de flujo y error de par) que recibe el control, al ser evaluados, se obtiene el valor del ángulo PWM. Ambas mallas representan un mapeo de las dos entradas (error de flujo y error de par) en la salida (ángulo PWM), son curvas en 3 dimensiones. Los ejes "x" y "y" son los valores de entrada y las combinaciones de éstos dan como resultado el eje "z".

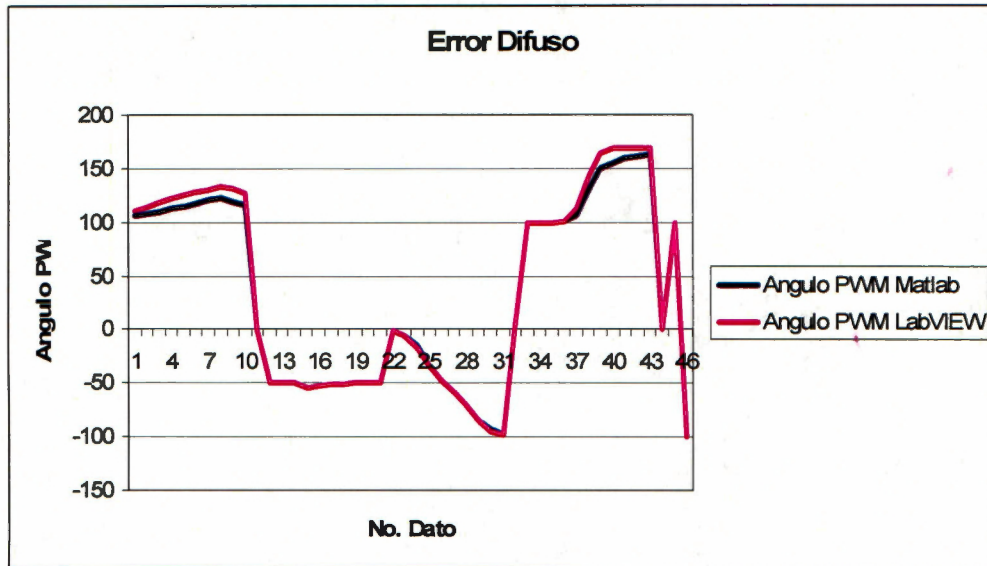


Figura 6.2.g Error de los esquemas de control difuso

A partir de la evaluación de ambos controles, el error que se obtuvo es de 1.6822%, lo que indica que a pesar de que se utilizaron distintas funciones de membresía de salida, ambos controles responden de manera similar a partir de los valores de entrada que reciben, como lo muestra la gráfica

6.3 Modulación de Ancho de Pulso por Vectores Espacialesⁱ

El método de control de Modulación de Ancho de Pulso por Vectores Espaciales (SVPWM) consiste en una secuencia especial de switcheo por un tiempo determinado de los estados de encendido del inversor (VSI), teniendo como propósito principal la representación de los valores trifásicos de voltaje en un solo vector espacial en el plano D-Q (fig. 6.3.a). El vector espacial sigue una trayectoria circular con la misma magnitud en todo momento para que la señal de entrada al motor sea lo más parecida a una señal senoidal. La representación de este vector está definida por los valores trifásicos instantáneos con la ecuación:

$$\int_0^T V_{out} = \int_0^{T1} V_K dt + \int_{T1}^{T1+T2} V_{K+1} dt + \int_{T1+T2}^T 0 dt$$

Ecuación 6.3.a

$$V_{OUT} = \frac{2}{3}(V_a + aV_b + a^2V_c)$$

donde:

$$a = e^{\frac{j2\pi}{3}}$$

Ecuación 6.3.b

El vector espacial actúa en un sector por un tiempo determinado; este tiempo se distribuye entre los estados de conmutación de los estados y se representa con la ecuación:

$$TV_{OUT} = T_1V_k + T_2V_{k+1} + T_3V_0$$

donde:

$$T = T_1 + T_2 + T_3$$

Ecuación 6.3.c

T = Periodo de muestreo.

V_k y V_{k+1} son los vectores de los estados de conmutación del inversor que limitan a cada sector; el vector V_0 es un vector nulo que solo sirve para una conmutación suave en el inversor y sin consecuencias para el motor.

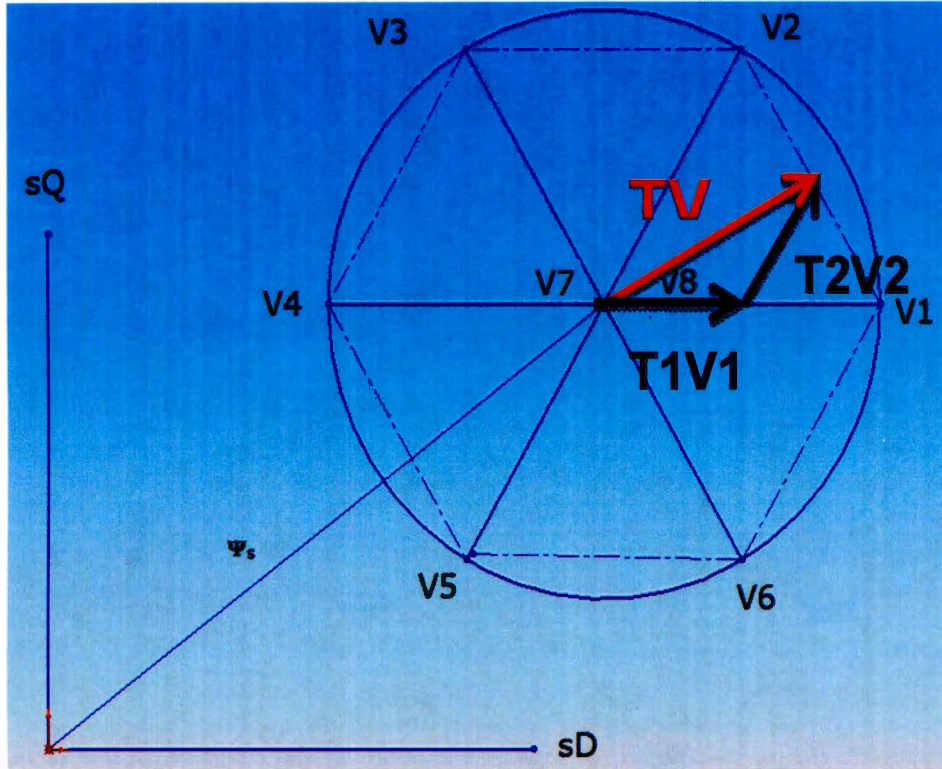


Figura 6.3.a Vectores de voltaje em plano D-Q.

Pasando a un marco de referencia D-Q se tiene lo siguiente:

$$T_1 \sqrt{\frac{2}{3}} V_d \begin{bmatrix} 1 \\ 2 \end{bmatrix} + T_2 \sqrt{\frac{2}{3}} V_d \begin{bmatrix} \cos(60) \\ \text{sen}(60) \end{bmatrix} = T \sqrt{\frac{2}{3}} V_d M \begin{bmatrix} \cos \alpha \\ \text{sen} \alpha \end{bmatrix}$$

Ecuación 6.3.d

Donde:

$$0 \leq \alpha \leq \frac{\pi}{3}$$

$$M = \frac{|V_{OUT}|}{\sqrt{\frac{2}{3}V_d}}$$

Ecuación 6.3.e

Podemos obtener T_1 Y T_2 .

$$T_1 = M \sin\left(\frac{\pi}{3} - \alpha\right)$$

Ecuación 6.3.f

$$T_2 = M \sin(\alpha)$$

Ecuación 6.3.g

A partir de las ecuaciones 6.3.f y 6.3.g se obtienen los tiempos de actividad de los voltajes V_K y V_{K+1} para generar el voltaje espacial de referencia en cualquiera de los sectores.

6.4 Inversor de Fuente de Voltaje (VSI)

Para el desarrollo del inversor del DTC convencional fue necesario definir la combinación adecuada de encendido y apagado de cada una de las ramas del mismo inversor, y poder energizar el motor. Esto se realizó de acuerdo a la tabla 3.3.2c.

En el plano D-Q, existen 8 posibles vectores del voltaje del inversor, con los cuales se puede conseguir un incremento o un decremento del par electromagnético y del flujo del estator. El plano D-Q se divide en seis sectores (K) de 60° cada uno. El sector que contiene el vector flujo es denominado como K_t . El número de sector se incrementa en dirección de las manecillas del reloj.

Tomando en cuenta que el vector del flujo se puede encontrar en cualquier sector podemos determinar la siguiente tabla:

	V1	V2	V3	V4	V5	V6	V7 y V8
$ \psi_s $	↑↑	↑	↓	↓↓	↓	↑	
Te	↓	↑	↑	↓	↓↓	↓ ↓	↓

Tabla 6.4.a. Influencia de los vectores de voltaje del inversor sobre el flujo del estator y el par electromagnético.

En la tabla 6.4a se muestra la manera en como cada uno de los vectores activos y no activos afectan al flujo del estator y al par electromagnético. Los vectores no activos (V7 y V8) no afectan al flujo del estator, pero disminuyen al par electromagnético.

El inversor fuente de voltaje simulado trabaja a una frecuencia de 20KHz al igual que el inversor real con el que se cuenta, estos 20KHz se generan a través de los periodos de tiempo de conmutación. Tiene la opción de enviar al motor, 6 diferentes vectores de voltaje los cuales tendrán un efecto sobre el mismo, respectivamente.

6.5 Estimador de flujo y par

Es necesario estimar los valores del par y del flujo electromagnético presentes, desarrollados por el motor de inducción, esto se logra obteniendo los valores de corriente y voltaje en el estator, y analizándolos en el algoritmo estimador de flujo y par.

Al introducir los datos de referencia al sistema, corriente y voltaje, para después analizarlos, contamos con distintas maneras de hacerlo. En este caso se utilizan: "los valores de voltaje de DC y la posición de los elementos de electrónica de potencia del inversor".

Los valores de entrada los obtendremos mediante las constantes mediciones del inversor fuente de voltaje (VSI, por su nombre en inglés "Voltage Source Inverter"), estos datos son adquiridos en 3 fases. Para su análisis es necesario cambiar su valor a dos fases, esto aplicando la transformación de Park.

Una vez aplicada la transformación de Park obtenemos los valores de VSD, VSQ, ISD, ISQ, con los cuales podemos obtener las componentes del flujo con respecto a D-Q mediante las siguientes ecuaciones:

$$\Psi_{SD} = \int (V_{SD} - R_s i_{SD}) dt$$

$$\Psi_{SQ} = \int (V_{SQ} - R_s i_{SQ}) dt$$

Ecuación 6.5.a y 6.5.b. Componentes del flujo con respecto al marco D-Q

Quedando el flujo del estator como:

$$\Psi_{SD} + j\Psi_{SQ}$$

Ecuación 6.5.c. Flujo del estator estimado

Este valor puede estar dado en forma rectangular y en forma polar. Dado que se necesitan en forma polar es necesario transformarlo mediante las siguientes ecuaciones:

$$\bar{\Psi}_s = \sqrt{(\Psi_{SD})^2 + (\Psi_{SQ})^2}$$

$$\angle \theta_{\Psi_s} = \tan^{-1} \left(\frac{\Psi_{SQ}}{\Psi_{SD}} \right)$$

Ecuación 6.5.d. Magnitud y posición del flujo del motor

Una vez que se obtienen los valores deseados, se puede estimar el par electromagnético mediante la siguiente ecuación:

$$Te = \frac{3}{2} P (\Psi_{SD} i_{SQ} - \Psi_{SQ} i_{SD})$$

Ecuación 6.5.e. Par electromagnético

A diferencia del sistema DTC convencional donde la magnitud del flujo del estator es enviada al comparador de histéresis, y el valor del ángulo determina la posición del vector espacial del flujo del estator y posteriormente es enviado a la tabla de selección. En el caso del sistema estudiado, estos valores son enviados controlador difuso y al modulador del ancho de pulso con vectores espaciales, respectivamente.

6.6 Modelo Dinámico del Motor

El modelo del motor utilizado es un sistema no lineal debido a que existen variables dependientes que se multiplican entre sí dentro de una misma ecuación.

Ecuaciones de la máquina de inducción en marco de referencia estacionario D-Q:

$$\bar{V}_s = V_{SD} + jV_{SQ} \quad \text{Ecuación 6.6.a}$$

$$V_{SD} = R_S i_{SD} + \frac{d\Psi_{SD}}{dt} \quad \text{Ecuación 6.6.b}$$

$$V_{SQ} = R_S i_{SQ} + \frac{d\Psi_{SQ}}{dt} \quad \text{Ecuación 6.6.c}$$

$$\bar{V}_R' = V_{RD} + jV_{RQ} \quad \text{Ecuación 6.6.d}$$

$$V_{RD} = R_R i_{RD} + \frac{d\Psi_{RD}}{dt} + \omega_r \Psi_{RQ} \quad \text{Ecuación 6.6.e}$$

$$V_{RQ} = R_R i_{RQ} + \frac{d\Psi_{RQ}}{dt} - \omega_r \Psi_{RD} \quad \text{Ecuación 6.6.f}$$

Las ecuaciones del flujo de la máquina de inducción son:

$$\Psi_{SD} = L_S i_{SD} + L_m i_{RD} \quad \text{Ecuación 6.6.g}$$

$$\Psi_{SQ} = L_S i_{SQ} + L_m i_{RQ} \quad \text{Ecuación 6.6.h}$$

$$\Psi_{RD} = L_R i_{RD} + L_m i_{SD} \quad \text{Ecuación 9.6.i}$$

$$\Psi_{RQ} = L_R i_{RQ} + L_m i_{SQ} \quad \text{Ecuación 6.6.j}$$

Donde:

$$L_S = Ll_S + L_m \quad \text{Ecuación 6.6.k}$$

$$L_R = Ll_R + L_m \quad \text{Ecuación 6.6.l}$$

La ecuación del par electromagnético de la máquina de inducción es:

$$\frac{d\omega_r}{dt} = \frac{1}{J} [\Psi_{SD} i_{SQ} - \Psi_{SQ} i_{SD} - T_L] \quad \text{Ecuación 6.6.m}$$

De las ecuaciones anteriores se pueden obtener las fórmulas de la máquina de inducción:

$$\frac{d\Psi_{SD}}{dt} = V_{SD} - R_S i_{SD} \quad \text{Ecuación 6.6.n}$$

$$\frac{d\Psi_{SQ}}{dt} = V_{SQ} - R_S i_{SQ} \quad \text{Ecuación 6.6.o}$$

$$\frac{d\Psi_{RD}}{dt} = -\omega_r \Psi_{RQ} - \frac{R_R}{L_R} \Psi_{RD} + \frac{R_R L_M}{L_R} i_{SD} \quad \text{Ecuación 6.6.p}$$

$$\frac{d\Psi_{RQ}}{dt} = \omega_r \Psi_{RD} - \frac{R_R}{L_R} \Psi_{RQ} + \frac{R_R L_M}{L_R} i_{SQ} \quad \text{Ecuación 6.6.q}$$

$$i_{SD} = \frac{1}{\sigma L_S} \Psi_{SD} - \frac{L_M}{\sigma L_S L_R} \Psi_{RD} \quad \text{Ecuación 6.6.r}$$

$$i_{SQ} = \frac{1}{\sigma L_S} \Psi_{SQ} - \frac{L_M}{\sigma L_S L_R} \Psi_{RQ} \quad \text{Ecuación 6.6.s}$$

$$\frac{d\omega_r}{dt} = \frac{1}{J} [\Psi_{SD} i_{SQ} - \Psi_{SQ} i_{SD} - T_L] \quad \text{Ecuación 6.6.t}$$

$$T_e - T_L = J \frac{d\omega_m}{dt} \quad \text{Ecuación 6.6.u}$$

La ecuación 6.6.u puede utilizarse en cualquier marco de referencia.

En donde ω_r es la velocidad angular del rotor, ψ_{SD} y ψ_{SQ} son los flujos del estator, ψ_{RD} y ψ_{RQ} son los flujos del rotor. V_{SD} y V_{SQ} son los voltajes del estator i_{SD} y i_{SQ} son las corrientes del estator, i_{RD} y i_{RQ} son las corrientes del rotor, R_S y R_R son las resistencias del estator y el rotor respectivamente. J es el

momento de inercia y σ se define por $\sigma = 1 - \frac{L_M^2}{L_S L_R}$.

7. RESULTADOS

7.1 Banco de pruebas

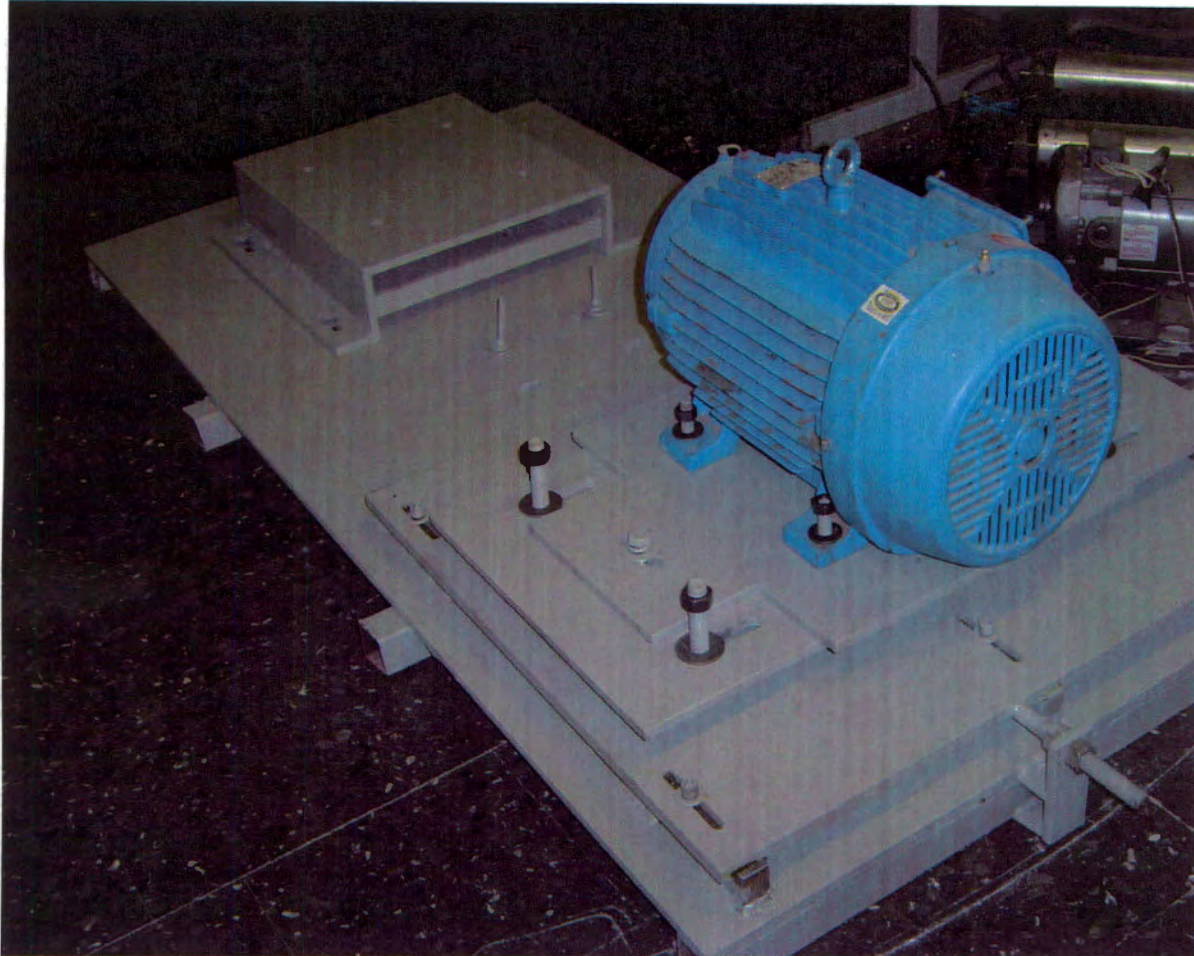


Figura 7.1.a Banco de Pruebas

Dado que en el mercado nacional no se encontró un proveedor que proporcionara una mesa de pruebas con la funcionalidad deseada, se determinó que era necesario diseñar un banco de pruebas para el sistema físico a controlar (motor y generador), estos dos elementos poseen la desventaja de ser altamente masivos, el motor tiene un peso de 150 Kg, mientras que el generador adecuado para este acoplamiento tiene un peso de 120 Kg. lo que desde su inicio dificultó el diseño de el prototipo.

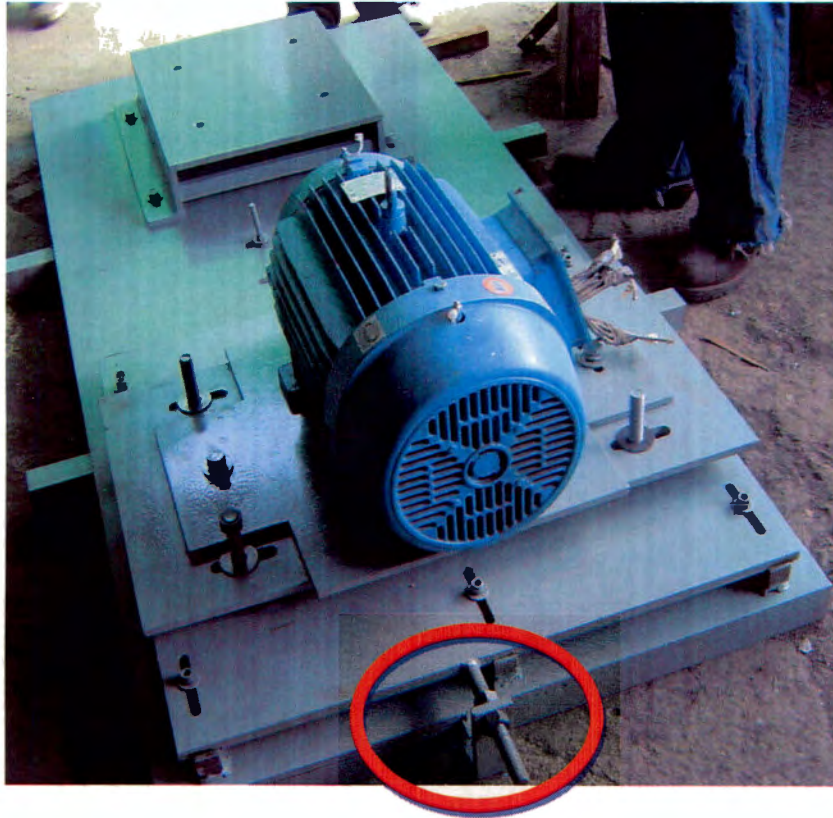


Figura 7.1.b Aditamento extra para facilitar el movimiento de las placas

De acuerdo a los planos realizados en SolidWorks del banco de pruebas se contrató a una empresa de maquinados especializados para que fabricaran el mismo. Todo el diseño fue respetado en su mayoría, salvo un aditamento extra que se tuvo que colocar con el fin de facilitar su desplazamiento sobre el eje X. Este aditamento consiste en una flecha roscada soldada a la placa A y un ángulo con un orificio para que atraviese la flecha por el mismo, soldado a la base. Estos elementos en conjunto permiten desplazar con mayor facilidad el conjunto de placas y el motor situados encima de la placa A.

En la Figura 7.1.c se observan las 3 placas movibles que brindan al motor grados de libertad en los ejes X, Y, Z y un momento sobre Y.

Estas placas tienen como objetivo lograr un perfecto acoplamiento entre el motor y el generador, ya que de lo contrario las flechas de los mismos se podrían fracturar. Debido a que las dimensiones de los motores y generadores son variables, el mecanismo de las 3 placas, permite la alineación de las flechas.

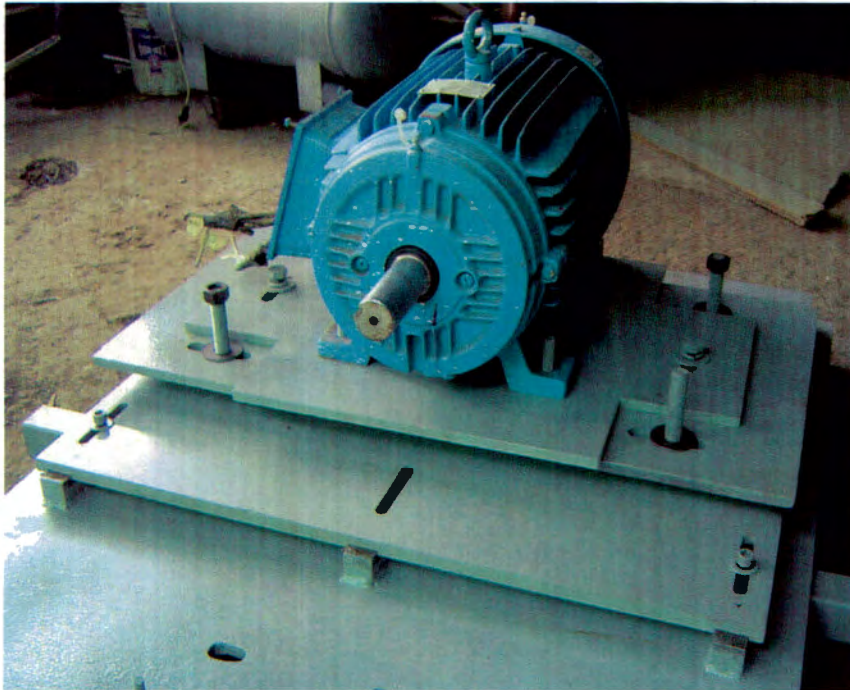


Figura 7.1.c Placas del Motor

La base Fija es la encargada de soportar al generador. La base fija permite un grado de libertad sobre el eje X, lo cual nos permite acortar o aumentar la distancia entre el motor y el generador.

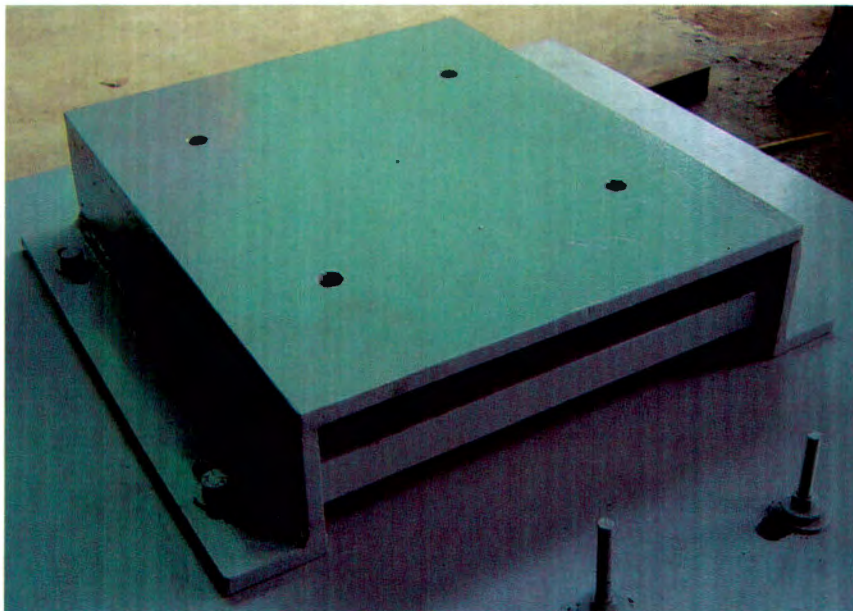


Figura 7.1.d Base fija para el generador

Los estudios aplicados al banco de pruebas revelaron que es capaz de soportar todas las fuerzas a las que estará sometido por lo que se considera que el diseño del banco de pruebas, con sus 4 rangos de movimiento, resulta capaz de proveer todos los requerimientos deseados para el adecuado monitoreo y control del motor.

7.2 Adquisición de datos

Panel de adquisición de datos

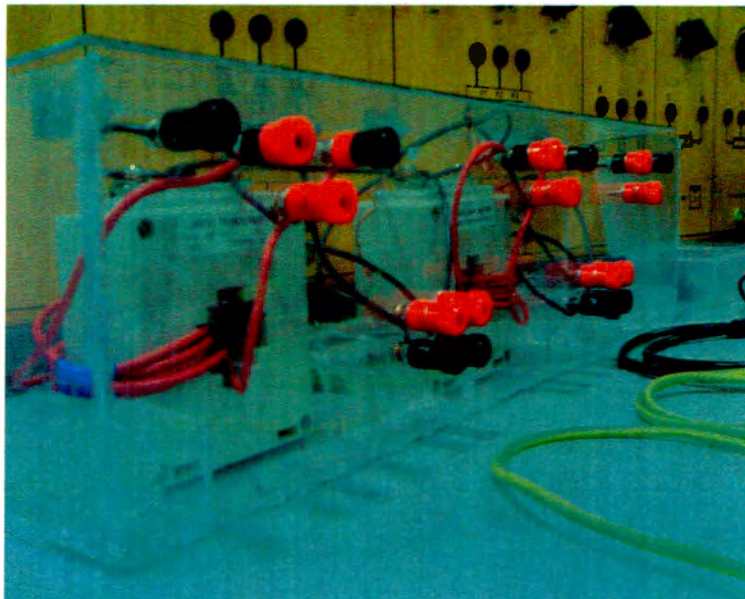


Figura 7.2.a Panel de adquisición de datos

El panel de pruebas se divide principalmente en dos partes: La adquisición del voltaje y la adquisición de la corriente. Estos dos elementos fueron sensados de manera independiente. La corriente con un sensor que funciona mediante efecto hall, y el voltaje se midió por medio de un amplificador aislador.

Al motor de inducción se conectó un variador que provoca la generación de voltajes que contienen armónicos y afectan a la señal muestreada. Estas señales fueron analizadas y con el fin de eliminar dichos armónicos, posteriormente la señal de corriente se limpió mediante un filtro capacitivo. Gracias al filtrado de la señal, se obtuvo la señal fundamental. En cuanto a lo que refiere a la señal de voltaje adquirida, gracias al variador, también presentó armónicos. La herramienta de sensado de voltaje fue el

aislador, el cual cuenta con un filtro integrado. Este filtro elimina los armónicos y despliega en la pantalla la señal deseada.

Una vez adquiridas ambas señales, se pueden monitorear de manera constante para procesarlas y analizarlas. El panel cuenta con diferentes pantallas, las cuales al procesar las señales adquiridas, y obtener las señales fundamentales del voltaje y la corriente, se calculan la potencia aparente, potencia activa, potencia reactiva, y por ultimo el factor de Potencia. Este último parámetro calculado (fp), es de suma importancia, ya que permite definir si el rendimiento del motor es el óptimo.

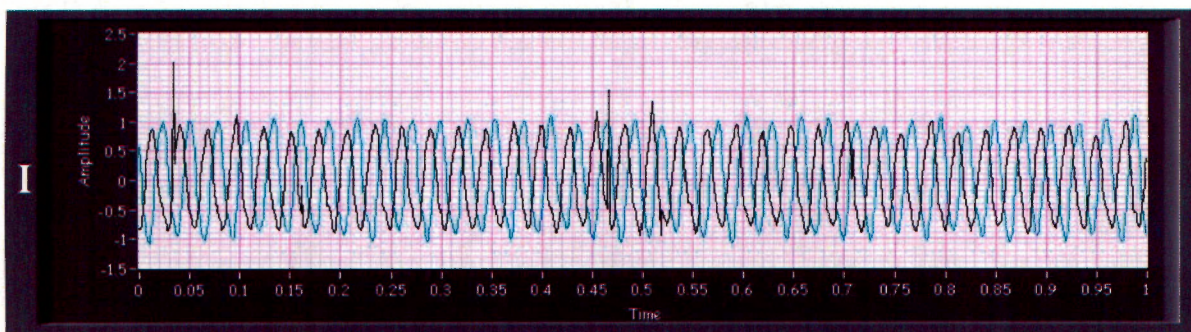


Figura 7.2.b Adquisición de corriente de dos fases

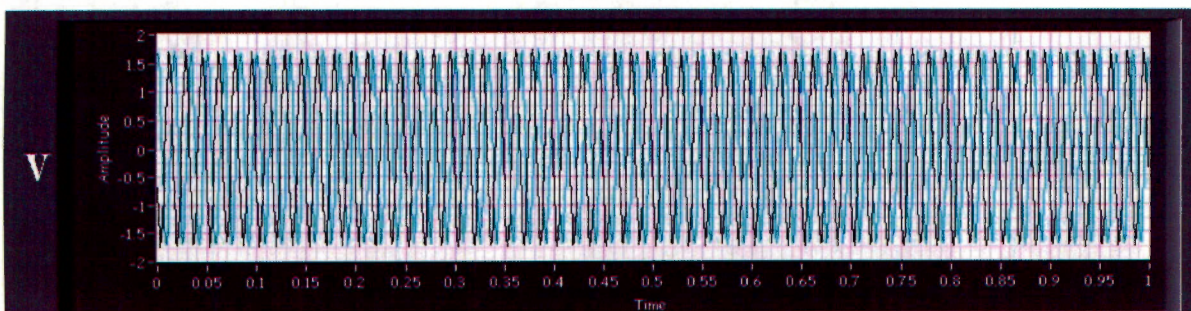


Figura 7.2.c Adquisición de voltaje de dos fases

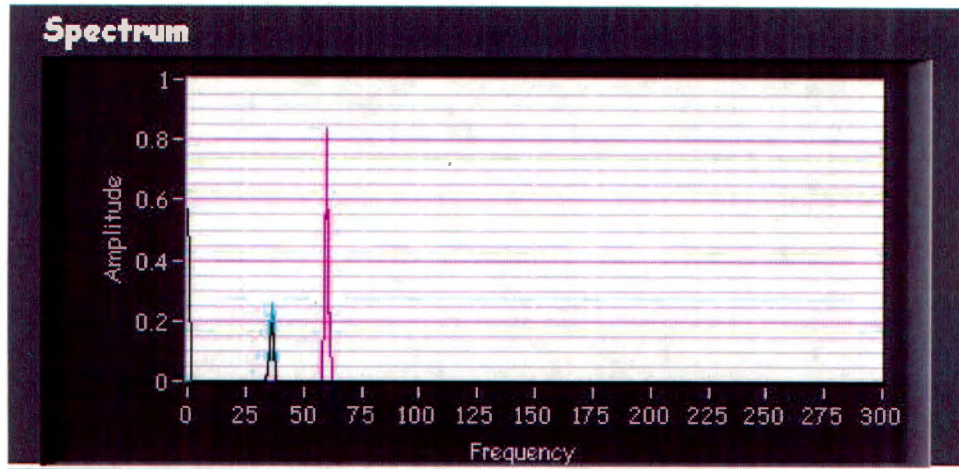


Figura 7.2.d Armónicos de las señales adquiridas

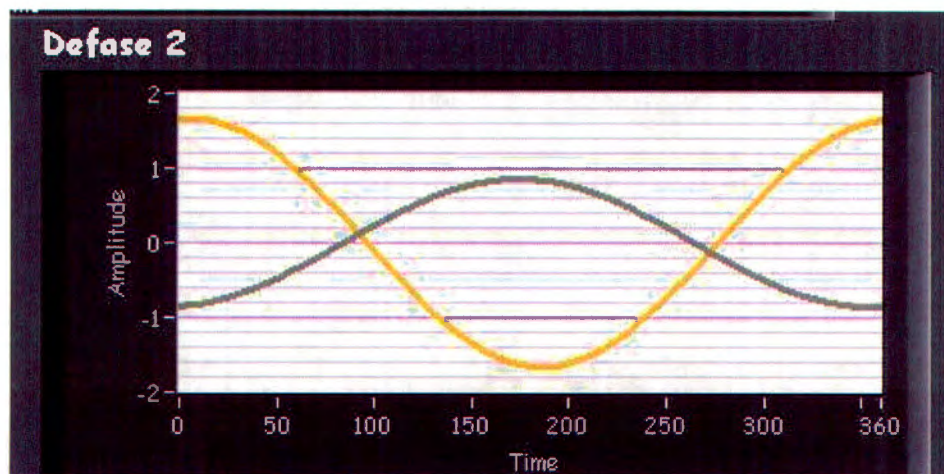


Figura 7.2.e Señales fundamentales de corriente y voltaje que permiten conocer el factor de potencia

7.3 Simulación en LabVIEW

En LabVIEW se implementó el esquema de control con el que se contaba en Matlab¹. La simulación permitió validar el sistema real, a pesar de que los resultados no fueron los esperados. Esto se debe al método de integración que utiliza LabVIEW que comparado con el método de integración de Matlab es pobre en cuestión de métodos numéricos.

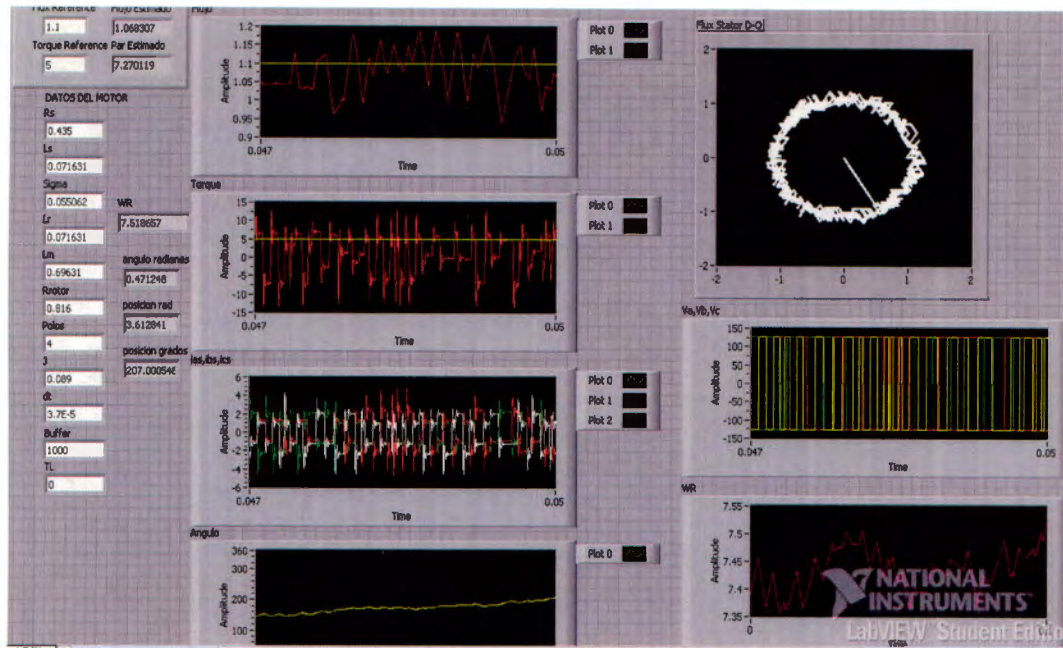


Figura 8.1.a Esquema de control (general) del SVPWM implementado en LabVIEW.

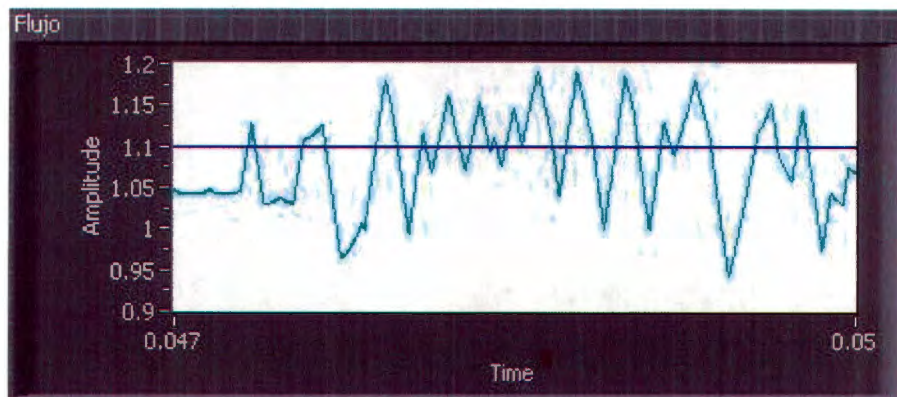


Figura 8.1.b Error de flujo

La figura 8.1.B muestra el error de flujo donde se puede ver que dicho error es de ± 0.15 Webbers respecto de la referencia especificada.

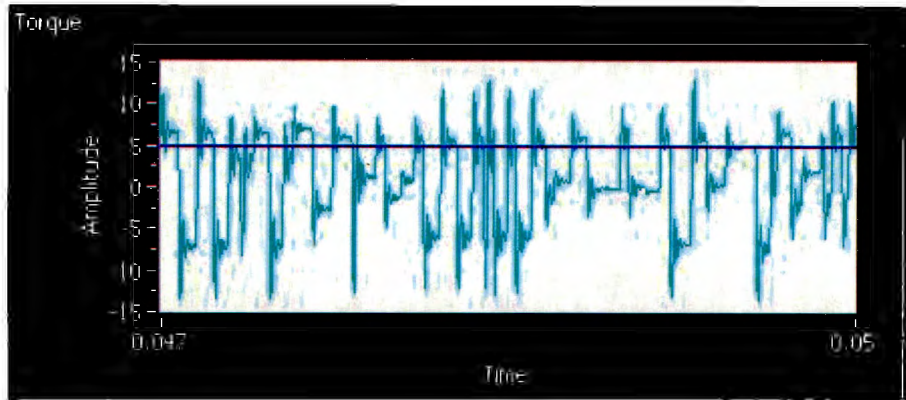


Figura 8.1.c Error de par electromagnético

De acuerdo a la Figura 8.1.c, el error de par de la simulación en LabVIEW, es grande. Esto es debido a que los métodos de integración de LabVIEW son de un nivel inferior a los que maneja Matlab. El método de integración que utiliza Matlab es el Método de Adams, a diferencia que el de LabVIEW que usa el Método de Trapezoide.

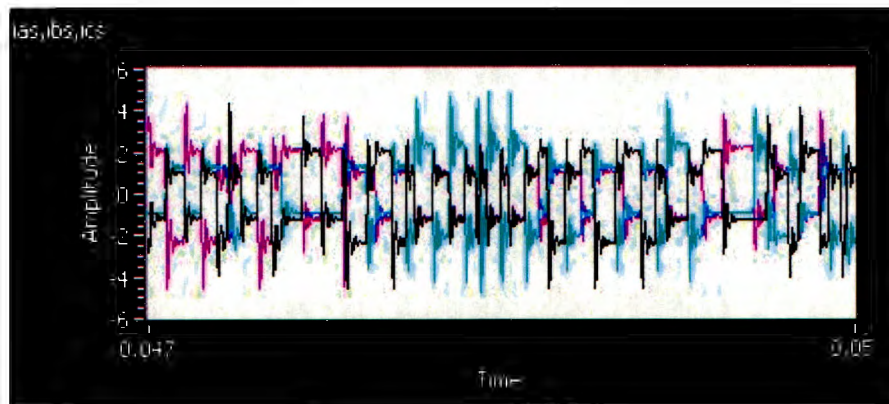


Figura 8.1.d Corrientes Trifásicas

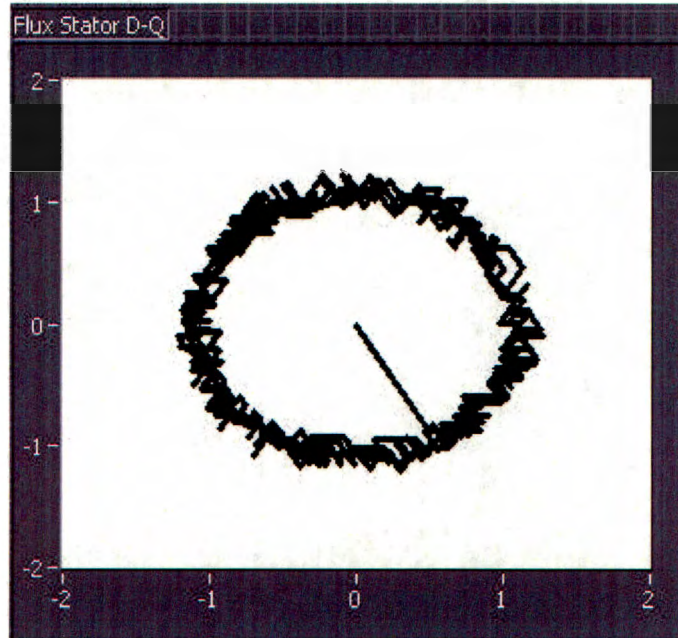


Figura 8.1.e Flujo del estator en marco D-Q

En la figura 8.1.d se muestra las corrientes trifásicas inyectadas al motor y en la figura 8.1.e se muestra el flujo del estator en un marco de referencia D-Q.

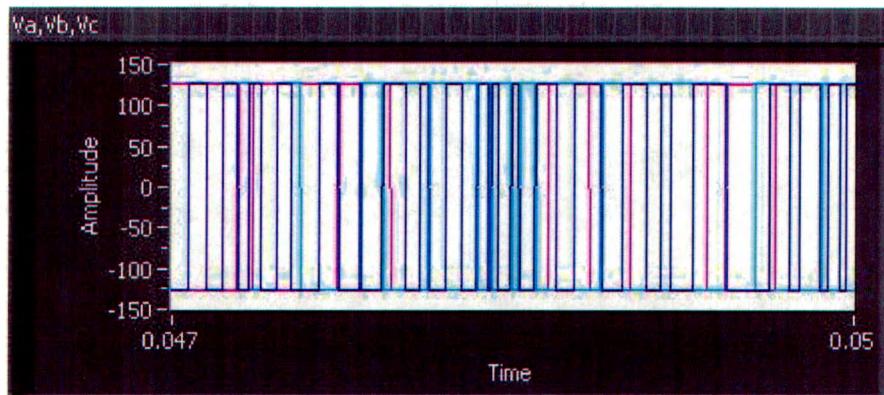


Figura 8.1.f Señales de voltaje en el inversor fuente de voltaje

La Figura 8.1.f muestra las señales de voltaje simulando al inversor de voltaje. Como puede observarse, los pulsos son uniformes de tal manera que representan fielmente a un inversor fuente de voltaje real que tiene como frecuencia de switcheo 20 KHz.

8. CONCLUSIONES

Como se definió al inicio, el proyecto se divide en 3 partes: el Banco de Pruebas, la Adquisición de Datos y el Esquema de Control. Cada parte fue desarrollada en diferentes programas de diseño para su validación.

Para el desarrollo del banco de pruebas se utilizó el programa SolidWorks el cual permitió diseñar y evaluar el comportamiento de la mesa al ser sometida a diferentes esfuerzos estáticos. De acuerdo a los resultados obtenidos, destacamos que se trata de una herramienta adecuada para el diseño de elementos mecánicos sencillos y complejos.

Para la adquisición de datos se utilizó una tarjeta de adquisición de National Instruments, la cual permitió el análisis de las señales para así obtener las características.

Los softwares de simulación utilizados en el desarrollo del esquema de control fueron Matlab de Mathworks y LabVIEW de National Instruments. A partir de los resultados obtenidos en ambos programas podemos destacar que LabVIEW no tiene la funcionalidad de ser una herramienta de simulación debido a que los métodos de integración son muy pobres con respecto a los que utiliza Matlab.

Finalmente, con lo que respecta a la implementación del control simulado en LabVIEW en el NI DSP Speedy33 fue complicado debido a el modulo de LabVIEW compatible con este DSP no cuenta con los mismos bloques que LabVIEW. Ejemplos sencillos son el de un bloque de varias funciones aritméticas, o el bloque condicional, los cuales se deben construir en el modulo.

9. TRABAJO FUTURO

Como trabajo futuro se plantea lo siguiente:

- Evaluación física del esquema de control implementado en el DSP de NI Speedy33 con el objetivo de observar el comportamiento del motor y la respuesta que presenta a dicho sistema.
- Validar a LabVIEW como herramienta de aplicación con el esquema de control diseñado.
- Evaluar el desempeño del DSP NI Speedy33 como herramienta de procesamiento de señales.
- Evaluar los parámetros de diferentes motores en el banco de pruebas.

10. REFERENCIAS

A. Artículos

- Francisco José Garcés, Darío Arturo Díez Ángel, César Augusto Quintero. Vallejo. Grupo investigación Automática y Diseño A+D. Universidad Pontificia Bolivariana. *Vehículo Eléctrico Con Control Difuso*. 2002.
- Pedro Ponce, Rodrigo Blancas, Cristian Tena, Manuel Rara. Instituto Tecnológico y de Estudios Superiores de Monterrey-CCM. Departamento de Ingeniería Eléctrica y Eléctrica, México DF. *Modelo de controlador para motor CD basado en lógica difusa de planta inversa*.
- Pedro Ponce Cruz, Joel Morantes Aquino, Maya Reyes Eiizondo. Instituto Tecnológico y de Estudios Superiores de Monterrey, Campus Ciudad de México. Instituto Politécnico Nacional Escuela Superior de Ingeniería Mecánica y Eléctrica, México. *Control vectorial usando controladores ANFIS con Modulación Vectorial Espacial*. 2004.
- Pedro Ponce, Juan C. Ramírez, Departamento de Ingeniería Eléctrica. Instituto Tecnológico de Estudios Superiores de Monterrey. *Controlador de Lógica Difusa basado en modulación vectorial espacial para controladores de motores de inducción*. 2003.
- J. Viola, M. Strefezza y J. Restrepo. Departamento de Electrónica y Circuitos de la Universidad Simón Bolívar, Caracas, Venezuela. Venezuela, 1005. *Mejoramiento de la Respuesta de un Sistema de Emulación Activa de Carga Mediante el uso de un Sistema de Inferencia Difuso*. 2005.

B. Libros

- Kosow, Irving L. *Máquinas eléctricas y transformadores*. Segunda Edición. Pearson Educación. México, 1993. 704 pp.

- Kuncheva, Luzmila I. *Fuzzy Classifier Design*. Physica-Verlag. Alemania, 2000. 314 pp.
- Chapman, Stephen J. *Electric Machinery and Power System*. Mc Graw Hill. USA 2002. 673pp.
- Chin-Ten Lin, C. S. George Lee. *Neural Fuzzy Systems*, Prentice Hall, 1996.

C. Tesis

- Ramírez, Juan C.
Control directo del par de un motor de inducción, aplicando una técnica de modulación de ancho de pulso con vectores espaciales. Tesis de maestría. Instituto Politécnico Nacional. México. 2003.
- Llor, Ana M.
Control directo del par a frecuencia de modulación constante de motores síncronos de imanes permanentes. Tesis doctoral. Universidad Carlos III de Madrid y el Instituto Nacional de Ciencias Aplicadas de Lyon.

D. Software

- MathWorks. Matlab
- MathWorks. Matlab Simulink
- National Instruments. LabVIEW 8.2
- SolidWorks. CosmosWorks

E. Hardware

- NI DSP Speedy
- Panel de adquisición de datos

F. Internet

- <http://www.paginadigital.com.ar/articulos/2002rest/2002terc/tecnologia/sica90.html>
- <http://www.ingelectricista.com.ar/cosfi.htm>
- <http://www.answermath.com/Spanish/logica-difusa-matematicas.htm>

Índice

1. Introducción	1
1.1 Definición de la problemática	1
1.2 Objetivos generales	2
1.3 Objetivos particulares	2
1.4 Alcances	2
1.5 Justificación	3
2. Estado del arte	4
3. Marco teórico	9
3.1 Motores de inducción	9
3.1.1 Factor de potencia	9
3.1.2 Distorsión Armónica	11
3.2.1 Control Difuso tipo Mamdani ⁱⁱ	14
3.2.1.1 Fuzzificación	14
3.2.1.2 Reglas difusas (inferencia)	15
3.2.1.3 Defuzzificación	15
3.3 Control Vectorial	16
3.3.1 PWM	16
3.3.2 Modulación "Seis Pasos"	17
3.3.3 SVPWM	27
4 Banco de pruebas	31
4.1 Análisis de Esfuerzos del Banco de Pruebas	31
4.2 Materiales	36
4.3 Cargas y restricciones de movimiento	39
4.4 Resultados de Esfuerzos	41

4.5 Resultados de Elongación.....	42
4.6 Resultados del Desplazamiento	43
4.7 Resultados de Deformación	44
4.8 Aprobación del diseño	45
5. Adquisición de datos.....	48
5.1 Sensores de corriente	48
5.2 Sensores de Voltaje	49
5.3 Tarjeta de adquisición de datos.....	51
5.4 NI SPEEDY-33 DSP	51
6. Sistema de Control.....	53
6.1 Comparador de flujo y par electromagnético.....	53
6.2 Control Difuso ⁱ	53
6.4 Inversor de Fuente de Voltaje (VSI).....	66
6.5 Estimador de flujo y par	67
6.6 Modelo Dinámico del Motor	69
7. Resultados.....	73
8. Conclusiones	82
9. TRABAJO FUTURO.....	83
10. Referencias.....	84
<i>A. Artículos</i>	84
<i>B. Libros</i>	84
<i>C. Tesis</i>	85
<i>D. Software</i>	85
<i>F. Internet</i>	86

ⁱ Ramírez, Juan C. Control directo del par de un motor de inducción, aplicando una técnica de modulación de ancho de pulso con vectores espaciales. Tesis de maestría. Instituto Politécnico Nacional. México 2003.

ⁱⁱ MathWorks: Matlab. Fuzzy Logic Toolbox. Fuzzy Inference System.

10. ANEXOS

Nombre del material:

AISI 1020

Nombre de la propiedad	Valor	Unidades
Módulo de Elasticidad	2e+011	N/m ²
Razón de Poisson	0.29	NA
Módulo de Corte	7.7e+010	N/m ²
Densidad de la Masa	7900	kg/m ³
Límite de Fluencia	4.2051e+008	N/m ²
Esfuerzo de Fluencia	3.5157e+008	N/m ²
Coefficiente de expansión térmica	1.5e-005	/Kelvin
Conductividad Térmica	47	W/(m.K)
Calor específico	420	J/(kg.K)

Tabla 12.a Propiedades del acero AISI 1020

Datos del motor

General Purpose Motors

: Three-Phase Motors

: TEFC (IP55) - Ball Bearings

» **Characteristics**

- Output: 20 HP
- Poles: 4
- Frequency: 60 Hz
- Torque: 59.0 lb.ft
- Voltage: 208-230/460 V
- Frame: 256T
- RPM: 1755
- Full Load Amps: 53.9-48.8/24.4 A
- Efficiency (100%): 91.0
- Power factor (100%): 0.85
- Insulation: F
- Noise: 69 dB(A)
- No load current: 18.3/9.13 A
- In Rush (Times): 5.9

» **Catalog Number:**

02018EP3E256T

» **Price:** \$1,682



TEFC (IP55) - Ball Bearings

Three-Phase Motors

Output HP	Frame	Full Load Amps	In Rush (Times)	Locked Rotor Torque	Break Down Torque
20 HP	256T	53.9-48.8/24.4 A	5.9	240 %	240 %

Efficiency (%)			Power factor (%)			Service Factor	Inertia	L.R. Time	Weight
50	75	100	50	75	100				
89.5	91.0	91.0	0.72	0.81	0.85	1.25	2.8580 sq.ft.lb	18 s	298 lb

Modelo Dinámico del Motor

Ecuaciones de la máquina de inducción en marco de referencia estacionario D-Q:

$$\bar{V}_S = V_{SD} + jV_{SQ} \quad \text{Ecuación 10.a}$$

$$V_{SD} = R_S i_{SD} + \frac{d\Psi_{SD}}{dt} \quad \text{Ecuación 10.b}$$

$$V_{SQ} = R_S i_{SQ} + \frac{d\Psi_{SQ}}{dt} \quad \text{Ecuación 10.c}$$

$$\bar{V}_R' = V_{RD} + jV_{RQ} \quad \text{Ecuación 10.d}$$

$$V_{RD} = R_R i_{RD} + \frac{d\Psi_{RD}}{dt} + \omega_r \Psi_{RQ} \quad \text{Ecuación 10.2.e}$$

$$V_{RQ} = R_R i_{RQ} + \frac{d\Psi_{RQ}}{dt} - \omega_r \Psi_{RD} \quad \text{Ecuación 12.f}$$

Las ecuaciones del flujo de la máquina de inducción son:

$$\Psi_{SD} = L_S i_{SD} + L_m i_{RD} \quad \text{Ecuación 10.g}$$

$$\Psi_{SQ} = L_S i_{SQ} + L_m i_{RQ} \quad \text{Ecuación 10.h}$$

$$\Psi_{RD} = L_R i_{RD} + L_m i_{SD} \quad \text{Ecuación 10.i}$$

$$\Psi_{RQ} = L_R i_{RQ} + L_m i_{SQ} \quad \text{Ecuación 10.j}$$

Donde:

$$L_S = Ll_S + L_m \quad \text{Ecuación 10.k}$$

$$L_R = Ll_R + L_m \quad \text{Ecuación 10.l}$$

La ecuación del par electromagnético de la máquina de inducción es:

$$\frac{d\omega_r}{dt} = \frac{1}{J} [\Psi_{SD} i_{SQ} - \Psi_{SQ} i_{SD} - T_L] \quad \text{Ecuación 10.m}$$

De las ecuaciones anteriores se pueden obtener las fórmulas de la máquina de inducción:

$$\frac{d\Psi_{SD}}{dt} = V_{SD} - R_S i_{SD} \quad \text{Ecuación 10.n}$$

$$\frac{d\Psi_{SQ}}{dt} = V_{SQ} - R_S i_{SQ} \quad \text{Ecuación 10.o}$$

$$\frac{d\Psi_{RD}}{dt} = -\omega_r \Psi_{RQ} - \frac{R_R}{L_R} \Psi_{RD} + \frac{R_R L_M}{L_R} i_{SD} \quad \text{Ecuación 10.p}$$

$$\frac{d\Psi_{RQ}}{dt} = \omega_r \Psi_{RD} - \frac{R_R}{L_R} \Psi_{RQ} + \frac{R_R L_M}{L_R} i_{SQ} \quad \text{Ecuación 10.q}$$

$$i_{SD} = \frac{1}{\sigma L_S} \Psi_{SD} - \frac{L_M}{\sigma L_S L_R} \Psi_{RD} \quad \text{Ecuación 10.r}$$

$$i_{SQ} = \frac{1}{\sigma L_S} \Psi_{SQ} - \frac{L_M}{\sigma L_S L_R} \Psi_{RQ} \quad \text{Ecuación 10.s}$$

$$\frac{d\omega_r}{dt} = \frac{1}{J} [\Psi_{SD} i_{SQ} - \Psi_{SQ} i_{SD} - T_L] \quad \text{Ecuación 10.t}$$

$$T_e - T_L = J \frac{d\omega_m}{dt}$$

Ecuación 12.u

La ecuación 12.2.u puede utilizarse en cualquier marco de referencia.

En donde ω_r es la velocidad angular del rotor, ψ_{SD} y ψ_{SQ} son los flujos del estator, ψ_{RD} y ψ_{RQ} son los flujos del rotor, V_{SD} y V_{SQ} son los voltajes del estator i_{SD} y i_{SQ} son las corrientes del estator, i_{RD} y i_{RQ} son las corrientes del rotor, R_S y R_R son las resistencias del estator y el rotor respectivamente, J es el momento de inercia y $\sigma = L_S L_R - L_M^2$.

$$\overline{V}_{sg} = i_{sg} R_s + \frac{d\overline{\psi}_s}{dt} + j\omega_k \overline{\psi}_s$$

Ecuación 12.v

Ahora descomponemos la fórmula 4.2.e en sus componentes X-Y, es decir vamos a descomponer VS en VSX y VSY (j).

$$V_{sx} = \frac{d\overline{\psi}_s}{dt} \quad \text{Ecuación 12.x}$$

$$V_{sy} = \omega_k \overline{\psi}_s \quad \text{Ecuación 12.y}$$

Tarjeta de Adquisición de datos

Entrada Analógica

Número de Canales	8 SE / 4 DI
Velocidad de Muestreo	10 kS/s
Resolución	12 bits
Rango de Voltaje Máximo	-10 a 10 V
Precisión del Rango	138 mV
Rango de Voltaje Mínimo	-1 a 1 V
Precisión del Rango	37.5 mV
Número de Rangos	8
Memoria Interna	512 B

Salida Analógica

Número de Canales	2
Razón de Actualización	150 S/s
Resolución	12 bits
Rango de Voltaje Máximo	0.5 V
Precisión del Rango	7 mV
Rango de Voltaje Mínimo	0.5 V

Precisión del Rango	7 mV
Capacidad de Corriente (Canal/Total)	5 mA /10 mA

E/S Digital

Número de Canales	12 DIO
Temporización	Estático
Niveles Lógicos	TTL
Máximo Rango de Entrada	0.5 V
Máximo Rango de Salida	0.5 V

Contadores/Temporizadores

Número de Contadores/Temporizadores	1
Resolución	32 bits
Frecuencia Máxima de la Fuente	5 MHz
Entrada Mínima de Ancho de Pulso	100 ns
Niveles Lógicos	TTL
Rango Máximo	0.5 V

Bloques de LabVIEW programados para la adquisición de datos:

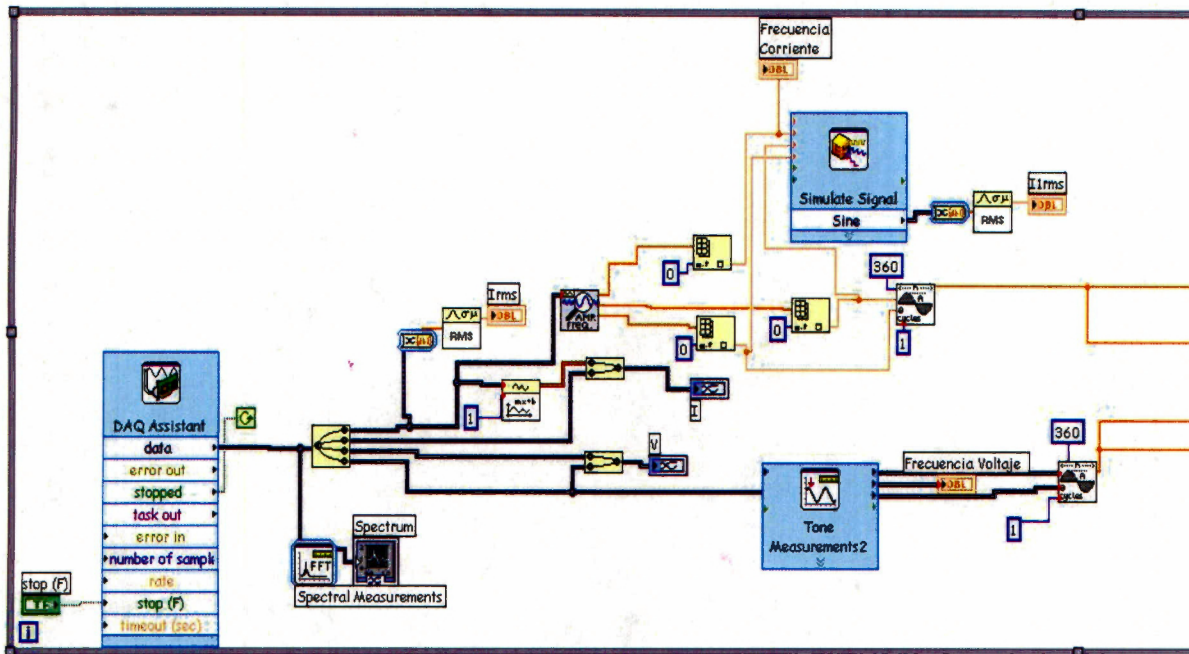


Figura 10.1. Parte 1 de los bloques de Adquisición de datos

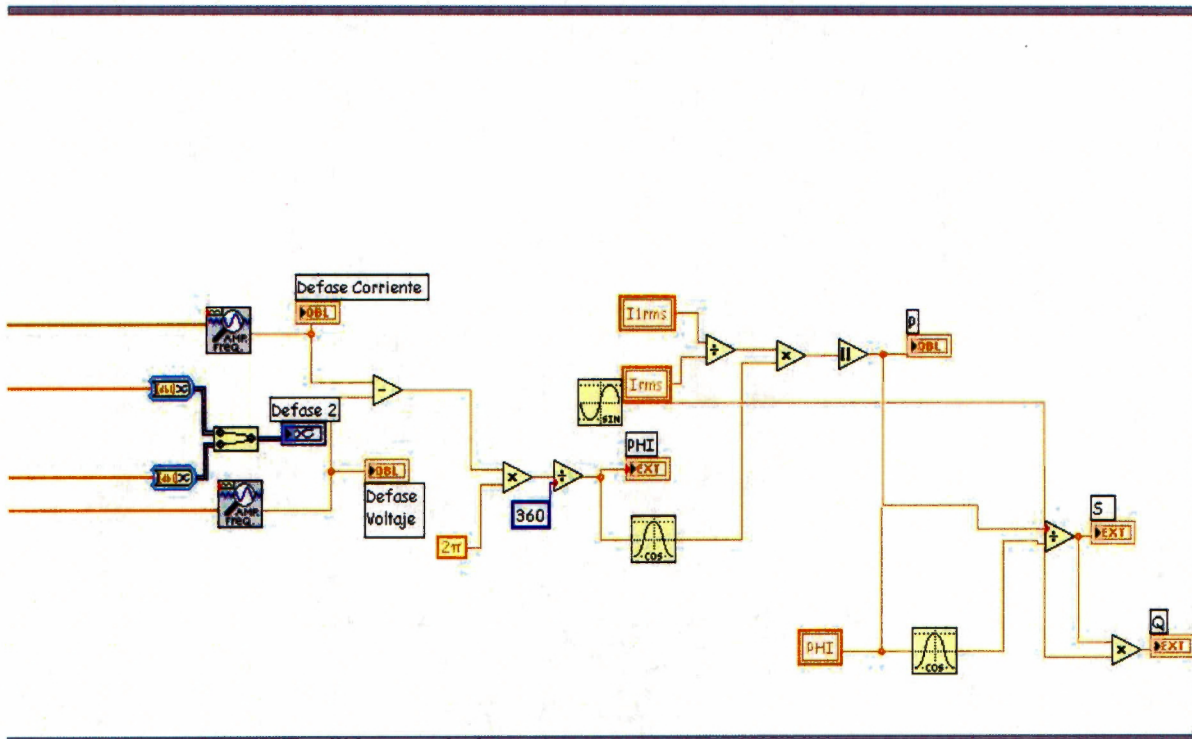


Figura 10.2. Parte 2 de los bloques de Adquisición de datos

Panel de Control

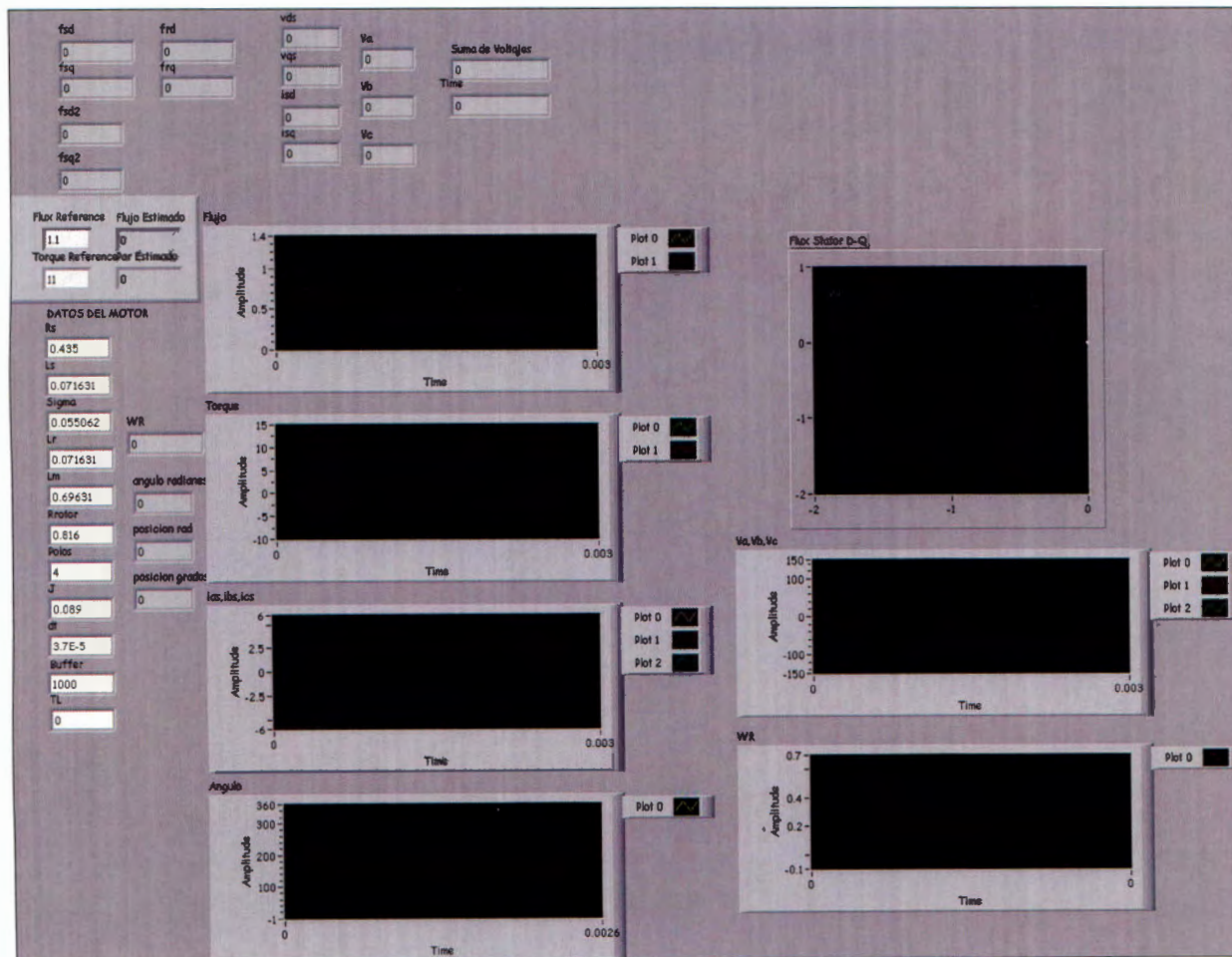


Figura 10.3 Panel de Control

Modelo del motor para la simulación de Labview

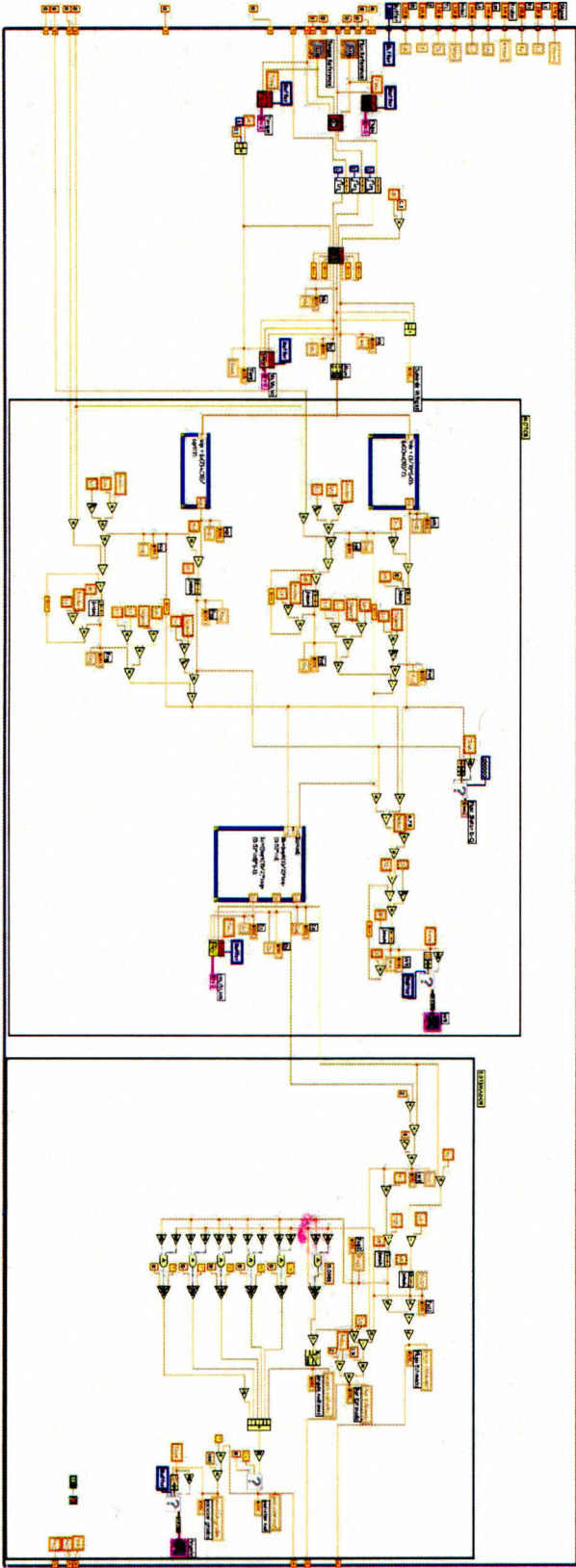


Figura 10.4 Modelo del motor para la simulación de Labview

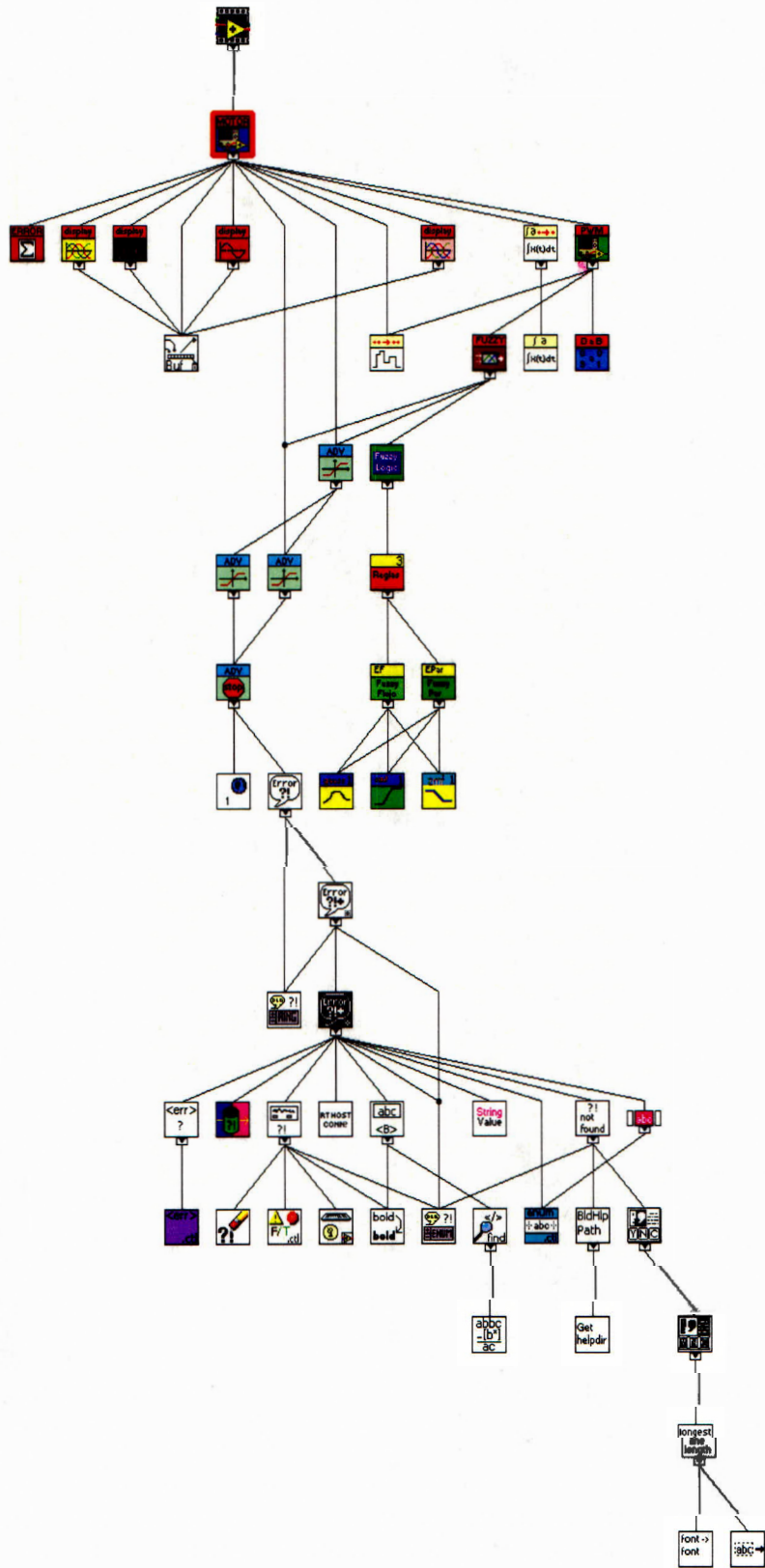


Figura 10.5 Organigrama del esquema de control