

Universidad Central “Marta Abreu” de Las Villas

Facultad de Ingeniería Eléctrica

Departamento de Automática y Sistemas Computacionales



TRABAJO DE DIPLOMA

Modelado y control de un motor trifásico de corriente alterna en conjunto con un variador de frecuencia.

Autor: Diosdany López Morffi

Tutor: Ing. Orlando Urquiyo Pascual

Santa Clara

2014

"Año 56 de la Revolución"

Universidad Central “Marta Abreu” de Las Villas

Facultad de Ingeniería Eléctrica

Departamento de Automática y Sistemas Computacionales



TRABAJO DE DIPLOMA

Modelado y control de un motor trifásico de corriente alterna en conjunto con un variador de frecuencia.

Autor: Diosdany López Morffi

E-mail: dlmorffi@uclv.edu.cu

Tutor: Ing. Orlando Urquijo Pascual

E-mail: orlandop@uclv.edu.cu

Santa Clara

2014

"Año 56 de la Revolución"



Hago constar que el presente trabajo de diploma fue realizado en la Universidad Central “Marta Abreu” de Las Villas como parte de la culminación de estudios de la especialidad de Ingeniería en Automática, autorizando a que el mismo sea utilizado por la Institución, para los fines que estime conveniente, tanto de forma parcial como total y que además no podrá ser presentado en eventos, ni publicados sin autorización de la Universidad.

Diosdany López Morffi

Firma del Autor

Los abajo firmantes certificamos que el presente trabajo ha sido realizado según acuerdo de la dirección de nuestro centro y el mismo cumple con los requisitos que debe tener un trabajo de esta envergadura referido a la temática señalada.

Orlando Urquijo Pascual

Firma del Tutor

Boris Luis Martínez Jiménez, Dr.

Firma del Jefe de Departamento

Firma del Responsable de
Información Científico-Técnica

PENSAMIENTO

“Quien indaga el futuro con el método científico, encontrará el resultado cierto, fuere bueno o malo el resultado, quien así no lo haga, quedará estancado en su tiempo. ”

Albert Einstein

DEDICATORIA

A mis padres por estar siempre dispuestos a brindarme su apoyo, a mi hermana y mi sobrinita, a mi padrastro, y a mi familia en general por haber depositado en mí la confianza necesaria durante todo este tiempo, a mis amigos por haberme empujado siempre a dar lo mejor de mí. En fin dedico este trabajo a todos los que de una forma u otra han influido de manera positiva en mi formación profesional para alcanzar esta meta.

AGRADECIMIENTOS

A mi mamá y a mi papá que sin su apoyo nada de esto hubiese ocurrido.

A mi tutor Orlando Urquijo, por dedicarle tanto tiempo y empeño a este trabajo y su apoyo cuando la necesité

Al profesor Pablo Prieto por ayudarme a obtener buenos resultados en la investigación.

A los profesores de la carrera, por transmitirme sus conocimientos.

Muy especial a mi hermana, su esposo y mi padrastro, su ayuda ha sido fundamental estos años.

A mis amigos, por el apoyo que me dieron y tener el privilegio de su amistad.

A Iliana que es mi segunda madre.

Al grupo "la sals", ellos saben quienes son.

A mis familiares, por su apoyo incondicional.

A todos los que de una u otra forma colaboraron directamente para llevar esta investigación a feliz término

RESUMEN

La industria moderna no se concibe sin el empleo de los motores para el desarrollo de disímiles actividades. Se ha demostrado con el transcurso del tiempo la factibilidad del uso de las máquinas asincrónicas de corriente alterna o de inducción, en procesos donde se necesite que operen tanto a velocidad variable como constante; sustituyendo a los motores de corriente directa que fueron los pioneros en este sentido. En la mayoría de las aplicaciones industriales estas máquinas son controladas por variadores de frecuencia, permitiendo manipular el voltaje y frecuencia de la señal de alimentación al motor, considerándose además una técnica excelente que mejora el desempeño de las máquinas en las diferentes aplicaciones en las cuales se utilizan.

En este trabajo se proponen algunas estrategias de control de posición para un motor asincrónico de corriente alterna controlado por un variador de frecuencia, diseñadas a partir del modelado por identificación experimental del conjunto variador de frecuencia-motor, y se exponen los principales resultados alcanzados en los experimentos realizados, demostrando el buen desempeño de las estrategias planteadas.

TABLA DE CONTENIDOS

PENSAMIENTO	i
DEDICATORIA	ii
AGRADECIMIENTOS	iii
RESUMEN	iv
INTRODUCCIÓN	1
Organización del informe	5
CAPÍTULO 1. Fundamentos teóricos de funcionamiento y control de motores trifásicos	6
1.1. Motor de inducción trifásica.	6
1.1.1 Principio de funcionamiento del motor de inducción.	8
1.1.2 Ventajas y desventajas del MCA.	10
1.2 Variadores de frecuencia (VF/V).	10
1.2.1 Funcionamiento del VF/V.	11
1.2.2 Principio de funcionamiento del PWM.	13
1.2.3 Aplicaciones industriales de los variadores de frecuencia.	14
1.2.4 Ventajas y desventajas del VF/V.	15
1.3 Modelado de motores de inducción.	16
1.3.1 Aplicaciones del modelo de los motores de inducción.	18
1.4 Estrategias de control en motores de inducción.	19

1.4.1	Control escalar	20
1.4.2	Control vectorial (FOC).....	22
1.4.3	Control directo de par (DTC).....	23
1.4.4	Control de posición.....	24
	Conclusiones parciales del capítulo.....	27
CAPÍTULO 2. Modelado e identificación del sistema motor-inversor		29
2.1	Modelado matemático del motor de inducción.....	29
2.1.1	Transformación de circuitos estacionarios a una referencia arbitraria.	31
2.1.1.1	Circuito resistivo.	32
2.1.1.2	Circuito inductivo.....	32
2.1.2	Transformación de circuitos rotóricos a una referencia arbitraria.	33
2.1.3	Ecuaciones de tensión en una referencia arbitraria.....	34
2.1.4	Ecuación de par en una referencia arbitraria.	37
2.2	Identificación del sistema conjunto motor-variador de frecuencia.	38
2.2.1	Técnicas para identificación del sistema.	40
2.2.2	Identificación experimental del sistema.	43
	Conclusiones parciales del capítulo.....	49
CAPÍTULO 3. Control de posición del sistema MCA-VF/V		50
3.1	Sintonía del regulador PID.....	50
3.1.1	Análisis de los resultados experimentales.	52
3.2	Estrategia de control en cascada con realimentación de la velocidad.....	55
3.2.1	Sintonía del regulador del lazo interno.....	56
3.2.2	Sintonía del regulador de lazo externo.	57
3.2.3	Análisis de los resultados.....	58

3.3 Análisis económico	59
Conclusiones parciales del capítulo	60
CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES	62
Conclusiones	62
Recomendaciones	63
REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS	64
ANEXOS	66
Anexo I. Características de hardware empleado.....	66
Anexo II. Diagrama de bloques del modelo analítico descrito.....	70
Anexo III. Lugar geométrico y respuesta de frecuencia de los modelos.....	71
Anexo IV. Esquema para el control real en cascada del sistema MCA-VF/V.....	73

INTRODUCCIÓN

Actualmente en la industria moderna, el empleo de los motores eléctricos está presente en la mayoría de los procesos, principalmente en sistemas mecánicos como máquinas herramientas, grúas, etc. Todas ellas aplicaciones donde la velocidad de la máquina empleada es constante o variable según el proceso, siendo la variación de dicha magnitud un problema en los motores trifásicos.

En un inicio se comenzó con motores de corriente directa (MCD), ya que eran los líderes de las aplicaciones de velocidad variable, porque hasta entonces, los convertidores de frecuencia eran bastante caros, complejos y poco fiables. Pero la situación ha cambiado puesto que estos han sido sustituidos en su mayoría por motores de corriente alterna (MCA) a partir de que se ha llevado a cabo un gran avance en la fabricación de circuitos de control más potentes que permiten incluir estrategias más eficaces. Los motores trifásicos, inventados en 1890 por Dolivo Dobrowolsky, que se han usado últimamente, por su simplicidad, confiabilidad, eficiencia, bajo costo, tamaño reducido, sencillez, mantenimiento mínimo y bajo peso, representan una ventaja con respecto a los MCD, ya que al no tener piezas de desgastes, ni elementos de conmutación (escobillas) hacen que no se produzcan arcos eléctricos ni chispas, y así se puedan utilizar en ambientes de trabajo inflamables, polvosos o en otros entornos (Medina, 1995).

Tras el uso de los MCA y todas las ventajas que presentan sobre los MCD, surgieron distintos métodos destinados a lograr variar la velocidad en los mismos. El primer método desarrollado fue la colocación de pasos de resistencias en los devanados del rotor, que se varían de acuerdo con la velocidad requerida. El problema con este procedimiento consiste en el excesivo consumo de energía en pérdidas (Chávez, 2006).

Otra solución, presente en algunos procesos donde se necesitan 2 o 3 velocidades, es posible mediante un cambio en las conexiones de las bobinas del estator, alterar el número de pares de polos de la máquina (conexión en polos consecuentes) variando de esta forma la velocidad sincrónica mecánica (Chávez, 2006). Este se utiliza en la actualidad en los elevadores o ascensores residenciales y en muchas otras aplicaciones.

La variante más sobresaliente es la utilización de variadores de frecuencia-voltaje (VF/V). Al principio el empleo del mismo era una desventaja como procedimiento para cambiar la velocidad, ya que requería de un cambiador mecánico de frecuencia para hacerla funcionar (Chapman, 1994). Este problema ha desaparecido totalmente con el advenimiento de los modernos accionamientos de frecuencia variable para motores de inducción. De hecho, el cambio de la frecuencia de línea con estos motores modernos (MCA) ha resultado ser el preferido para el control de la velocidad en dichas máquinas y debido a esto, muchos sistemas se desarrollan aplicando esta técnica (MCA-VF/V). Estos aparatos disminuyen el consumo de energía en algunos de los procesos que controla, dando como resultado considerables disminuciones en los costos de operación.

En función de la efectividad de este último método (VF/V), y debido a que el control de dichas máquinas no es fácil de realizar como en los MCD, disímiles estrategias mediante frecuencia variable se investigan, por parte de profesionales desde años atrás, para desarrollar controles de velocidad y posición en estas máquinas (Control Vectorial, Control Escalar, Control Directo de Torque) (Chávez, 2006).

Con el empleo de estas máquinas y la necesidad de su control, se hace necesario la obtención de un modelo que describa el comportamiento de estos sistemas electromecánicos. Lo cual resulta un proceso sumamente engorroso, debido a la compleja dinámica que presentan estos sistemas. A pesar de ello, un gran número de trabajos investigativos se han orientado hacia la búsqueda de modelos que permitan desarrollar esquemas de control simples y así mantener cierto rango de sencillez con respecto a los de corriente directa.

En el país se cuenta con la presencia de sistemas mecánicos como los mencionados anteriormente en los que el empleo de dichos dispositivos es fundamental para un buen rendimiento del proceso.

La utilización de los motores de corriente alternas asincrónicos en conjunto con variadores de frecuencia para el control del posicionamiento de estructuras mecánicas, constituye una solución viable y de uso muy extendido en los últimos años. Estos motores debido a su diseño simple permiten tener gran fiabilidad y bajos niveles de mantenimiento, por lo que su costo es mínimo con respecto al MCD. En tanto, los variadores de frecuencia, constituyen dispositivos de control con gran efectividad y debido a sus precios asequibles son económicamente rentables para una industria o aplicación. Por lo que el uso de esta técnica (MCA-VF/V), permite una consiguiente actualización tecnológica y un aumento de la eficiencia energética de los procesos industriales. De ahí que en este trabajo se aborde de forma esencial dicha técnica en cuanto a sus principios de funcionamiento, modos de trabajo y aplicación, además de presentar técnicas de control que permitan que un sistema, debido a la necesidad de precisión en el posicionamiento, se comporte de acuerdo a los requerimientos exigidos para la aplicación.

Dicho esto, la problemática que se presenta para la realización de este trabajo es:

Debido a que no se cuenta con una estrategia de control que garantice el posicionamiento de un motor de corriente alterna controlado por un variador de frecuencia, con el objetivo de su utilización para el accionamiento de estructuras mecánicas más complejas, podemos plantear el siguiente problema científico:

¿Cómo diseñar una estrategia de control a partir del modelo del conjunto motor-variador, que garantice el posicionamiento del eje del motor, y que cumpla con las especificaciones de desempeño del sistema?

Por lo que la *hipótesis* que se formuló en esta investigación fue:

Es posible el diseño de una estrategia de control a partir del modelo matemático del MCA en conjunto con VF/V, que permita mejorar el rendimiento en distintos sistemas mecánicos accionados por esta técnica.

Para el desarrollo de este trabajo, y con el objetivo de ofrecer datos validados, se cuenta con una estación de prueba con un variador de frecuencia *Mitsubishi FR-A720-2.2K*, adquirido por el Departamento de Automática de la Universidad Central de Las Villas (UCLV). Se empleó además un motor de corriente alterna *Dedong*. Esta investigación tendrá impacto directo sobre aquellos sistemas que presenten problemas en el control y eficiencia

energética, y constituye un paso decisivo en la modernización de muchos sistemas en las industrias cubanas que utilicen esta combinación tecnológica para el desarrollo de sus actividades. Con ello, al concluir la misma, se contará con estrategias de control de posición utilizando el procedimiento mencionado anteriormente, las cuales servirán de punto de partida para el diseño de estrategias de control para estructuras mecánicas más complejas que sean accionadas por MCA.

Por lo que para darle solución al problema a resolver se planteó como ***objetivo general:***

Proponer estrategias de control de posición para un motor trifásico de corriente alterna utilizando un variador de frecuencia, con el propósito de mejorar el rendimiento en estructuras mecánicas de acuerdo a los índices de desempeño requeridos.

Donde los ***objetivos específicos*** se basan en:

- ✓ Exponer los conceptos generales relacionados con los motores de corriente alterna así como con la utilización de los variadores de frecuencia para el control de posición.
- ✓ Analizar los fundamentos teóricos relacionados con el modelado y control de los motores de corriente alterna en la bibliografía especializada dentro del objeto de investigación.
- ✓ Describir el modelo analítico y obtención del modelo por identificación experimental del sistema conformado por el motor de corriente alterna y el variador de frecuencia con el objetivo de su utilización para el diseño de controladores lineales.
- ✓ Implementar un esquema de control de posición utilizando un variador de frecuencia.
- ✓ Validar el cumplimiento de los requisitos del esquema de control, mediante pruebas de simulación y experimentos reales.

Organización del informe

CAPÍTULO 1

En el capítulo inicial de la tesis se realizará la conceptualización general de los principales aspectos referentes a los motores de corriente alterna y variadores de frecuencia. Se identificarán los principales métodos de modelado de estos sistemas y las principales estrategias de control utilizadas para lograr el posicionamiento en aplicaciones de estructuras mecánicas complejas.

CAPÍTULO 2

En este capítulo se realizará una descripción detallada del motor y variador de frecuencia que se utilizará para implementar el control de posición además del desarrollo del modelo analítico y su obtención por identificación del sistema motor-variador de frecuencia.

CAPÍTULO 3

En el tercer capítulo se implementará la estrategia de control para el control de posicionamiento y se realizarán las pruebas experimentales correspondientes. Además se analizarán los resultados obtenidos de las simulaciones realizadas.

CAPÍTULO 1. Fundamentos teóricos del funcionamiento y control de motores trifásicos

Los motores eléctricos son el alma de la industria hoy en día, gracias a ellos se realizan la mayoría de los procesos de producción, siendo más del 80% de ellos motores de inducción trifásica debido a su fiabilidad y que son mecánicamente sencillos de construir, lo cual los hace muy robustos constructivamente y apenas requieren mantenimiento. Estos actualmente, gracias al gran avance tecnológico en los dispositivos electrónicos de potencia y de control, no solo se pueden usar en aplicaciones de velocidad constante sino también en esferas donde sea necesario modificar dicha variable.

Diferentes métodos para variar la velocidad en los motores se desarrollan hoy en días, donde el empleo de variadores de frecuencia constituye la solución más factible y rentable económicamente para distintas aplicaciones. Por lo que resulta de nuestro interés considerar este método para el desarrollo de un sistema de control de posición.

En este capítulo se realiza un análisis del funcionamiento de los componentes del accionamiento de velocidad, dígame MCA tipo jaula de ardilla y variador de frecuencia-voltaje, sus ventajas y aplicaciones, etc. Además de identificar los principales métodos de modelado de estos sistemas y las principales estrategias de control utilizadas para lograr el posicionamiento en aplicaciones de estructuras mecánicas.

1.1. Motor de inducción trifásica.

El motor asincrónico, como también se le llama, es un motor eléctrico de corriente alterna. Esta máquina, que transforma la energía eléctrica en energía mecánica por medio de interacciones electromagnéticas, consta de una parte fija o estator, y de una parte móvil o rotor.

El estator es normalmente el inductor y está alimentado por la red trifásica, el mismo dispone de una serie de ranuras en su periferia donde se encuentran los hilos conductores que forman el bobinado del estator, formando tres bobinas que se corresponden a cada una de las tres fases, estas se encuentran desfasadas geométricamente a 120 grados. El rotor lo forma un apilamiento de chapas que forman un cilindro junto con el eje del motor (Automation, 2007). Estas partes están separadas por el entrehierro, o sea, el espacio que existe entre ellas, por lo que entre las tres forman el circuito magnético de la máquina.

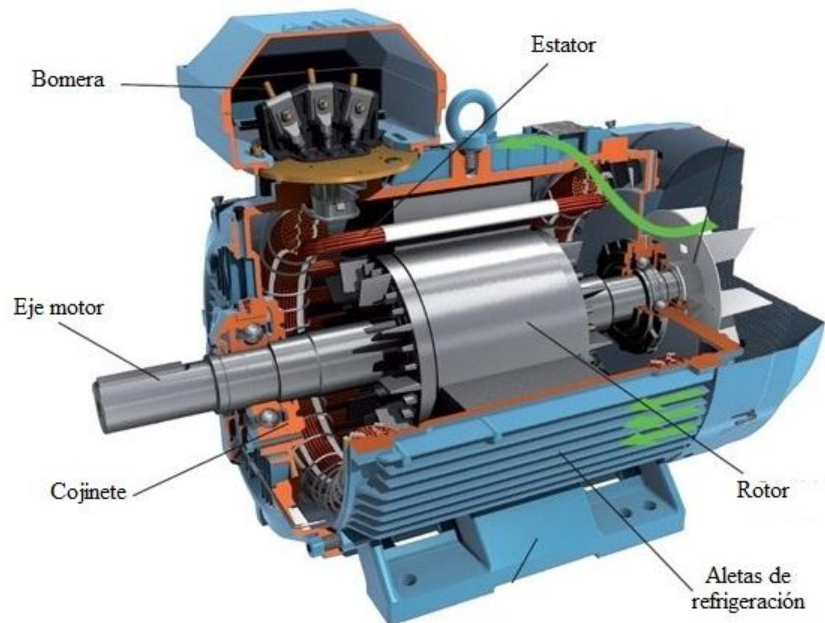


Fig. 1.1 Motor trifásico tipo "jaula de ardilla".

Debido a como se distribuya el inducido en el rotor de estas máquinas, se distinguen dos tipos de motores (Fernández, 2011):

- ✓ Rotor bobinado: el devanado del rotor de estos motores está formado por un bobinado trifásico similar al del estator, con igual número de polos.
- ✓ Jaula de ardilla: el devanado del rotor está formado por barras de cobre o aluminio, cuyos extremos están puestos en cortocircuito por dos anillos a los cuales se unen por medio de soldadura o fundición.



Fig. 1.2 Tipos de rotor a) rotor bobinado b) rotor jaula de ardilla

Siendo este último (b) el más utilizado para desarrollar aplicaciones donde sea necesaria una constante variación de la velocidad, todo a partir de recientes desarrollos en el campo de dispositivos que permitan modificar dicha variable. Además, es más empleado en procesos de alta velocidad con respecto al de rotor bobinado, el cual presenta un mayor costo y requieren un mayor mantenimiento que los de jaula de ardilla (Chávez, 2006).

1.1.1 Principio de funcionamiento del motor de inducción.

Un motor de inducción asincrónico funciona como un transformador. Cuando el estator está conectado a una fuente de alimentación trifásica, se crea un campo magnético el cual rota a la misma frecuencia que la corriente de alimentación. Este campo cruza la separación de aire entre el estator y el rotor, entre los cuales no existe ninguna conexión eléctrica, originando las corrientes que fluyen en los bobinados del rotor, produciendo esto una fuerza (par motor) en el rotor. A medida que la corriente interactúa con el campo magnético variable el rotor gira (Gil, 2009). Su principio de operación se basa en las leyes de la física donde se provoca una fuerza electromagnética (f.e.m.) rotacional a través del movimiento relativo entre un conductor y un campo.

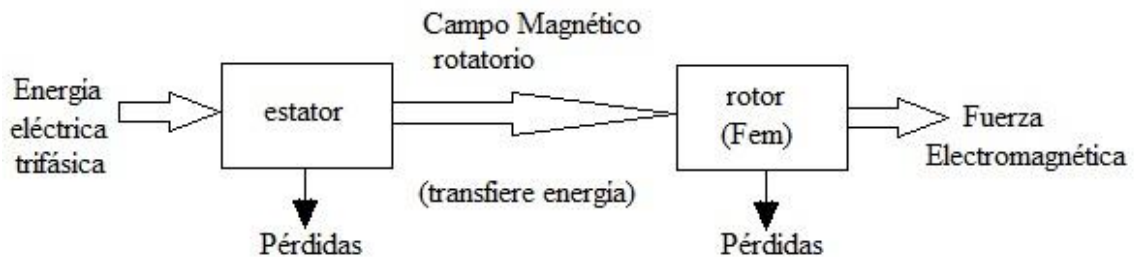


Fig. 1.3 Principio de funcionamiento del motor de inducción.

Al introducir una corriente trifásica de frecuencia f , se produce un campo magnético giratorio, dicha velocidad viene expresada por las ecuaciones 1.1 y 1.2 (Hernandez, 2004):

$$\omega_s \quad [\text{rad/s}] \quad (1.1)$$

$$n_s \quad [\text{r.p.m}] \quad (1.2)$$

Donde:

- o ω_s → Velocidad de sincronismo (dependiendo de las unidades).
- Número de pares de polos de la máquina.
- Frecuencia de la corriente.

La velocidad del motor no solo depende de ω_s y de n_s sino también de la carga acoplada a él. Una vez que comienza este movimiento, la carga conectada al eje comienza a ofrecer un par resistente que normalmente dependerá de la velocidad (Balsa, 2009). Incluso con el motor en vacío, existirá un pequeño par resistente debido a los rozamientos internos, la fricción con el aire, etc.

La velocidad del rotor (ω_r) nunca puede alcanzar a la del campo (ω_s), ya que si esto ocurriese dejaría de inducirse f.e.m. en los conductores del rotor, dejaría de circular corriente a través de los mismos, y el par se haría nulo (Martínez, 1986). Por lo tanto la velocidad del motor siempre debe ser próxima a la de sincronismo pero sin llegar a ella.

Una forma usual de referirse a la diferencia entre estas velocidades es mediante el deslizamiento (s), magnitud que suele expresarse en %, y está dado por la ecuación (Hernandez, 2004):

$$s = \frac{\omega_s - \omega_r}{\omega_s} \quad (1.3)$$

1.1.2 Ventajas y desventajas del MCA.

Los motores asincrónicos, que son máquinas rotativas de flujo variable y sin colector, no necesitan arrancadores (arrancan por sí solos al conectarles la red trifásica de alimentación) y no se ven sometidos a vibraciones por efecto de la transformación de energía eléctrica en mecánica (González, 2007).

Las principales ventajas de estos vienen dadas por su simplicidad de diseño, lo que permite tener gran fiabilidad y bajos niveles de mantenimiento con respecto a los de corriente continua (Paulo, 2012). Son equipos resistentes que se pueden utilizar en ambientes polvosos e inflamables a causa de la ausencia de elementos de conmutación, además de que existe una amplia gama de motores para diferentes esferas donde si se opera con el que presenta las propiedades adecuada para la aplicación pueden esperar a necesitar nuevos rodamientos después de varios años de operación. Estas son las ventajas que hacen que sea ampliamente utilizado en accionamientos mecánicos por lo que son comparativamente más baratos y eficientes que los motores de corriente directa.

No obstante, presentan como inconvenientes que su control de velocidad en amplios rangos es complejo, pues la electrónica necesaria para manejar un mando inversor de corriente alterna es considerablemente más costosa que los que manejan un MCD, conjuntamente de la incapacidad para funcionar a bajas velocidades (Paulo, 2012).

1.2 Variadores de frecuencia (VF/V).

La variación de la velocidad siempre fue el "talón de Aquiles" en los motores de inducción, puesto que se conseguían márgenes muy bajos y además con mal rendimiento. Sin embargo, la "explosión" de la electrónica de potencia y el descenso de los precios, supuso el empujón definitivo y la supremacía de estos motores frente a los de continua. Actualmente la mayoría de los accionamientos en los motores industriales están gobernados por variadores de frecuencia (VF/V).

Hoy en día, el variador de frecuencia o inversor (Calvo, 2011) es la topología que más se utiliza en el control de motores de inducción. El principal objetivo de esta técnica es generar un conjunto de voltajes trifásicos, donde la amplitud, frecuencia y fase de estos se

pueda controlar. Estos se utilizan como actuadores dentro del lazo de control de los motores de inducción, y permiten que el control sea más sencillo y eficiente.

Se puede decir que el variador de frecuencia constituye un dispositivo utilizado para el control del motor de inducción tipo jaula de ardilla, que se distingue por ser el más usado en la industria. Es el único dispositivo de control que energiza, protege y permite la variación de la velocidad en un motor, sin ningún accesorio extra entre el motor y la carga (Gil, 2009).

1.2.1 Funcionamiento del VF/V.

Los variadores de frecuencia operan bajo el principio de que la velocidad sincrónica de un MCA está determinada por la frecuencia de corriente alterna suministrada y el número de polos en el estator, de acuerdo con las expresiones (1.1) y (1.2), por lo tanto, según la ecuación (1.4), la velocidad del motor cambia en la misma proporción en que cambia la frecuencia; así, el motor puede girar lento o muy rápido según la frecuencia suministrada por el variador.

$$\text{——} \quad [\text{r.p.m}] \quad (1.4)$$

Al mismo tiempo, el voltaje también es variable en la misma proporción que la frecuencia. Estos dispositivos entregan voltaje y frecuencia variable conforme a la necesidad del motor y la carga conectada (Calvo, 2011).

Un variador se compone básicamente de dos placas electrónicas (Bertolotti, 2010):

- ✓ Placa de potencia.
- ✓ Placa de control.

El circuito de potencia es un convertidor CA/CD/CA, este, compuesto por los bloques 1, 2 y 3, está separado de la placa de control (bloque 4) ya que manejan distintos niveles de potencia, como se muestra en la figura 1.4.

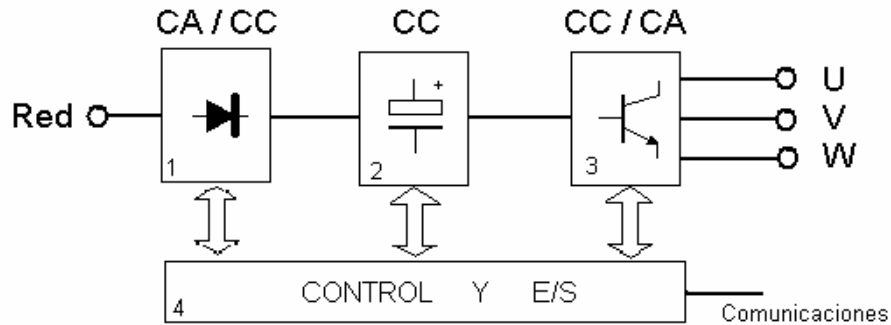


Fig. 1.4 Diagrama de bloques de un VF/V.

1.- *Rectificador*: Partiendo de la red de suministro de corriente alterna trifásica, se obtiene corriente continua (C.C) mediante diodos rectificadores.

2.- *Bus de continua*: Condensadores de gran capacidad (y a veces también bobinas), almacenan y filtran la corriente continua rectificada, para obtener un valor de tensión continua estable, y reserva de energía suficiente para proporcionar la intensidad requerida por el motor.

3.- *Etapa de salida*: Convierte el voltaje continuo del circuito intermedio en uno de tensión y frecuencia variable mediante la generación de pulsos. Para esto los variadores emplean *IGBT (Isolated Gate Bipolar Transistor, Transistor Bipolar de Puerta Abierta)* que generan los pulsos de voltaje de manera controlada.

4.- *Control y E/S*: Circuitos de control de los diferentes bloques del variador, protección, regulación, etc., y entradas y salidas, tanto analógicas como digitales. Además se incluye la interfaz de comunicaciones con buses u otros dispositivos de control y usuario.

Estos dispositivos electrónicos ajustan la tensión y la frecuencia de alimentación del motor a un valor que decida el usuario, y además, son capaces de regular la velocidad manteniéndola a valor constante e inmune a las variaciones de carga. Se basan en la conmutación de transistores de potencia y el método de generación de tensiones de distintas frecuencias denominado modulación de ancho de pulso (PWM) (Calvo, 2011).

1.2.2 Principio de funcionamiento del PWM.

El método PWM es enormemente popular en la generación de sistemas de alimentación de frecuencia variable, pues tiene una ventaja que lo destaca del resto: con él es extremadamente fácil controlar la frecuencia de la tensión de salida (García, 2008). El diagrama electrónico de un controlador de velocidad típico PWM se muestra en la figura 1.5.

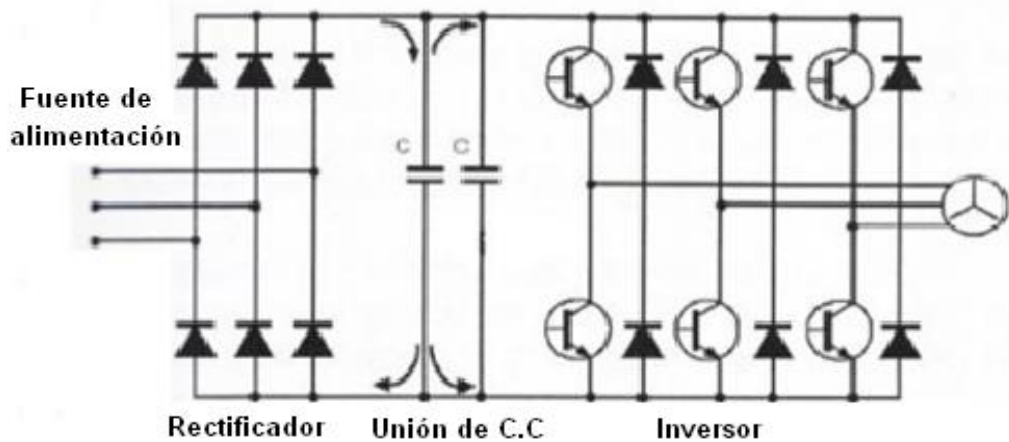


Fig. 1.5 Esquema electrónico de un controlador PWM.

Según el esquema, la alimentación trifásica se introduce en un rectificador de onda completa, que suministra alimentación a los condensadores del circuito intermedio de tensión. Los condensadores reducen los picos de la onda de tensión continua y mantiene la tensión en el caso de fallos de corta duración en la red. La tensión de corriente continua se convierte en corriente alterna usando la modulación del ancho de pulso. La sección del inversor utiliza los IGBTs para convertir la tensión continua del circuito intermedio en una tensión de salida con frecuencia variable (Gil, 2009).

En la figura 1.6 se muestra el tipo de onda que se pretende obtener (una senoide convencional), y la que verdaderamente se obtiene (pulsos de onda cuadrada). Si la onda que se obtiene correspondiese con la tensión aplicada a un motor, de ninguna manera se podría afirmar que el motor se está alimentando con una tensión sinusoidal.

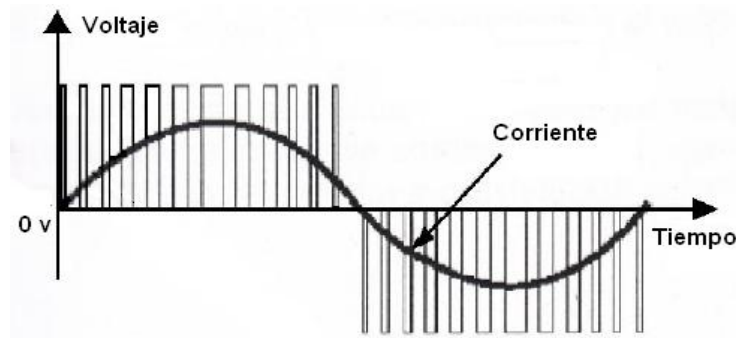


Fig. 1.6 Señal que se pretende obtener y la obtenida.

En efecto, no se trata de una señal sinusoidal, pero un desarrollo en series de Fourier demuestra que la señal posee una componente fundamental sinusoidal, de la misma frecuencia que la componente de la señal que verdaderamente se quiere obtener a la salida del inversor (García, 2008). Aquí la tensión de salida continúa siendo una serie de pulsos de onda cuadrada, que en la inductancia de bobinados del motor, se convierte en corriente sinusoidal (Gil, 2009).

La modulación PWM presenta pocos requisitos de filtrado para la reducción de armónicos y el excelente control de la amplitud de salida por lo que es importante escoger una estrategia de conmutación para el inversor que sea de fácil realización y permita aplicar al motor la tensión y frecuencia deseadas.

1.2.3 Aplicaciones industriales de los variadores de frecuencia.

La instalación de los variadores de velocidad nace de dos motivos principales: el mejoramiento en el proceso de operación del equipo y el ahorro de energía eléctrica. Su instalación puede conllevar los dos fines o solamente uno, para esto es importante conocer los procesos industriales y sus necesidades, lo que implica conocer los tipos y clases de carga que existen, y que básicamente se dividen en tres (Gil, 2009):

- ✓ *Carga de par constante:* Es la carga que demanda del motor un par constante en cualquier rango de velocidad en que este trabaje. Ejemplo de este tipo de carga son los elevadores, molinos, las bandas transportadoras, las bombas de desplazamiento positivo y de émbolo, las mezcladoras, en sistemas de rodamientos y engranajes, y los compresores de émbolos. En este tipo de carga, el motivo principal para la

aplicación de los variadores de velocidad es la optimización del proceso y rara vez hay ahorro de energía, a menos que se cumplan estas dos condiciones: que la potencia demandada por la carga sea menor que la nominal del motor y que se realice a velocidades menores que la nominal.

- ✓ *Carga de par variable*: Es el tipo de carga en la que las necesidades del par disminuyen conforme lo hace la velocidad del motor, y por consiguiente, las de la carga también disminuyen. Este tipo de carga se encuentra comúnmente en las aplicaciones de flujo variable, como ventiladores, bombas centrífugas, agitadores y compresores axiales. En este caso el variador de velocidad ofrece grandes oportunidades de ahorro de energía, pues los requerimientos de potencia disminuyen conforme lo hace la velocidad del motor.
- ✓ *Carga de potencia constante*: Es la carga donde no importa la velocidad a que está girando el motor para demandar la potencia máxima, pues así lo exige la carga. Este tipo de carga se encuentra básicamente en máquinas herramientas, bobinadoras, dobladoras y bombas centrífugas de alta inercia. En estas cargas difícilmente podremos obtener ahorro de energía, debido a que el proceso exige el máximo de potencia en cualquier rango de velocidad.

1.2.4 Ventajas y desventajas del VF/V.

Al utilizar los variadores de velocidad como método de control, se puede eliminar cualquier tipo de arrancador y protección del motor, pues estos desarrollan ambas funciones, inclusive, mejora cualquier tipo de arranque y protección, ya que estas operaciones son programables. Evitan los picos de arranque al hacerlo suavemente, por consiguiente eliminan las presiones excesivas y golpes de ariete en turbinas, así como los esfuerzos a que se someten las partes mecánicas, que se producirían en arranques a tensión plena o reducida (Calvo, 2011). Estos dispositivos pueden invertir la rotación del motor sin contactores, logran un frenado dinámico y el monitoreo de variables durante la operación del motor (voltaje, corriente, frecuencia, velocidad) (NAVA., 2008). Además disminuyen los consumos de energía en algunos de los procesos que controla, dando como resultado considerables disminuciones en los costos de operación.

Sin embargo, estos aparatos si no están bien aislados (con filtro) o instalado, pueden derivar ruidos e interferencias en la red eléctrica, que podrían afectar a otros elementos electrónicos cercanos. Además, las averías en él no se pueden reparar estando en conexión con la aplicación (Calvo, 2011). Mientras tanto debe disponerse de otro variador equivalente, o dejar la tarea sin funcionamiento, por lo demás su instalación, programación y mantenimiento debe ser realizada por personal capacitado.

1.3 Modelado de motores de inducción.

La máquina de inducción debido a sus características constructivas y su naturaleza de funcionamiento, es un sistema de significativa complejidad en términos de análisis y modelado. Siendo así, el modelo es afectado por varias idealizaciones con el objetivo de hacerlo más simple (García, 2006).

En la literatura donde se estudia el problema del control del motor de inducción, el modelo es presentado de diversas formas. Estas diferentes formas de representar el modelo del motor de inducción se relacionan entre sí por cambios de variables y se pueden obtener fácilmente una de otras.

Con el objetivo de llevar a cabo el control en un motor trifásico es necesario comentar sobre procedimientos desarrollados en cuanto a la obtención del modelo del mismo, esto permite realizar simulaciones para ver el comportamiento de un sistema donde esté presente dicha máquina.

Existen dos métodos de modelado mediante el cual se puede realizar el control, uno basado en el modelo matemático del motor que considera la dinámica del mismo (control dinámico) y el otro basado en el circuito equivalente en régimen permanente (control en régimen permanente).

El primero se basa en utilizar un conjunto de ecuaciones diferenciales que representan el comportamiento dinámico del conjunto motor-carga, resulta ser un método relativamente complejo de implementar (Chávez, 2006), este permite un excelente control, teniendo en cuenta que posibilita actuar incluso sobre la dinámica del sistema y mantener un control en cada instante de trabajo, incluyendo los procesos de arranque, paradas, frenados, inversión del sentido de giro, etc.

La segunda se basa en el conocido circuito equivalente del motor de inducción, esta permite controlar la velocidad en puntos de funcionamiento en régimen estable. Este método resulta conveniente pues con él se obtienen características mecánicas con alta rigidez, control suave y gradual y un amplio margen de variación de la velocidad (Chávez, 2006).

Los modelos clásicos de régimen permanente o equilibrado, y los modelos transitorios o dinámicos de la máquina de inducción necesitan utilizar un conjunto mínimo de hipótesis que mantienen siempre un compromiso entre la exactitud y la simplicidad.

La teoría generalizada de las máquinas eléctricas introduce una serie de consideraciones con el objetivo de simplificar el proceso de modelado y también el modelo resultante (García, 2006). Equivale a decir que las máquinas son consideradas ideales. Las hipótesis generalmente consideradas son:

- ✓ La saturación magnética es despreciada. Se considera válida la superposición de los flujos y todas las inductancias son consideradas independientes de la magnitud de las corrientes.
- ✓ La distribución espacial de fuerzas magnetomotrices y del flujo en el entrehierro son consideradas sinusoidales y simétricas en relación con el eje magnético de los enrollados.
- ✓ La distorsión en el flujo introducida por el efecto de las ranuras es ignorada. Los enrollados son considerados que están constituidos de una distribución sinusoidal de conductores de diámetros despreciable.
- ✓ Las pérdidas por histéresis y por corrientes parásitas en el material magnético son despreciadas.

Todas estas hipótesis introducen simplificaciones en el modelado, aquí la hipótesis más restrictiva es, ciertamente, el desprecio de la saturación magnética ya que en muchos casos su efecto no puede ser despreciado.

El modelo matemático del motor trifásico de inducción se puede obtener partiendo de su modelo físico. Se obtienen las ecuaciones de los flujos, corrientes y voltajes, a partir de transformaciones matemáticas, también se obtienen la ecuación del par y la ecuación mecánica. Estas ecuaciones se expresan en diferentes sistemas de coordenadas,

obteniéndose diferentes expresiones para el mismo modelo en dependencia del sistema de coordenadas seleccionado (García, 2006). Estos pueden ser los sistemas de coordenadas arbitrarios y los sistemas trifásicos (sistema de coordenadas abc).

Según el desarrollo de estos modelos el sistema de coordenadas abc es bastante complejo para un análisis adecuado del comportamiento del motor de inducción. Esto está relacionado principalmente con el hecho de que la inductancia mutua estator-rotor es dependiente de la posición del rotor, la cual varía en el tiempo.

Por lo que una simplificación significativa del modelo del motor puede ser obtenida por la introducción de un cambio adecuado de las variables (Krause, 1986), el mismo consiste en referenciar las variables de sistemas trifásicos al sistema de coordenadas arbitrario, compuestos de dos ejes en cuadratura y otro eje, conocido como eje de secuencia cero. Las variables de este sistema son distinguidas por los índices d , q y 0 representando los ejes directos, de cuadratura y de secuencia cero, respectivamente.

Además se puede expresar el modelo matemático en la notación de variables de estado, representación más cómoda para efectuar la simulación (García, 2006).

Otra técnica, a parte de las ecuaciones dinámicas, que permite obtener el modelo de esta máquina es la identificación experimental. La identificación del sistema se trata de un método experimental que permite obtener el modelo de un sistema a partir de datos reales recogidos de la planta bajo estudio, en este caso el motor trifásico tipo jaula de ardilla.

Se puede asegurar que cada uno de los modelos tiene un rango de aplicación que debe ser específico para evitar posibles problemas. Desde el circuito equivalente clásico, hasta las representaciones más modernas de la máquina de inducción, pueden ser de utilidad a cada una de las personas o sistemas que utilizan estos motores. Es probable que no exista *el mejor método de modelado*, pero siempre es necesario conocer la técnica más adecuada o conveniente para la solución de un determinado problema.

1.3.1 Aplicaciones del modelo de los motores de inducción.

Mediante el modelo matemático del motor de inducción es posible realizar simulaciones que permitan ver el comportamiento del mismo. El modelo del motor evoluciona a partir de las variables de entrada como pueden ser tensiones y corrientes de distintas características.

Las variaciones de las variables de entrada se transmiten sobre variaciones de las variables de salida (Bort, 2002). Es posible pues, estudiar el motor en distintas situaciones que reflejen maniobras de trabajo reales, pudiendo visualizar de forma gráfica el desarrollo, ya no tan solo de las variables externas, sino también el desarrollo de las variables internas de la máquina. Esto permite realizar estudios sobre el funcionamiento de distintas máquinas en condiciones extremas sin necesidad de construir físicamente la máquina.

En general, el modelo puede ser útil en cualquier cálculo que involucre la evolución de la conducta real del motor. Ejemplos típicos son los observadores de estado y la identificación y adaptación de parámetros en las estrategias de control avanzadas en máquinas alimentadas con inversor, donde la velocidad mecánica se supone constante en cada intervalo de muestreo.

Además, el modelo puede ser transportado a otras aplicaciones para su evaluación conjunta con otros sistemas electro-mecánicos. Algunas aplicaciones como programas de simulación, Simulink, etc., hacen uso de este tipo de modelos para la construcción de sistemas. También para poder establecer las distintas estrategias que permiten el control de los motores de inducción, se considera adecuado recordar y ordenar de forma sistemática las ecuaciones que rigen el funcionamiento de estas máquinas eléctricas.

1.4 Estrategias de control en motores de inducción.

En un accionamiento de velocidad variable, el control de la transferencia de energía se concreta en dos variables mecánicas: par y velocidad. En la práctica solo se controla una de estas dos variables, mientras que la otra viene determinada por la carga (Donsión, 2004). Así, si se efectúa un control de par, la velocidad queda determinada por la carga y, viceversa, si se efectúa un control de velocidad, es el par el que viene dado por la carga.

Con el objetivo de variar la velocidad en el motor asincrónico, para obtener la posición correcta, a través de un VF/V y debido a la efectividad de este método, disímiles estrategias mediante frecuencia variable se pueden desarrollar para llevar a cabo un control en el sistema (MCA-VF/V) (Chávez, 2006).

1.4.1 Control escalar.

En este tipo de control, denominado también control tensión/frecuencia (V/F), la relación entre la magnitud del voltaje y su frecuencia se conoce como ley de control (Rincón, 2004). Por lo que solo se requiere controlar las magnitudes de voltaje y la frecuencia aplicadas al estator. Se controlan estas dos variables para mantener el flujo en el entrehierro constante y así un torque constante en todo el rango de velocidades (Chávez, 2006).

Utilizando este método no se requiere conocer información detallada del motor a controlar. Una desventaja del control escalar es que el torque no es controlado directamente, por lo tanto depende de la carga que se va a mover. Además, la respuesta dinámica del sistema no es tan buena como en el control vectorial o en el control directo par, pero es una buena aproximación cuando las exigencias de control no son estrictas (Horrillo, 2009).

La técnica de control V/F es simple y está basada en los modelos estáticos del motor de inducción para la operación a flujo constante (Chávez, 2006), la misma se puede realizar de dos formas:

- ✓ En lazo abierto.
- ✓ En lazo cerrado.

El primer procedimiento controla la velocidad del motor, variando la frecuencia de alimentación de las tensiones del estator. Esta técnica a lazo abierto, si bien resulta un control sencillo y económico, sus prestaciones son reducidas. Este método solo es adecuado para aquellas aplicaciones industriales que toleran pequeñas variaciones de velocidad o de flujo en el entrehierro (ocasionadas por variaciones de carga o de tensión) y que no precisan de una respuesta rápida (Donsión, 2004). La figura 1.7 (Donsión, 2004) muestra un diagrama a lazo abierto.

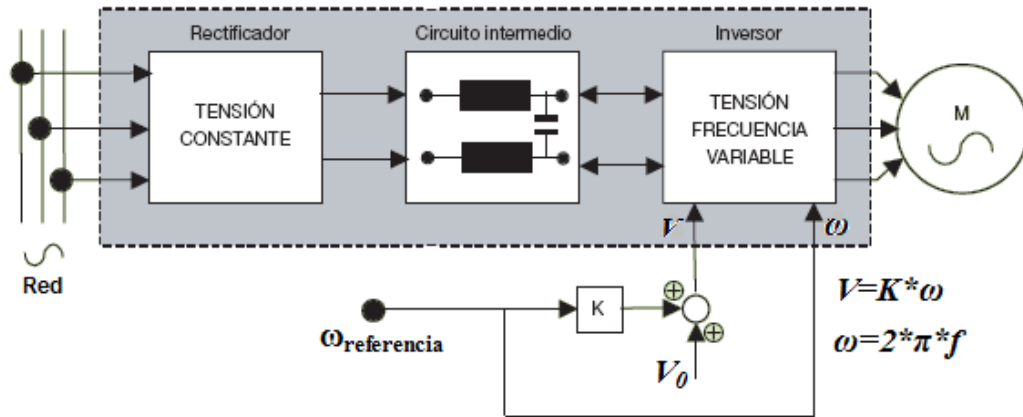


Fig. 1.7 Esquema de control escalar en lazo abierto.

Para evitar las variaciones no deseadas de velocidad y flujo, se realiza el control escalar en lazo cerrado. En este se dispone al menos de dos lazos de control: uno para la velocidad que es donde se impone la frecuencia de alimentación, y el otro de flujo donde se impone la tensión. Además, con la fiabilidad de obtener un sistema más estable, generalmente se introduce un tercer lazo para controlar el par (Donsión, 2004).

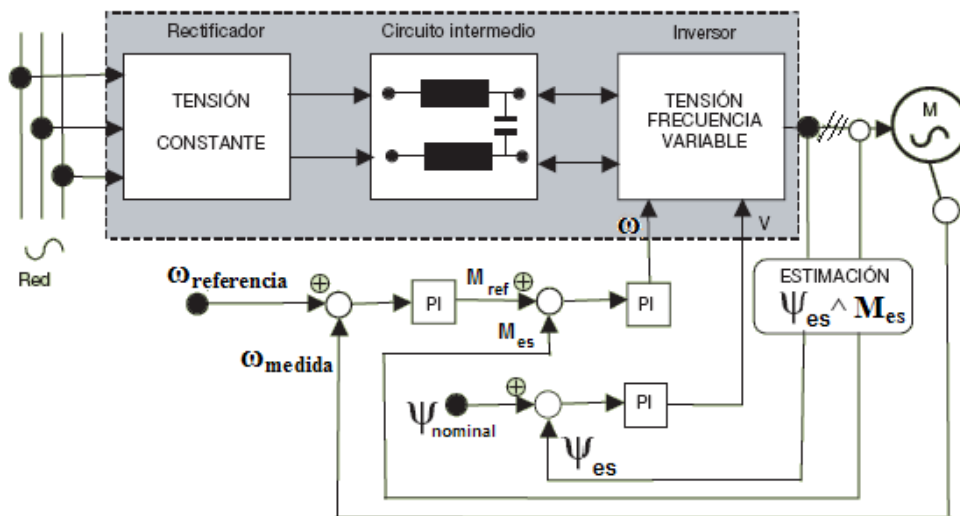


Fig. 1.8 Esquema de control escalar en lazo cerrado.

1.4.2 Control vectorial (FOC)

El control por campo orientado, como se le conoce también, es en la actualidad uno de los métodos que entrega la mejor respuesta dinámica en la máquina de inducción, aproximándola a la del MCD (Piñones, 2011). Este método requiere medir la magnitud y posición del flujo magnético, para controlar las variables de voltaje y frecuencia para posicionar el flujo en cuadratura con la corriente de armadura y mantenerlo a un valor constante. Esta medición del flujo se puede realizar directamente, o utilizando transformaciones matemáticas y midiendo las corrientes del estator (Chávez, 2006). Además se debe conocer con precisión la posición del rotor y los parámetros de la máquina, de lo contrario aparecen problemas de imprecisión, los cuales surgen cuando algún parámetro requerido no es directamente medido y debe estimarse (ejemplo: la resistencia del rotor). Estas mediciones hacen este método más complejo que el control escalar.

Para realizar el control vectorial se reduce el modelo no lineal del motor de inducción a un modelo referido a dos ejes ortogonales d y q ; de este modo, el control de flujo se logra regulando la componente de la corriente de eje directo d y el control del par se logra regulando la corriente asociada al eje en cuadratura q (Horrillo, 2009).

En el control por campo orientado, la generación del vector de corriente depende de las señales de flujo del estator o del entrehierro (Rincón, 2004). Por lo que en las figuras 1.9 y 1.10 (Rincón, 2004) se muestran los dos posibles esquemas básicos de control vectorial, directo e indirecto respectivamente. La diferencia fundamental entre ambos métodos está en la forma de adquisición de este vector.

En el método directo, el vector flujo del entrehierro se mide a través de sensores de efecto Hall o bobinas en el estator, o bien se estima a partir del modelo del motor y la medida de la tensión y la corriente en el estator. En este método la velocidad del rotor no es un requerimiento para obtener la información del ángulo espacial del flujo del entrehierro (Rincón, 2004).

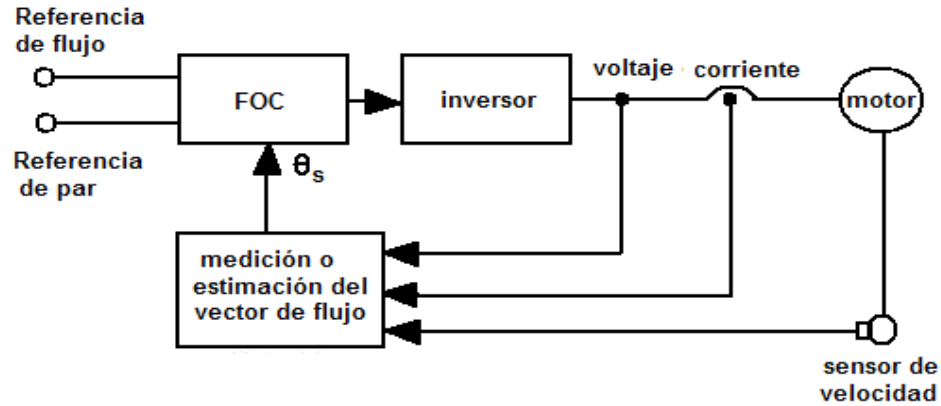


Fig. 1.9 Método directo de FOC.

El método indirecto es más simple de implementar debido a que prescinde de medir o estimar el vector flujo del entrehierro, se hace imponiendo desde control el valor de flujo y par, así el cálculo del vector flujo del entrehierro no depende de las condiciones en los terminales de la máquina, por lo tanto no existe tal dependencia, y no aparecen problemas de distorsión (Rincón, 2004).

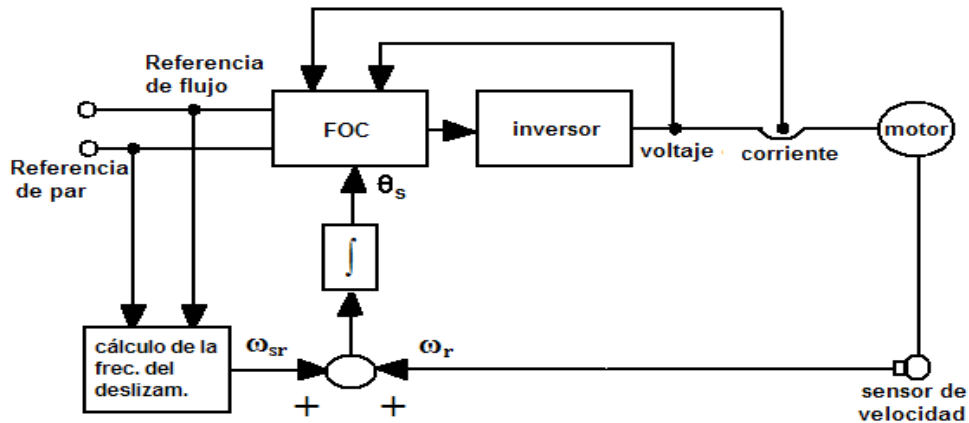


Fig. 1.10 Método indirecto de FOC.

1.4.3 Control directo de par (DTC).

En el método de control directo del torque (DTC) se utilizan comparadores de histéresis para controlar directamente el flujo y el torque de la máquina. Se obtiene de esta manera una rápida respuesta de torque, siempre que se tomen las muestras de flujo a una muy alta

frecuencia para mantenerse dentro de las bandas de histéresis (Cásseres, 2006). La figura 1.11 (Rincón, 2004) muestra un esquema básico de control directo del par el cual permite una respuesta dinámica rápida.

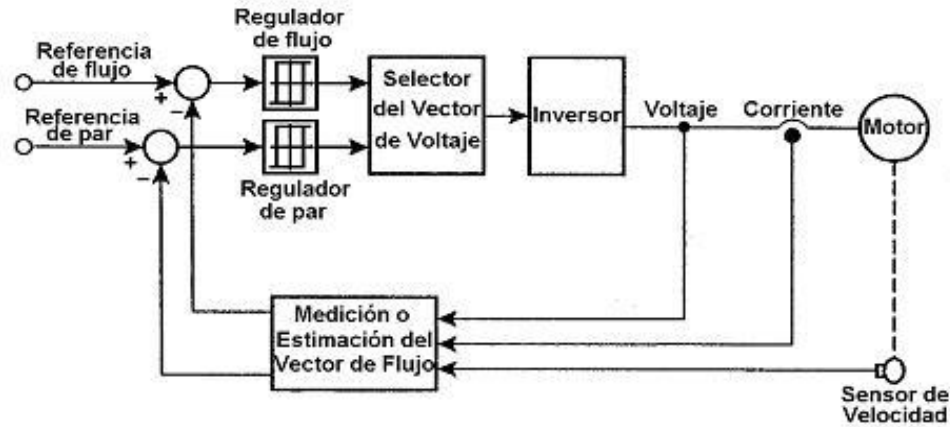


Fig. 1.11 Esquema de control directo de par.

Los bloques sumadores comparan los valores estimados de par y flujo con sus valores de referencia y a través del bloque de selección de voltaje se logra la posición óptima de los interruptores del convertidor de potencia para seleccionar el vector de voltaje más indicado. El objetivo es obligar al vector de flujo del entrehierro variar en la forma que se establece los valores de referencia del par y flujo del estator.

1.4.4 Control de posición.

Las estrategias anteriores tienden a controlar principalmente la velocidad del motor, sin embargo el control de posición en ellos no deja de ser una técnica menos importante.

La posición se define como la capacidad de moverse a una localización requerida a partir de un punto de referencia, en donde lo más importante es llegar a la posición final no importando la trayectoria (Medina, 1995).

En las aplicaciones donde esté presente el control de posición es necesario trabajar con rapidez y en forma precisa, por lo que la velocidad que presenta el motor es una característica de funcionalidad la cual se debe regular, así que un lazo interior de velocidad en el control de posición es necesario, para poder proporcionar un ajuste más fino en la posición final, además de mejorar la estabilidad o el amortiguamiento del sistema en lazo

cerrado (Kuo, 1996). Para el control de posición en MCA se pueden desarrollar técnicas como la mostrada en la figura 1.12.

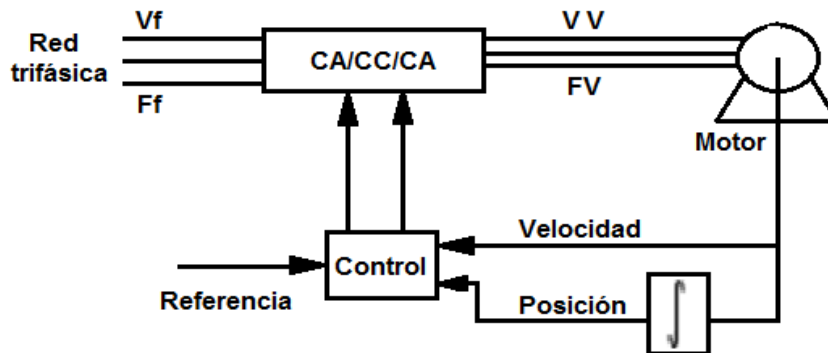


Fig. 1.12 Sistema de control de posición.

Donde:

- Voltaje fijo.
- Frecuencia fija.
- Voltaje variable.
- Frecuencia variable

Un ejemplo para el control de posición, desarrollado por (Medina, 1995), se puede ver en el diagrama de bloques de la figura 1.13, en él se utiliza un controlador proporcional (P), un sensor de posición que se conoce como sistema potenciométrico, el cual se adaptó directamente a la eje del rotor del motor; además, de una etapa de ajuste de la salida del elemento de medición, para adaptar la señal al valor de la posición de referencia (). También existe un diferenciador entre las señales del sensor y de la posición de referencia de donde resulta el error, esta señal también se toma como la señal de control para invertir el giro del motor. Existe además la etapa de acondicionamiento de señal (A2) cuya salida llega como entrada al control de velocidad. Aquí está presente la técnica PWM para generar las señales de control al inversor, puesto que con ello se tiene un eficiente uso del motor, lo cual reduce la complejidad del sistema. Para controlar dichas variables se hace necesario diseñar controladores utilizando técnicas adecuadas que aseguren el buen desempeño del sistema.

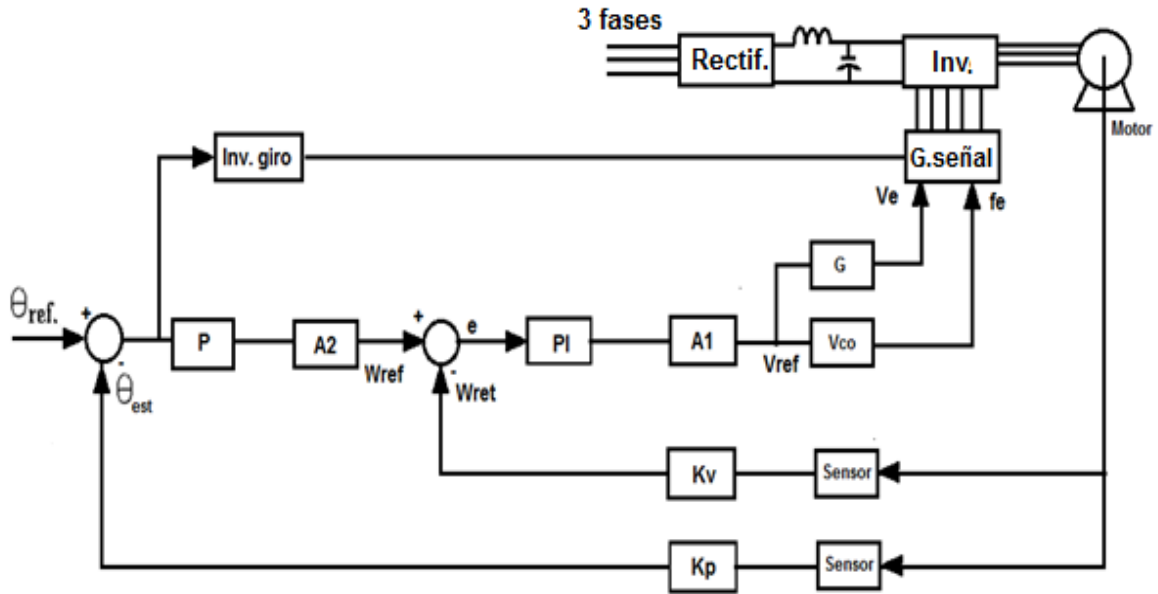


Fig. 1.13 Diagrama de bloques para control de posición en cascada.

Otra de las estrategias para el control de posición se desarrolla en (Barambones, 2013). En él se diseña un control de vector por campo orientado, en este caso para posición, empleado para simplificar las ecuaciones dinámicas del sistema. La figura 1.14 muestra el esquema de control que se implementa.

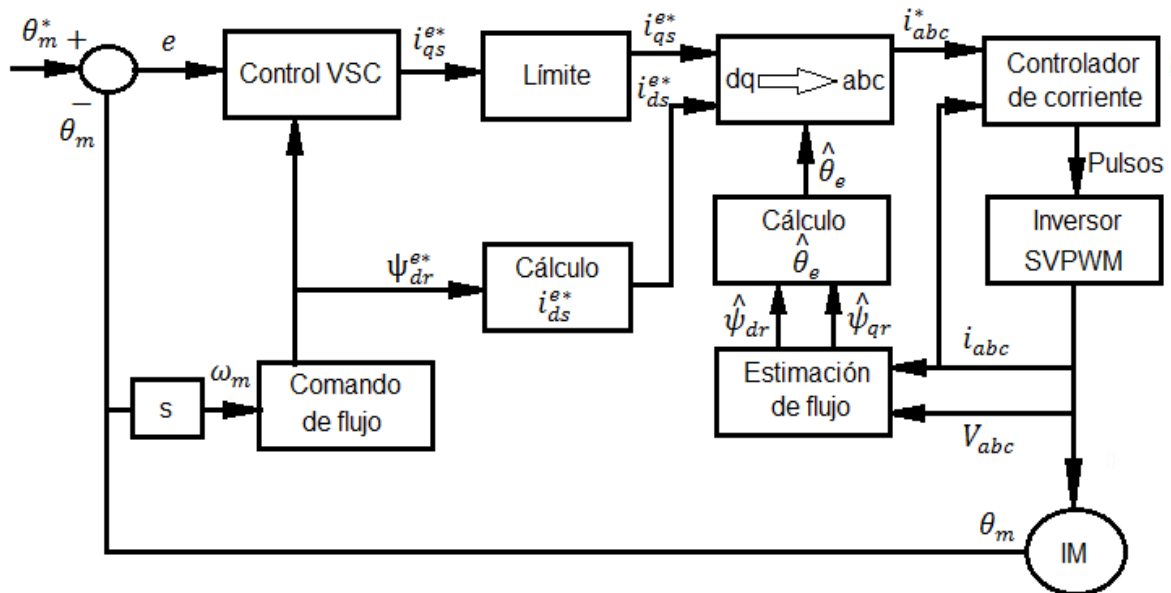


Fig. 1.14 Diagrama de bloques del control de posición por campo orientado.

En el esquema ilustrado el bloque “Control VSC” representa la propuesta de control planteada la cual recibe la señal de error de la posición. Pasando luego por el bloque que limita la corriente aplicada al motor así solo con los valores límites se implementa la función de saturación, en tanto “*dq-abc*” se utiliza para convertir las corrientes i_d e i_q en las corrientes de referencia del estator i_{dref} y i_{qref} necesarias en el regulador de corriente. Presenta además un control de corriente mediante la técnica SVPWM (*Space Vector Pulse-Width-Modulation*, control por modulación vectorial) dando esta señal al inversor SVPWM, el cual consiste en aplicar los diferentes vectores de tensión durante unos tiempos determinados y en un orden determinado según un vector de referencia que depende del sistema trifásico que se desea obtener (Chilet, 2003). El bloque “*Comando de flujo*” se calcula el flujo basado en la velocidad de rotor, para que el control PWM no sature. En tanto “*Estimación de flujo*” y “*Cálculo de λ_{ref}* ” representan la estimación del flujo a partir del voltaje y corriente aplicada al motor (IM) y la posición angular a través del vector de flujo del rotor respectivamente. Finalmente “*Calculo de i_{dref}* ” provee la corriente de referencia i_{dref} a través del flujo del rotor.

Para la implementación de un control basado en este segundo ejemplo se hace necesario obtener datos internos del motor. En nuestro caso, para el control de posición se toma la señal a realimentar directamente de la medición del encoder, debido a esto si se implementa un lazo interno de velocidad se hace necesario derivar antes de realimentar la señal.

Conclusiones parciales del capítulo.

Los MCA trifásicos también llamados convertidores electromecánicos, son ampliamente difundidos en la actualidad fundamentalmente por la economía de su diseño y su robustez constructiva. Pueden ser utilizados en aplicaciones tanto de velocidad variable como constante debido al mínimo mantenimiento que requieren y su alta fiabilidad con respecto a los de corriente directa y en caso que se necesite modificar dicha variable el empleo de los VF/V se presenta como el más efectivo debido a las excelentes características de funcionalidad y operación.

El control y modelado de las máquinas de inducción constituye una tarea difícil para los diseñadores de sistemas de control debido a la alta complejidad de estos sistemas.

Existen técnicas que son de gran utilidad para la representación del comportamiento dinámico o de régimen permanente, además de métodos que permiten desarrollar el control sobre ellos, principalmente sobre la velocidad y posición, en el caso de control de esta última se debe implementar un lazo interno de velocidad permitiendo mejorar la respuesta del sistema.

CAPÍTULO 2. Modelado e identificación del sistema motor-inversor

La máquina de inducción representa una de las formas más útiles de dispositivos electromecánicos giratorios de potencia de corriente alterna, debido a sus características constructivas y su naturaleza de funcionamiento, es un sistema complejo en términos de análisis y modelado. Con el objetivo de llevar a cabo el control en un motor trifásico tipo jaula de ardilla se hace necesario efectuar un análisis del sistema, que permita el diseño de los controladores y así realizar simulaciones para obtener el comportamiento del mismo. Para desarrollar este análisis, es necesario obtener un modelo matemático que lo represente, el mismo equivale a un conjunto de ecuaciones en base a las cuales se puede conocer el comportamiento del sistema. En este capítulo se realizará una descripción detallada del motor y variador de frecuencia que se utilizará para implementar el control de posición para estructuras mecánicas complejas además del desarrollo del modelo analítico y la obtención por identificación del sistema motor-variador de frecuencia.

2.1 Modelado matemático del motor de inducción.

El modelo desarrollado en el sistema trifásico en (García, 2006) es bastante complejo para un análisis adecuado del comportamiento del motor de inducción. Esta complejidad está relacionada principalmente con el hecho de que la inductancia mutua estator-rotor es dependiente de la posición del rotor, la cual varía en el tiempo.

Una simplificación significativa del modelo del motor de inducción puede ser obtenida por la introducción de un cambio adecuado de las variables. Este cambio de variables consiste en referenciar las variables de sistemas trifásicos, tanto de estator o de rotor, en un mismo sistema de coordenadas. Las variables del nuevo sistema de coordenadas son distinguidas por los índices d , q y 0 el cual es mencionado en el capítulo 1 conocido como *sistema de*

coordenadas arbitrario. El objetivo de esta transformación consiste en convertir los valores trifásicos abc , variables sinusoidales en el tiempo, a valores constantes $dq0$, en régimen permanente. El sistema de coordenadas trifásicas representadas por los ejes a , b y c desfasados geoméricamente de 120 grados y el sistema de coordenadas arbitrario se muestran en la figura 2.1.

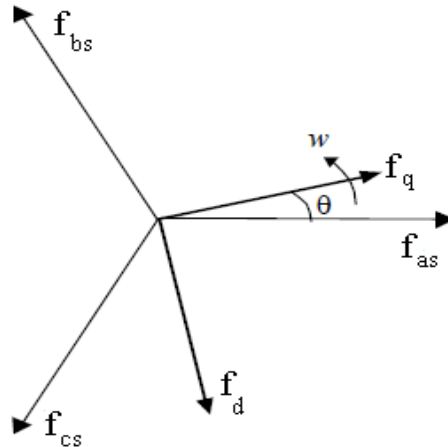


Fig. 2.1 Sistema de coordenadas abc y $dq0$.

Donde:

- determina la posición entre un sistema de coordenadas y otro.
- es la velocidad de giro del sistema de referencia [rad/s]

La relación entre las variables de los dos sistemas de coordenadas está dada como a continuación se muestra (Krause, 1986) :

(2.1)

Donde:

- es la matriz de transformación.

y

(2.2) y (2.3)

- Variables trifásicas,
- Variables bifásicas,

→ Variable que puede representar corrientes (), flujos () o voltajes ().

2.1.1 Transformación de circuitos estacionarios a una referencia arbitraria.

El cambio de variables que define el paso a unos ejes definidos en una referencia arbitraria en el estator es el siguiente:

$$(2.4)$$

Dónde cada término se corresponde con:

$$y \tag{2.5} \text{ y } (2.6)$$

$$\begin{matrix} & & - & & - \\ - & & - & & - \\ & - & & - & \end{matrix} \tag{2.7}$$

$$(2.8)$$

Es importante notar que el ángulo θ determina la posición de sistemas de coordenadas arbitrarias en relación con la trifásica. De esta forma, escogiendo adecuadamente θ , se puede referenciar tanto las variables del estator, como las variables del rotor, en un mismo conjunto de ejes $dq0$.

La transformada inversa está dada por:

$$(2.9)$$

Donde:

$$\begin{matrix} - & & - & & - \\ & & - & & - \end{matrix} \tag{2.10}$$

2.1.1.1 Circuito resistivo.

En un circuito trifásico únicamente resistivo se tiene lo siguiente:

$$(2.11)$$

Aplicando la transformación a 2.11, es decir, multiplicando a ambos lados por se obtiene:

$$(2.12)$$

$$(2.13)$$

Teniendo en cuenta que los devanados de todas las fases son iguales, y por lo tanto que es una matriz diagonal con los elementos no nulos iguales:

$$(2.14)$$

Por lo tanto la matriz de resistencias del sistema arbitrario y del real coincide, quedando finalmente:

$$(2.15)$$

2.1.1.2 Circuito inductivo.

En un circuito trifásico de tipo únicamente inductivo se cumple: — (2.16)

Para facilitar la notación a lo largo de la explicación se denominará: —

Operando de forma similar al caso del circuito resistivo se tiene: (2.17)

$$(2.18)$$

Donde:

$$\begin{matrix} - & - \\ - & - \end{matrix} \quad (2.19)$$

$$(2.20)$$

Y por lo tanto:

$$(2.21)$$

Con:

$$(2.22)$$

Para un circuito magnético lineal:

$$(2.23)$$

Por lo tanto el flujo en la referencia arbitraria queda:

$$(2.24)$$

Como la matriz de inductancias del estator tiene esta forma:

$$\begin{matrix} & - & - \\ - & & - \\ - & - & \end{matrix} \quad (2.25)$$

En la referencia arbitraria se tendrá:

$$\begin{matrix} & - & & \\ & & - & \\ & & & - \end{matrix} \quad (2.26)$$

2.1.2 Transformación de circuitos rotóricos a una referencia arbitraria.

De forma similar al apartado anterior, el cambio de variables que define el paso de los circuitos rotóricos a una referencia arbitraria es:

$$(2.27)$$

Donde cada término se corresponde con:

$$y \quad (2.28) \text{ y } (2.29)$$

$$\begin{matrix} & - & - \\ - & - & - \\ - & - & - \end{matrix} \quad (2.30)$$

Es necesario considerar que el rotor gira a una velocidad en relación con los enrollados del estator. Asimismo, la posición del sistema de coordenadas arbitrario de un sistema de coordenadas trifásico fijo en el rotor está dado por donde:

$$(2.31)$$

Con:

$$(2.32)$$

Obteniéndose la matriz inversa para rotor:

$$\begin{matrix} - & - & - \\ & - & - \\ & - & - \end{matrix} \quad (2.33)$$

La transformación de los circuitos rotóricos es la misma que la de los circuitos estacionarios cambiando por . Por lo tanto no es necesario comentar el cambio para circuitos resistivos o inductivos.

2.1.3 Ecuaciones de tensión en una referencia arbitraria.

Las ecuaciones de tensión con las variables referidas al estator son:

$$(2.34)$$

$$(2.35)$$

Aplicando las transformaciones anteriormente explicadas multiplicando por y se obtienen las nuevas ecuaciones de tensión en la referencia arbitraria:

$$(2.36)$$

$$(2.37)$$

Donde:

$$(2.38)$$

$$(2.39)$$

Considerando la hipótesis de circuito magnético lineal, los flujos concatenados en la nueva referencia son:

$$(2.40)$$

Donde en cada submatriz es, considerando :

$$(2.41)$$

$$(2.42)$$

$$(2.43)$$

De esta forma se completan las ecuaciones de tensión y flujos, siendo, según (Krause, 1986), las expresiones en forma desarrollada de los flujos concatenados las siguientes:

$$\text{---} \quad \text{---} \quad \text{---} \quad (2.44)$$

$$\text{---} \quad \text{---} \quad \text{---} \quad (2.45)$$

$$\text{---} \quad \text{---} \quad \text{---} \quad (2.46)$$

$$\text{---} \quad \text{---} \quad \text{---} \quad (2.47)$$

Con:

$$\text{---} \quad \text{---} \quad (2.48)$$

$$\text{---} \quad \text{---} \quad (2.49)$$

$$\text{---} \quad (2.50)$$

$$\text{---} \quad (2.51)$$

$$\text{---} \quad (2.52)$$

$$\text{---} \quad (2.53)$$

Donde:

→ es el flujo concatenado (ϕ o d y ϕ)

, ω_s → y ejes voltajes de estator.

, ω_r → y ejes voltajes de rotor.

, ω_m → y ejes de flujo magnetizado concatenado.

→ Resistencia de rotor.

→ Resistencia estator.

→ Reactancia disipada en estator (R_s).

: Reactancia disipada en rotor (R_r).

$$\text{---} \quad \text{---} \quad \text{---} \quad (2.54)$$

→ Frecuencia eléctrica angular del estator.

→ Frecuencia eléctrica angular de motor.

→ Velocidad eléctrica angular de rotor.

Basándose en las ecuaciones anteriores se crean los circuitos equivalentes como se puede observar en la figura 2.2.

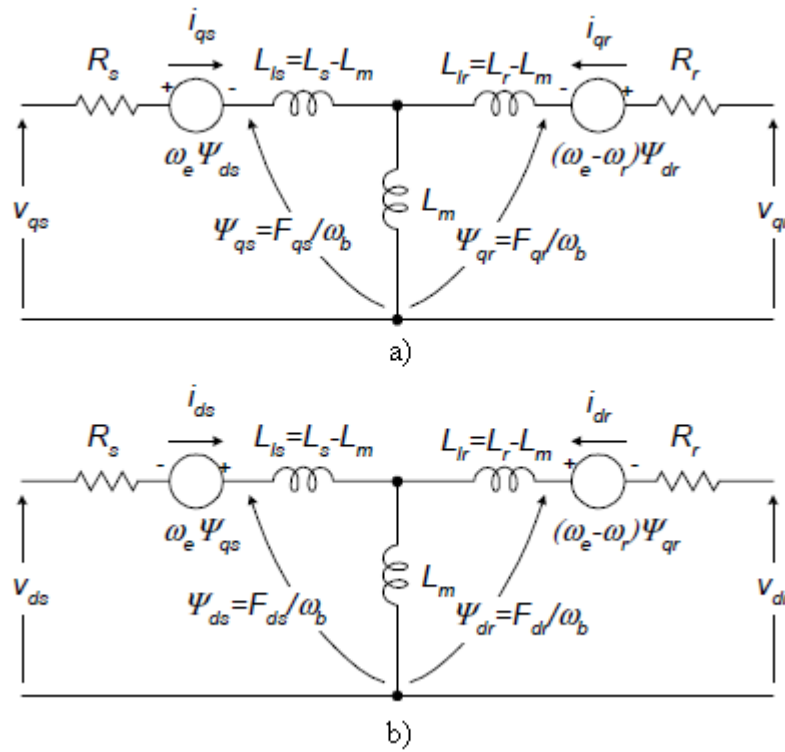


Fig. 2.2 Circuito dinámico equivalente a) circuito *q* b) circuito *d*.

Como la máquina de inducción utilizada es tipo jaula de ardilla los voltajes v_{qs} y v_{qr} se ponen en cero, provocando cambios en las ecuaciones (2.46) y (2.47).

2.1.4 Ecuación de par en una referencia arbitraria.

Partiendo de la expresión del par obtenida en el sistema trifásico en (García, 2006) y realizando las transformaciones necesarias, se puede calcular la expresión del par en la nueva referencia:

$$T = \frac{3}{2} p \frac{L_m}{L_s} i_{qs} i_{dr} - i_{ds} i_{qr} \quad (2.55)$$

$$T = \frac{3}{2} p \frac{L_m}{L_s} i_{qs} i_{dr} - i_{ds} i_{qr} \quad (2.56)$$

Donde:

T → es el par de carga.



Fig. 2.3 Esquema general del conjunto motor-inversor para el control.

El motor está acoplado mecánicamente a un encoder que se utiliza para obtener la medición de posición. Este a su vez, envía por los canales A y B los pulsos detectados, con el objetivo de determinar el sentido de giro del eje del motor. Las señales después de ser procesadas por un colector abierto, son recibidas por la tarjeta de adquisición de datos, la cual se comunica con la PC en donde se procesan los datos. Todos estos elementos componen el sistema de medición. La computadora actuará como controlador, cierra el lazo y establece la entrada de los valores de referencia. Además, envía las señales de mando al conjunto motor-inversor. La naturaleza de estas señales obedecen a un rango de $\pm 10V$ DC, siguiendo la lógica de $0 \sim +10$ V DC para un sentido, y de $0 \sim -10V$ DC para el otro sentido como se muestra en la figura 2.4. El inversor constituye el elemento de acción final. Recibe las señales de voltaje del rango especificado, las interpreta para establecer la frecuencia, muestra la misma en un panel externo al operador y envía las señales de mando al motor en modulación PWM. El motor constituye el elemento principal a controlar.

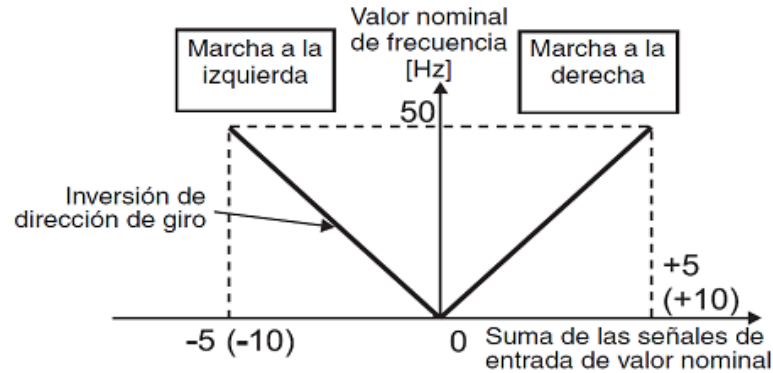


Fig. 2.4 Sentido del giro por voltajes de entrada.

Para llevar a cabo el giro del eje del motor hasta la posición deseada, es necesario variar la frecuencia de alimentación a partir de modificar el voltaje. En este caso, si se reduce la frecuencia, también es necesario reducir la tensión, o sino, la corriente y el flujo magnético del estator será muy alta y el campo magnético del motor se saturará. Por lo tanto, debe controlarse la tensión igualmente. Si la frecuencia se incrementa por encima de lo normal, se necesitará una tensión superior para mantener el flujo máximo; esto no es siempre posible, de manera que a altas velocidades, (es decir, velocidades por encima de la frecuencia de alimentación) se dispone de menor par del motor (Gil, 2009).

2.2.1 Técnicas para identificación del sistema.

Dependiendo de la aplicación, el tipo de identificación experimental que se utiliza es *off-line*, ya que no se requiere de un ajuste continuado del modelo y la validez de los parámetros obtenidos no se verá alterada con el paso del tiempo.

Existen varios tipos de modelos, están los modelos no paramétricos, que quedan perfectamente caracterizados mediante un gráfico o tabla que describa sus propiedades dinámicas mediante un número no finito de parámetros; y los paramétricos, que describen las relaciones entre las variables del sistema mediante expresiones matemáticas como pueden ser ecuaciones diferenciales (Guillén, 2000).

La identificación del sistema se realiza con un método experimental que permite obtener el modelo de un sistema a partir de datos reales recogidos de la planta bajo estudio. El modelado teórico tiene un campo de aplicación restringido a procesos muy sencillos de modelar, o a aplicaciones en que no se requiera gran exactitud en el modelo obtenido. En

muchos casos, además, la estructura del modelo obtenido a partir del conocimiento físico de la planta posee un conjunto de parámetros desconocidos y que sólo se pueden determinar experimentando sobre el sistema real.

Los modelos obtenidos mediante técnicas de identificación tienen, sin embargo, las siguientes desventajas (Guillén, 2000):

- ✓ Su rango de validez suele ser limitado (sólo son aplicables a un determinado punto de trabajo, un determinado tipo de entrada o un proceso concreto).
- ✓ En muchos casos es difícil dar significado físico al modelo obtenido, puesto que los parámetros identificados no tienen relación directa con ninguna magnitud física. Estos parámetros se utilizan sólo para dar una descripción aceptable del comportamiento conjunto del sistema.

Este proceso de identificación comprende los siguientes pasos (Guillén, 2000):

- ✓ Obtención de datos de entrada - salida.
- ✓ Tratamiento previo de los datos registrados.
- ✓ Elección de la estructura del modelo.
- ✓ Obtención de los parámetros del modelo.
- ✓ Validación del modelo.

El último paso consiste en determinar si el modelo obtenido satisface el grado de exactitud requerido para la aplicación en cuestión. Si se llega a la conclusión de que el modelo no es válido, se deben revisar los siguientes aspectos como posibles causas:

- ✓ El conjunto de datos de entrada-salida no proporciona suficiente información sobre la dinámica del sistema.
- ✓ La estructura escogida no es capaz de proporcionar una buena descripción del modelo.
- ✓ El criterio de ajuste de parámetros seleccionado no es el más adecuado.

En cuanto a las estructuras paramétricas generalmente los modelos de estas se describen en el dominio discreto, puesto que los datos que sirven de base para la identificación se obtienen por muestreo (López, 2013). En el caso de que se requiera un modelo continuo, siempre es posible realizar una transformación del dominio discreto al continuo.

Existen varias estructuras para los métodos de estimación paramétricos (Rodríguez, 2008):

- ✓ *ARX (Auto Regressive and Exogenous Variable)*: Estructura auto-regresiva con variables exógenas, suponiendo un ruido blanco de media cero y varianza constante. Se resuelve directamente por el algoritmo de mínimos cuadrados.
- ✓ *ARMAX (Auto Regressive Moving Average and Exogenous Variable)*: Estructura auto-regresiva con variables exógenas, suponiendo un ruido blanco de media cero y varianza constante afectado por un filtro de media móvil. Se resuelve minimizando el error de predicción de forma iterativa, aplicando el algoritmo de mínimos cuadrados extendido.
- ✓ *OE (Output Error)*: Estructura auto-regresiva con variables exógenas, que solo afecta a la relación de entrada-salida (no perturbada) con ruido blanco aditivo. Se resuelve con un algoritmo similar al ARMAX modificando el cálculo del error de predicción y el gradiente.
- ✓ *BJ (Box-Jenkins)*: Estructura auto-regresiva con variables exógenas, cuya parte determinista no tiene parámetros comunes con la estocástica. Se resuelve con un algoritmo similar al ARMAX modificando el cálculo del error de predicción y el gradiente.

Cada una de las estructuras (ARX, ARMAX, OE o BJ) tiene sus propias características y debe ser elegida fundamentalmente en función del punto en el que se prevé que se añade el ruido en el sistema. En cualquier caso, puede ser necesario ensayar con varias estructuras y con varios órdenes dentro de una misma estructura hasta encontrar un modelo satisfactorio.

Tabla 2.1 Diferentes estructuras de modelos paramétricos.

Tipo de modelo	Condición	Estructura resultante
Modelo ARX		
Modelo OE		_____
Modelo ARMAX		
Modelo BJ		_____

2.2.2 Identificación experimental del sistema.

La variable que se desea controlar es la posición del motor, en tal sentido, se decide identificar dicha variable. La identificación de esta planta debe realizarse en lazo cerrado, debido a que en lazo abierto la dinámica de posición en el motor se comporta como un integrador, efecto que desaparece al cerrar el lazo.

En la figura 2.5 se presenta el esquema de identificación en lazo cerrado a partir del cual se obtendrá una función transferencial de lazo cerrado.

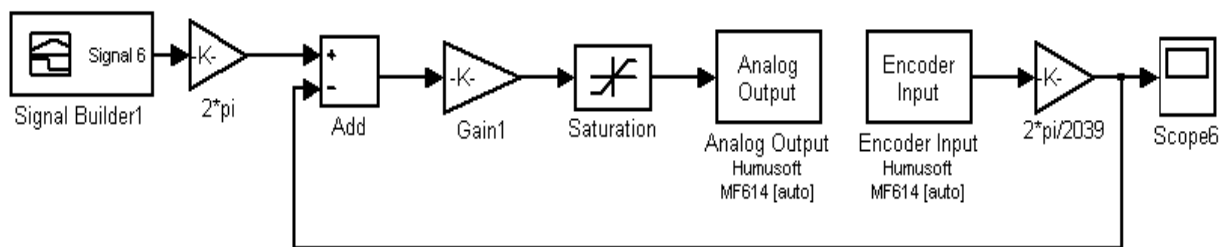


Fig. 2.5 Esquema para la identificación en lazo cerrado para posición.

De esta forma, es viable aplicar la Identificación Indirecta planteada, que consiste en buscar la función transferencial de la planta despejando de la ecuación de lazo cerrado del sistema siendo conocida la ganancia de identificación.

Como entrada al sistema se utiliza una señal *binaria pseudo-aleatoria* (PRBS), con el objetivo de excitar a la planta en todo su ancho de banda. Para el diseño de esta señal, se le

aplica al sistema en lazo cerrado un paso, obteniéndose elementos imprescindibles como la frecuencia natural y el tiempo de establecimiento. Los mismos son procesados para conformar los parámetros de entrada de la función *idinput*, una función de MATLAB que permite generar señales para la identificación.

Para la comparación cuantitativa de los modelos obtenidos con cada estructura, se utiliza el por ciento de ajuste de la salida del modelo a la salida real medida, definido en el *Toolbox de Identificación* como:

$$\frac{\sum_{k=1}^N (y(k) - \hat{y}(k))^2}{\sum_{k=1}^N y(k)^2} \quad (2.58)$$

Donde \hat{y} es el vector de salida simulada del modelo ante la misma entrada con que se obtiene el vector de salida del sistema real y .

Para la validación del modelo, además de examinar su por ciento de ajuste, se hace también un análisis de la auto-correlación de sus residuos y de la correlación de sus residuos con la entrada.

La auto-correlación de los residuos dentro del intervalo de confianza, asegura que los errores en la predicción no se vean afectados por señales correlacionadas. La correlación cruzada de los residuos con la entrada, da una idea cuantitativa de la independencia entre los errores del modelo y la señal (Cervantes, 2013) (que en este caso es la señal *PRBS*). Los términos de esta correlación serán más próximos a cero cuanto más exacto sea el modelo estimado.

Según los modelos calculados en diferentes experimentos y lo mencionado anteriormente, el mejor fue un *ARMAX 3331*. El *armax3331* posee un buen FIT y mejores residuos con respecto a los otros modelos estimados, además de constituir un modelo de menor complejidad. En la tabla 2.2 se muestran los resultados de los experimentos realizados. En tanto las figuras 2.6 y 2.7 muestran las relaciones entre el modelo real y el estimado y los residuos del sistema identificado respectivamente.

Tabla 2.2 Por cientos de ajuste.

Experimentos	FIT (%)			
	ARX	ARMAX	OE	BJ
1	78.73	97.05	90.25	83.68
2	74.76	86.2	91.67	83.76
3	93.92	85.9	97.05	83.82

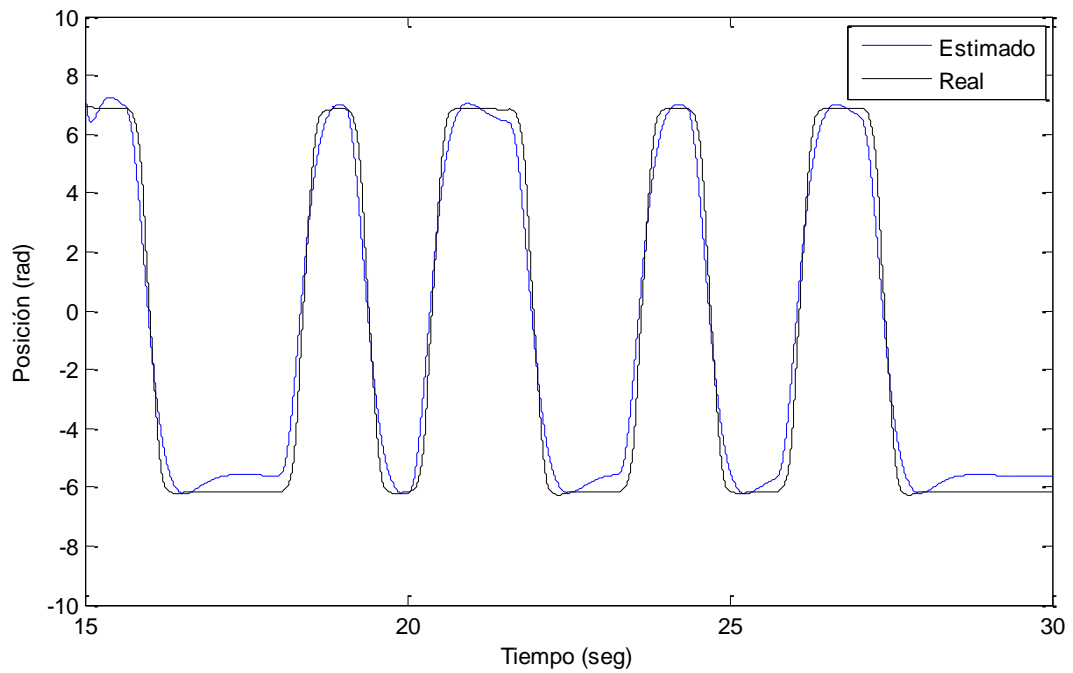


Fig. 2.6 Relación modelo real-estimado (FIT=85.9 %).

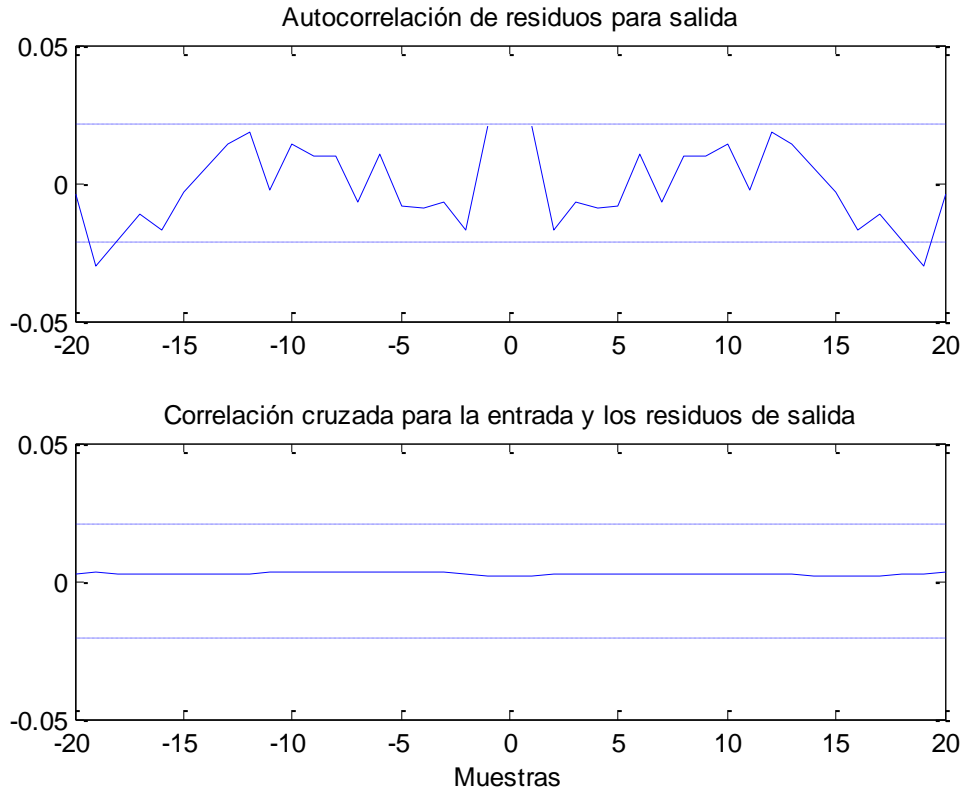


Fig. 2.7 Residuos.

Con la selección de esta estructura la función de transferencia (FT) que se obtuvo en lazo cerrado para el sistema es:

$$\frac{Y(s)}{U(s)} = \frac{K}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \quad (2.59)$$

Conociendo el valor de K , se despeja ω_n y se obtiene la FT en lazo abierto (representada en sus polos, ceros y ganancia) siguiente:

$$\frac{Y(s)}{U(s)} = \frac{K}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \quad (2.60)$$

Para reducir el modelo de posición obtenido se utilizan las funciones *balreal* y *modred* del software MATLAB. Estas funciones permiten realizar un balance en espacio-estado para porciones estables del sistema a procesar.

La reducción de modelo comienza con la eliminación de los ceros que presentan dinámica despreciable por su lejanía del origen, esto se aprecia en la figura 2.8 a través del mapa de

ceros y polos del modelo, los cuales se multiplican a la ganancia respectivamente. Finalmente nótese que el polo que debería estar en el origen no lo está exactamente, lo cual es una dificultad típica durante la identificación de sistemas con polos en el origen (Rodríguez, 2008), por lo que conociendo que la dinámica de posición en el motor, ante entrada paso, actúa como una rampa se sustituye el polo cercano al origen por un integrador. Además la diferencia entre el margen de ganancia del modelo inicial y el obtenido es pequeña por lo que la estabilidad en ambas plantas para ciertos valores de ganancia va a ser prácticamente la misma ([Anexo III](#)~~Anexo III~~).

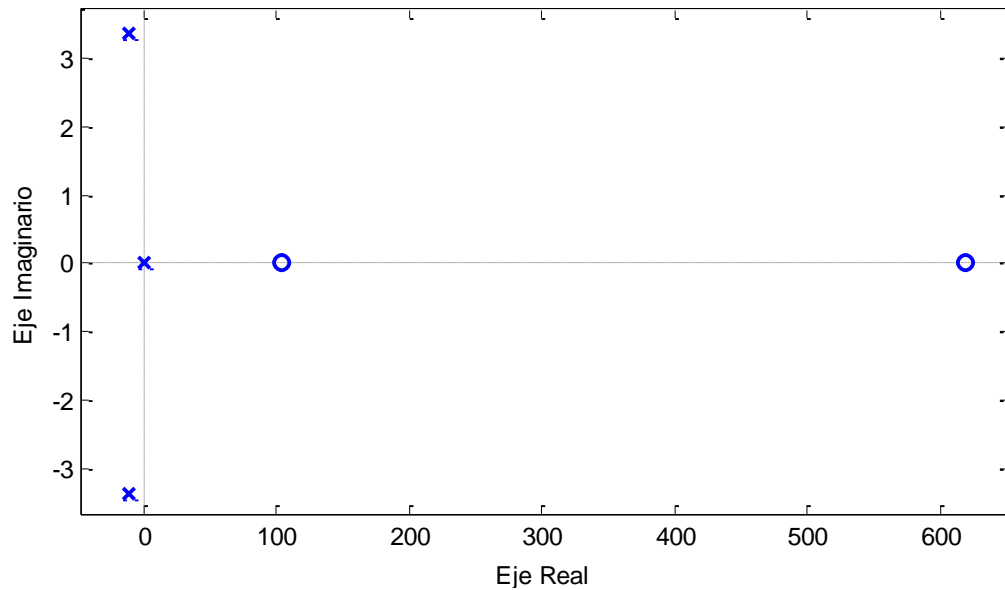


Fig. 2.8 Mapa de polos (x) y ceros (o) del modelo de 3^{er} orden.

El modelo se redujo al sistema de la función transferencial dada por la expresión 2.61, donde en caso de que se quiera obtener la representación dinámica entre la velocidad del motor y la señal de voltaje se toma la misma FT sin el integrador.

$$\frac{V(s)}{W(s)} = \frac{K}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \quad (2.61)$$

Con la reducción se obtiene una función de transferencia más sencilla, permitiendo desarrollar estrategias de control a la planta en cuestión.

En las gráficas mostradas a continuación se puede ver el comportamiento entre ambos modelos, además de que entre estos existe un FIT de 80.2 %.

El diagrama de bode representado en la figura 2.9 muestra como la magnitud del modelo reducido pasa por el mismo ancho de banda que el modelo inicial en igual frecuencia. Mientras que con la eliminación de los ceros el nuevo modelo pierde fase.

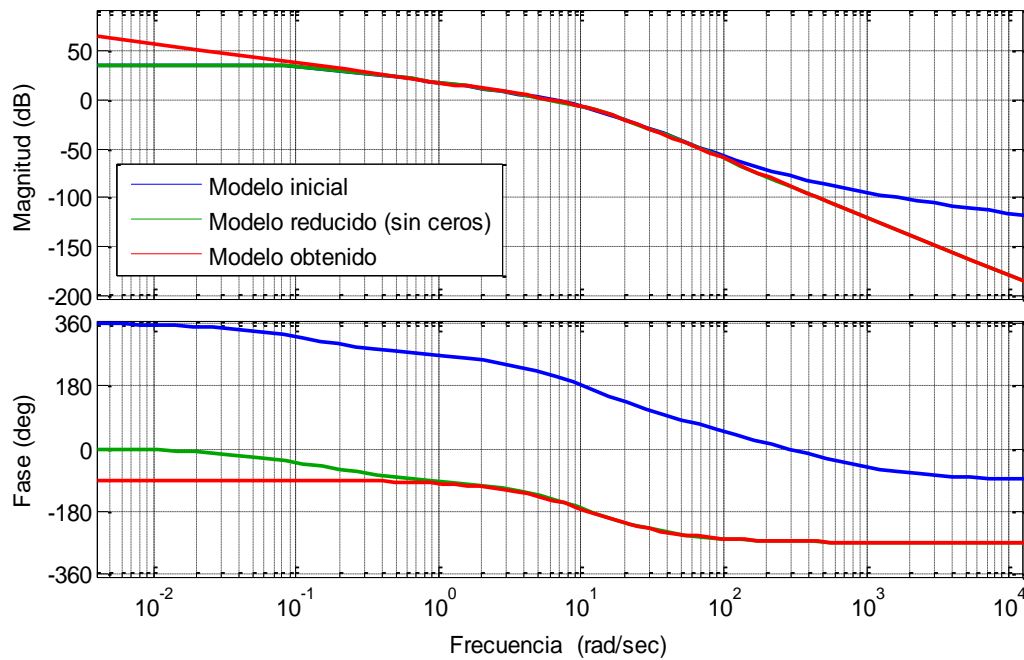


Fig. 2.9 Diagrama de bode.

En tanto, las respuestas en lazo cerrado con un regulador proporcional igual a 0.28, para ilustrar el comportamiento temporal de ambos modelos son ilustradas en la figura 2.10, se evidencia un error entre ambos modelos en estado estable, lo cual se debe principalmente a las incertidumbres que se presentan cuando se identifica el sistema y además, de que es un modelo tipo cero, todo lo contrario del reducido en el cual la presencia del integrador asegura cero error en estado estable.

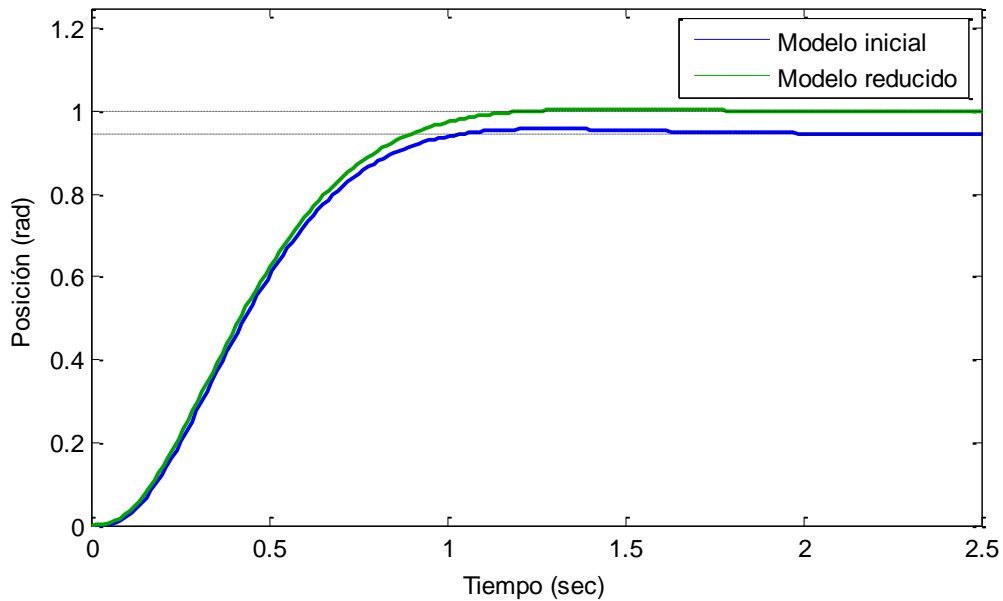


Fig. 2.10 Respuesta de los modelos en lazo cerrado.

Conclusiones parciales del capítulo.

El modelado analítico del motor de inducción basado en una serie de ecuaciones diferenciales que describen los flujos, voltajes y corrientes, constituye una solución con un alto grado de dificultad, y su realización depende de la obtención de una serie de parámetros del motor al cual se le desarrollara el modelo.

Las técnicas de identificación experimental permiten la obtención de un modelo dinámico lineal expresado mediante función de transferencia que describe correctamente el comportamiento del sistema motor-variador de frecuencia.

La realización de varios experimentos permitió llegar a una estructura $armax3331$ capaz de definir la dinámica del sistema objeto de estudio. Donde el valor de FIT obtenido asegura la calidad del modelo y garantiza su utilización en el ajuste de los controladores.

CAPÍTULO 3. Control de posición del sistema MCA-VF/V

Para controlar la posición del motor se hace necesario diseñar controladores utilizando técnicas adecuadas que aseguren el buen desempeño del sistema. En el caso del control de posición la señal a realimentar se toma directamente de la medición del encoder. En este capítulo, a partir de la estación de prueba que se tiene y se explica en el capítulo anterior, se implementan estrategias de control de posición y se realizan las pruebas experimentales correspondientes. Además se describe el proceso de sintonía de los reguladores y se analizan los resultados obtenidos de las simulaciones realizadas a través de las gráficas que validan dicha sintonía y por último se realiza un análisis económico de este trabajo.

3.1 Sintonía del regulador PID.

Para la sintonía del regulador se utiliza el modelo del conjunto variador-motor identificado anteriormente.

Con la función transferencial, expresada en 2.61, del motor que relaciona la dinámica de la posición con respecto a las variaciones de voltaje del regulador se procede a realizar el ajuste y control para el lazo de posición.

Para lograr una mejor sintonía del regulador PID se introdujo la FT en la herramienta Sisotool mediante el comando *sisotool (sys)*, Esta nos da la opción de ajustar la ganancia, ubicar ceros y polos en el lugar geométrico de las raíces mostrándonos la ubicación de estos y observar los diagramas de Bode que expresan el margen de ganancia (MG) y el margen de fase (MF), entre otros parámetros que rigen el sistema que se creó.

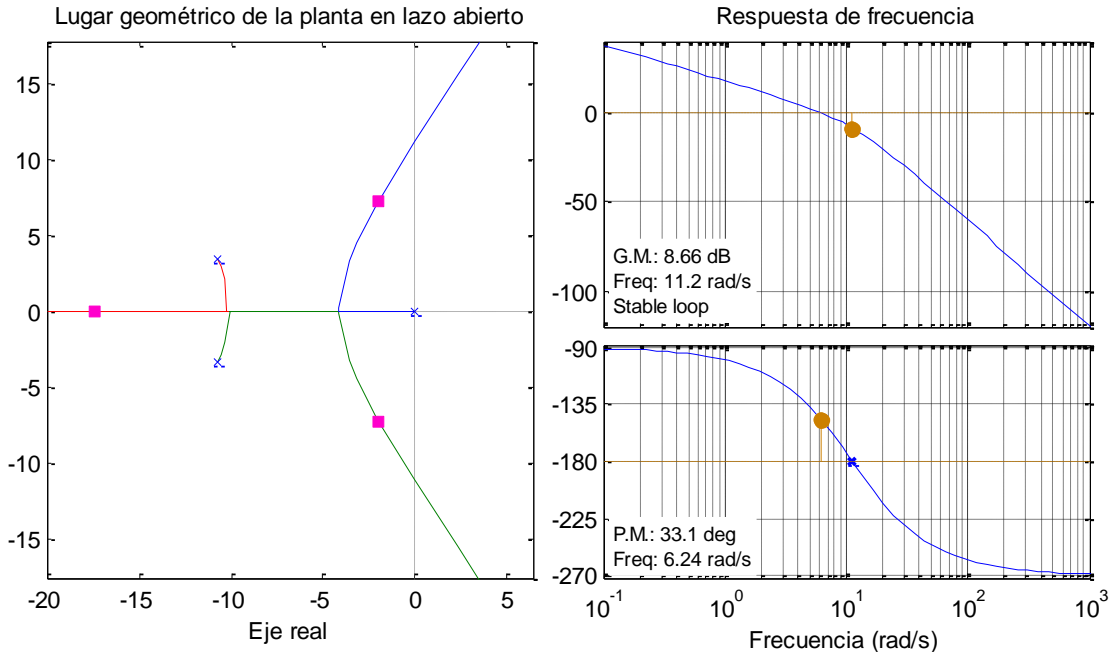


Fig. 3.1 Ubicación de polos y ceros y valores de MF y MG el modelo reducido.

Como podemos observar en la figura 3.1 se muestra la ubicación de los polos en el lugar geométrico de las raíces del modelo reducido, además de los valores de MG y MF.

Con ello se procede a sintonizar el regulador, por tanto adicionamos un polo en el origen ($s=0$) y colocamos dos ceros reales ubicados cerca de los polos dominantes del sistema, en -0.108 y -6.411 , luego variamos la ganancia, a esta le damos el valor igual a 0.048838 . Con estos valores se obtuvo la siguiente función del regulador PID.

$$\frac{K(s+0.108)(s+6.411)}{s(s+10)} \tag{3.1}$$

Desarrollando la $\frac{K(s+0.108)(s+6.411)}{s(s+10)}$ hasta llevarlo a la forma $\frac{K(s^2 + 6.519s + 6.519)}{s^2 + 10s}$, según (Ogata, 1993), se obtienen los valores de las acciones (proporcional, integral y derivativa) para el control, los cuales se introducen en el bloque PID del Simulink, estas son:

- ✓ Acción Proporcional (P): $K_p = 0.048838$
- ✓ Acción Integral (I): $K_i = 0.048838$
- ✓ Acción Derivativa (D): $K_d = 0.048838$

En la figura 3.2 podemos observar los cambios del sistema ahora con el regulador conformado. Con la incorporación del regulador PID al sistema se logra obtener un sistema en lazo cerrado completamente estable para cualquier valor de ganancia como se puede apreciar en la figura 3.2.

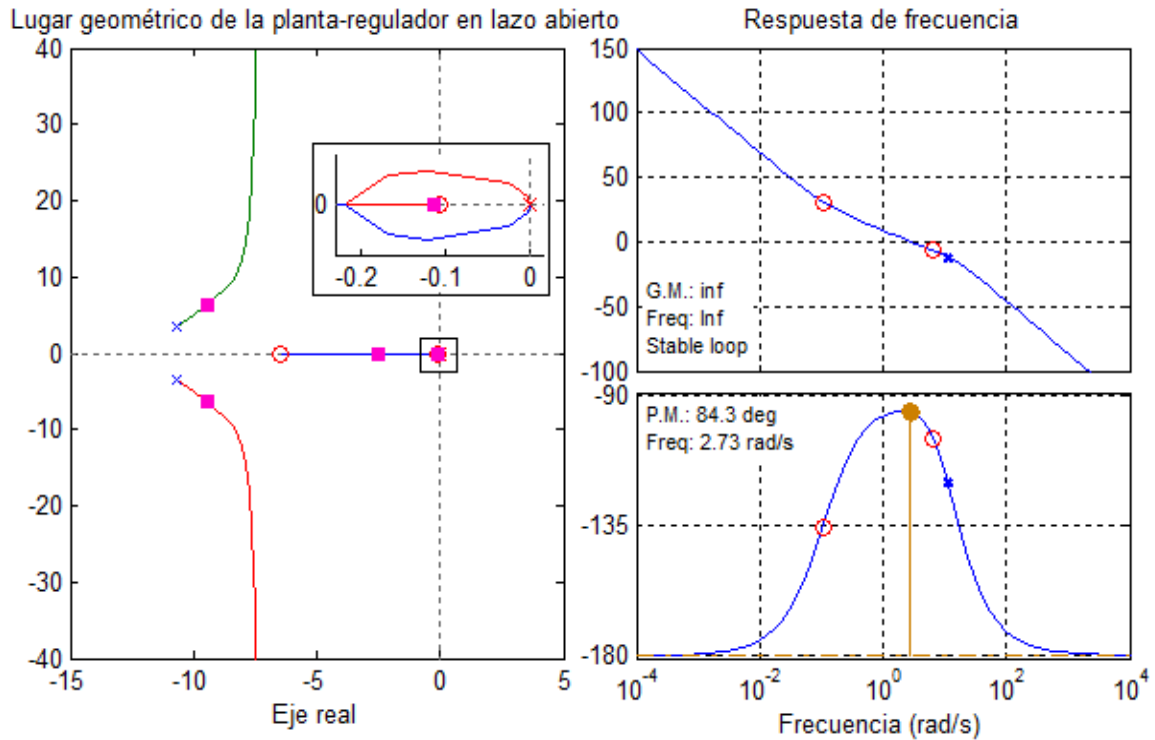


Fig. 3.2 Ubicación de polos y ceros de la planta conjuntamente con el regulador creado.

3.1.1 Análisis de los resultados experimentales.

Ya calculados todos los valores necesarios del controlador PID, se excita la planta ante una entrada paso, para así observar la acción del controlador sobre el sistema y ver el comportamiento del mismo bajo los efectos de dicho controlador, en la figura 3.3 se ilustra el esquema para la simulación.

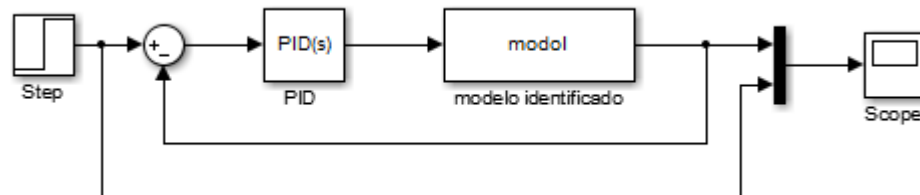


Fig. 3.3 Esquema de simulación del control PID para el conjunto variador-motor.

El comportamiento de la respuesta simulada de este sistema puede observarse en la figura 3.4. En esta vemos que el PID sintonizado tiene buen comportamiento sobre el sistema ya que logra una respuesta sobreamortiguada y un tiempo de establecimiento de aproximadamente 1.5 segundos con cero error en estado estacionario.

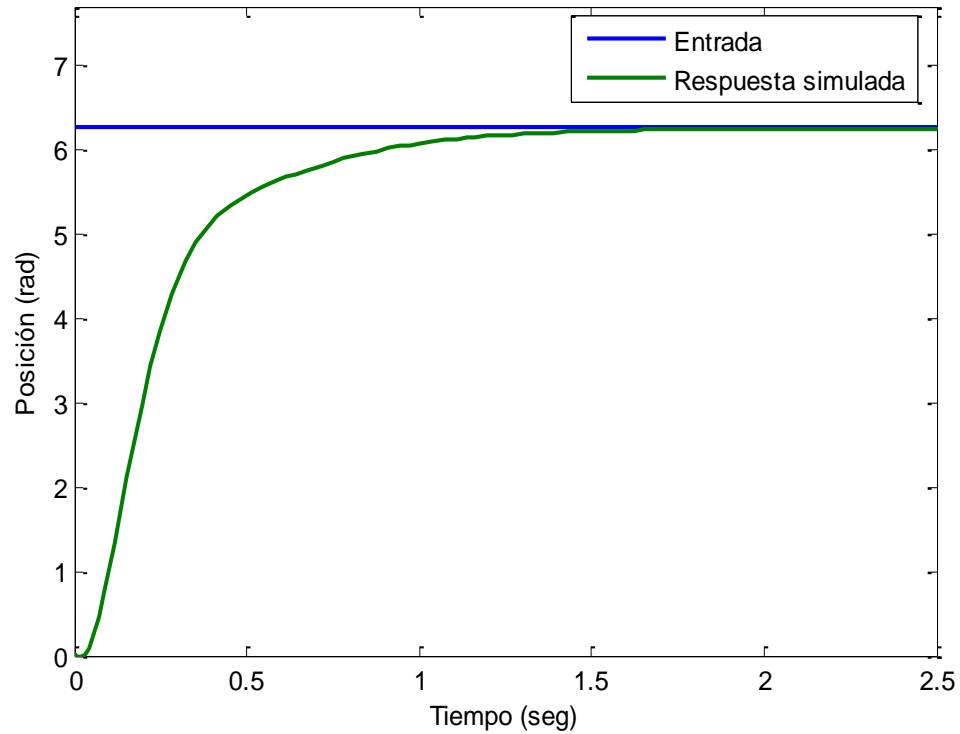


Fig. 3.4 Respuesta simulada ante un paso en el lazo de posición.

Debido a que se cuenta con los elementos necesarios para llevar a cabo experimentos reales se implementa el esquema para el ver el comportamiento real del sistema motor-variador.

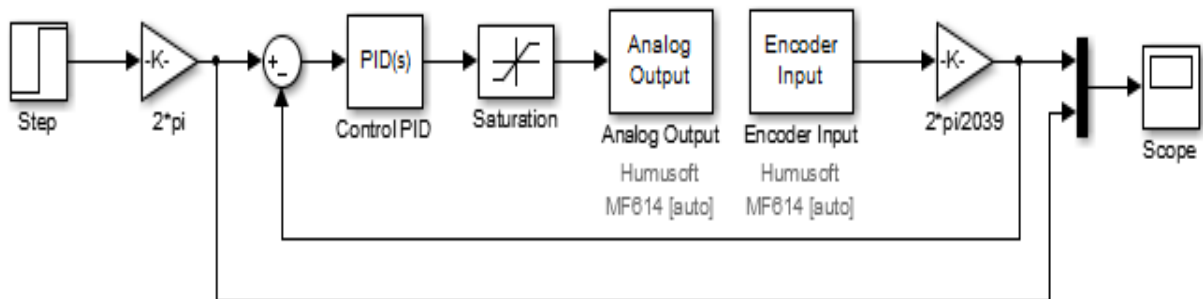


Fig. 3.5 Esquema para el control real.

El esquema de control propuesto es implementado en el motor trifásico en conjunto con el variador de frecuencia. Los lazos de control son implementados utilizando una computadora Pentium-D 3.00-GHz conectada al sistema a través de una tarjeta de adquisición de datos *Humusoft MF614*.

La tarjeta se encarga de adquirir la lectura del encoder con un período de muestreo de 1 ms. Las señales de control se generan en la PC, donde en ella misma se crean los algoritmos de control implementados utilizando MATLAB/Simulink con *Real-Time Windows Target*.

Los resultados obtenidos en la práctica con este ajuste se presentan en la figura 3.6

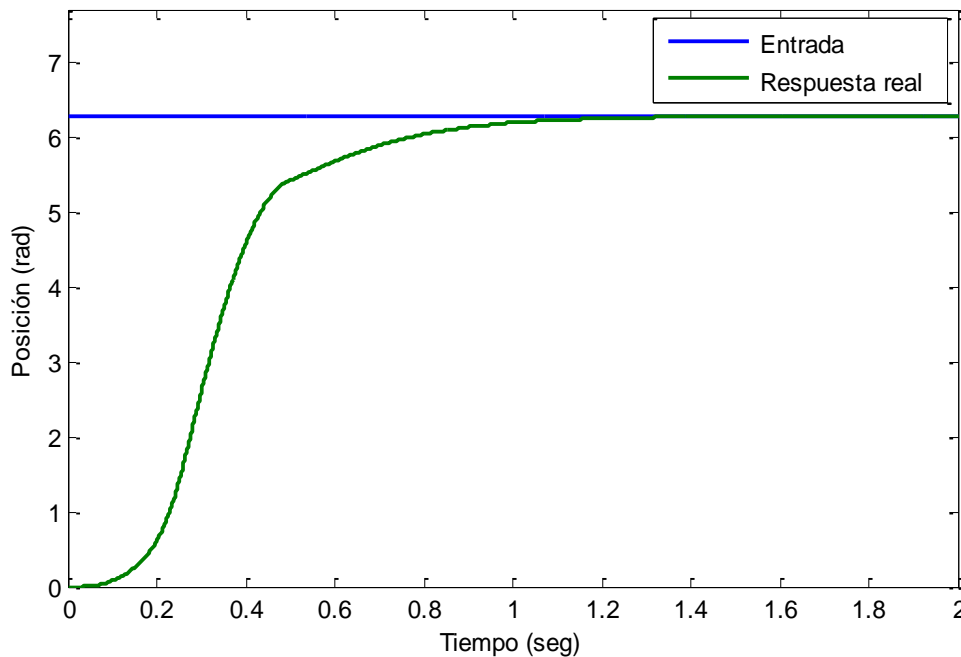


Fig. 3.6 Respuesta real ante un paso en el lazo de posición.

Como se puede apreciar, la respuesta del lazo de control de posición presenta un comportamiento sobreamortiguado, similar a lo que se esperaba por simulación, un tiempo de establecimiento de aproximadamente un segundo y tiene un comportamiento con cero error en estado estable cumpliendo con los requisitos establecidos para el diseño del regulador y cumpliendo con las especificaciones de la aplicación para la cual se diseñó. Todo esto pese al efecto de las no linealidades del sistema y de las perturbaciones externas que dificultan el control del sistema motor-variador.

3.2 Estrategia de control en cascada con realimentación de la velocidad.

Como se vio en el capítulo 1, para controlar la posición del eje del motor es necesario trabajar con rapidez y en forma precisa, por lo que es recomendable tener control además de la variable de velocidad, así que un lazo interior de velocidad en el control de posición es necesario para poder proporcionar un ajuste más fino en la posición final, además de mejorar la estabilidad o el amortiguamiento del sistema en lazo cerrado (Kuo, 1996).

En esta sección se desarrolla un control cascada para el sistema motor-inversor. Consiste en una estrategia de control caracterizada por la exigencia de la medición, manipulación y control de más de una señal en cada caso, por lo que requiere de más de un regulador.

En este control cascada se implementan dos lazos de control, uno interno para velocidad y el externo para la posición. El esquema propuesto permite realizar tareas de posicionamiento aprovechando las ventajas de un lazo de control de velocidad, el mismo se ilustra en la figura 3.7.

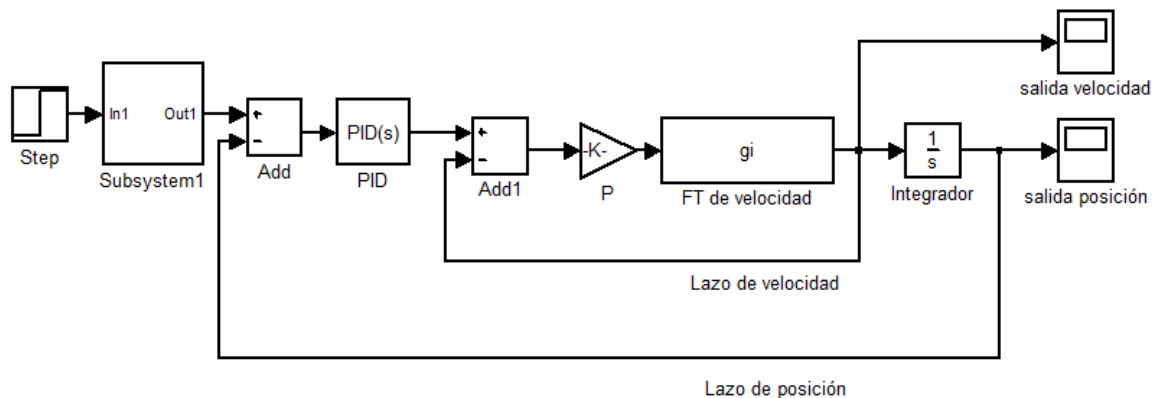


Fig. 3.7 Diagrama de bloques para simulaciones.

El control que se propone es basado en técnicas de control del tipo clásico (PID, P). Con estos controladores se espera mejorar el desempeño del sistema de control de un solo lazo de posición en cuanto a velocidad de respuesta y estabilidad en general. La sintonía de los reguladores en el control cascada se realiza primeramente en el lazo interno y luego en el externo.

3.2.2 Sintonía del regulador de lazo externo.

Con el lazo interno ya implementado se procede a la sintonía del controlador para posición. Para ello se toma la FT expresada en 3.2, a la cual se le multiplica la ganancia proporcional utilizada en el control de velocidad y se halla la FT en lazo cerrado, con la función en lazo cerrado se multiplica por una acción integral para obtener la dinámica de posición. La función transferencial resultante se introduce en *sisotool* para la sintonía del controlador PID del lazo de posición externo de la cascada.

Con ello se procede a sintonizar el regulador, se coloca un polo en el origen ($s=0$) y dos ceros reales en -0.01 y -19.632 , luego variamos la ganancia, a esta le damos el valor igual a 0.093461 . Con estos valores se obtuvo la siguiente función del regulador PID para el lazo externo. La ubicación de los polos deseados y de la ganancia del regulador son escogidos a partir de obtener una respuesta sobreamortiguada del sistema en lazo cerrado. La función transferencial del regulador viene dada por:

(3.3)

Se desarrolla la función hasta llevarla a la forma del PID ya antes mencionada para así tener los valores de las acciones del controlador.

- ✓ Acción Proporcional (P): 9.35
- ✓ Acción Integral (I): 0.093461
- ✓ Acción Derivativa (D): 0.4763

Con el controlador implementado el lugar geométrico de las raíces modificado y los valores de MG y MF que se obtuvo se muestran en la figura 3.9.

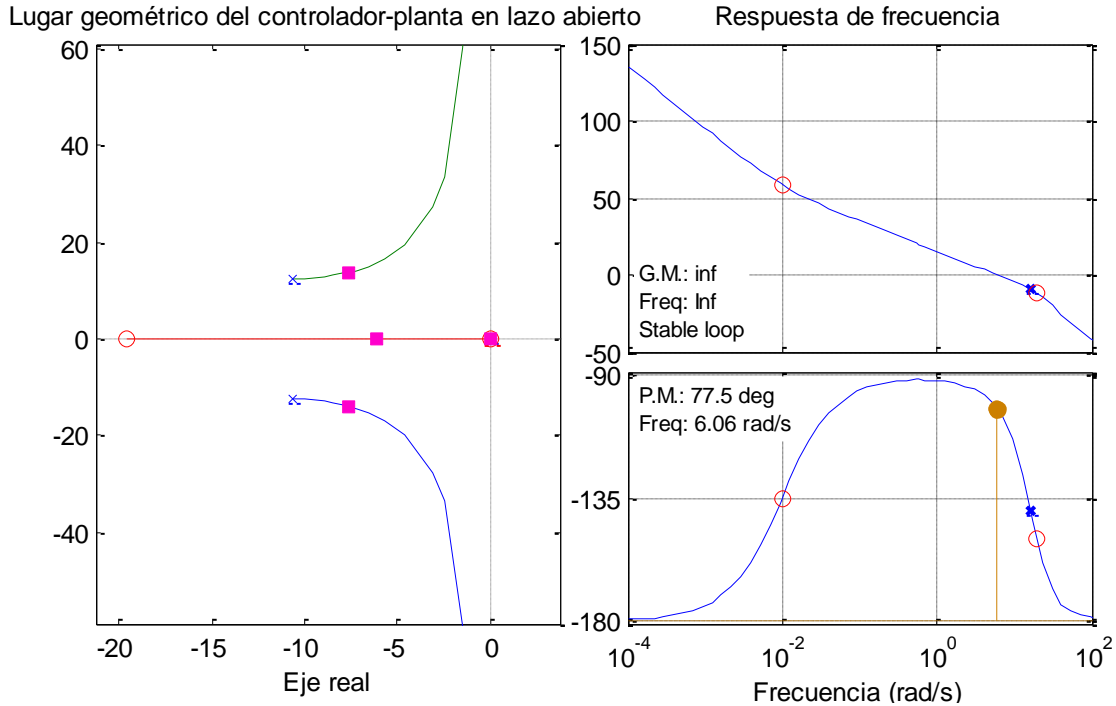


Fig. 3.9 Ubicación de polos y ceros y valores de MF y MG del controlador-planta.

3.2.3 Análisis de los resultados.

Tras haber calculado los valores de los controladores utilizados para cada lazo se realizan primeramente las simulaciones, empleando el esquema ilustrado en la figura 3.7, y luego los experimentos reales, a través el esquema ilustrado en el [Anexo IV Anexo-IV](#).

Para la implementación de la estrategia de control en el motor de corriente alterna caso de estudio, se toma la posición directamente de la señal del encoder y se realimenta para así cerrar el lazo de posición controlado por un PID. En tanto, se obtiene la velocidad a partir de la implementación de un filtro de Kalman utilizado para filtrar la velocidad a partir de la derivada de la posición, resultado de un trabajo de diploma del presente año titulado “Observador de velocidad y aceleración para sistemas mecánicos a partir de lectura de encoder”, del estudiante Samy Kharuf Gutierrez, el cual demostró buenos resultados en experimentos realizados con el mismo motor que presentamos en este trabajo.

La gráfica siguiente muestra la respuesta del sistema ante una entrada paso.

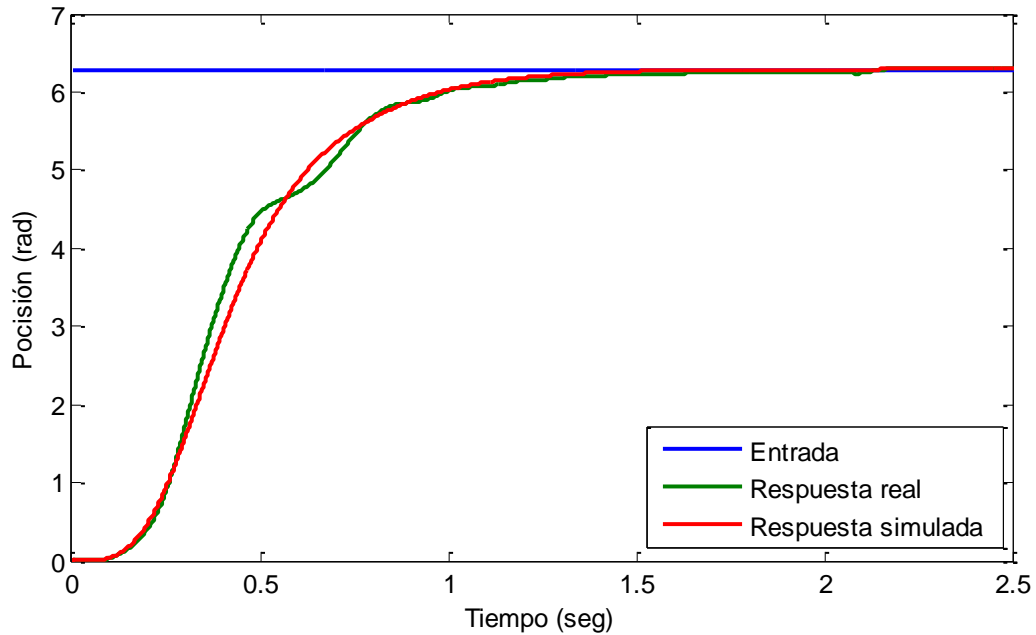


Fig. 3.9 Respuesta real y simulada ante un paso en el lazo de posición.

Las respuestas obtenidas ante entrada paso para las simulaciones y los experimentos reales están acordes a los requisitos establecidos, o sea, ellas logran cero error en estado estacionario y lo hacen en un tiempo de aproximadamente un segundo. El lazo de velocidad no logra rebajar la velocidad de respuesta con respecto al simple lazo de posición, no obstante, demuestra un buen comportamiento en los experimentos realizados, validando la estrategia en cascada propuesta.

3.3 Análisis económico

Un punto fundamental para la realización de cualquier proyecto de investigación es la valoración económica del mismo. Este sistema (MCA-VF/V), aparte de presentar un gran avance tecnológico, es mucho más eficiente y factible que las aplicaciones en las que están presentes los motores de corriente directa. Conjuntamente con esto el cambio de tecnología ofrece un ahorro considerable de energía, nos permite tener ahorros de energía en un 50% a velocidades menores a las nominales, lo que nos puede expresar en una medida el ahorro de este cambio tecnológico.

En la tabla 3.1 se presenta la relación de precios de los elementos de hardware presentes en la arquitectura que se propone utilizar en este trabajo para controlar la posición.

Tabla 3.1 Listado de precios del hardware utilizado.

Elementos	Precios
Inversor <i>Mitsubishi FR-A720-2.2K</i>	617.6 Euros
Tarjeta para realimentación de Encoder	136 Euros
Motor Trifásico <i>Dedong</i>	260 Euros
Encoder <i>NEMICON OEW2-0512-2MHC</i>	202 USD
Tarjeta de adquisición de datos <i>HUMUSOFT MF 614</i>	1241 USD
PC	500 USD

Con esta propuesta e implementación del control se cuenta con una alternativa nacional que puede ser perfeccionada y aplicada en sistemas mecánicos sin depender de costos de importación y servicios de post-venta.

Conclusiones parciales del capítulo

A partir de haber obtenido mediante la identificación experimental, la función de transferencia que describe la dinámica de posición con respecto a variaciones de voltaje, fue posible implementar reguladores PID para el control de posición del sistema (MCA-VF/V) que garantizan el posicionamiento del eje del motor cumpliendo con las especificaciones del sistema.

La arquitectura compuesta por un encoder como sensor de medición, una tarjeta de adquisición de datos y una PC donde implementar los controladores puede ser utilizada con el propósito de controlar la posición en un motor asincrónico de corriente alterna acoplado a un variador de frecuencia

Las estrategias de control planteadas cumplieron con las especificaciones de diseño para las que fueron diseñadas y demostraron buenos desempeños tanto en simulación como en experimentos reales con el sistema motor-variador.

CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

Conclusiones

A partir del análisis realizado en la bibliografía especializada, se demuestra que el control de posición de los motores de corriente alterna constituye una tarea de vital importancia para el desempeño de sistemas mecánicos de alta complejidad. De igual manera, un control de posición con realimentación de velocidad siempre es recomendable con el objetivo de proporcionar un ajuste más fino en la posición final.

La obtención del modelo analítico desarrollado en el *sistema de coordenadas arbitraria*, a pesar de ser un modelado que describe fielmente el comportamiento de las máquinas de inducción, constituye un método de gran complejidad y se requiere del conocimiento de los parámetros del motor para su desarrollo.

El modelo obtenido mediante identificación experimental, formulada por la función de transferencia que expresa adecuadamente la dinámica de posición, describe el comportamiento del sistema motor-variador y permitió el diseño de los controladores lineales de las estrategias propuestas.

Las estrategias de control planteadas para lograr el posicionamiento del motor, cumplen con las especificaciones de diseño para las que fueron diseñadas y demuestran buenos desempeños tanto en simulación como en experimentos reales con el sistema motor-variador.

Recomendaciones

Implementar estrategias de control inteligentes que mejoren el comportamiento del sistema ante requerimientos más exigentes de desempeño.

Desarrollar el modelado en base al sistema de coordenadas arbitraria, con el objetivo de tener un modelo que describa mejor el comportamiento dinámico de la planta caso de estudio y que permita la implementación de estrategias de control basadas en este tipo de modelo.

REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- AUTOMATION, R. 2007. *Conceptos básicos sobre el uso de los motores de inducción trifásicos*. Milwaukee.
- BALSA, B. P. 2009. *Motor de inducción*.
- BARAMBONES, O. 2013. *Sliding mode position control for real-time control of induction motors*. *Innovative Computing, Information and Control*, 9.
- BERTOLOTTI, F. 2010. *Variadores de velocidad de corriente alterna* Universidad de Buenos Aires.
- BORT, J. V. 2002. *Estudio del Modelo Matemático del Motor de Inducción Trifásico*., Universitat Rovira.
- CALVO, F. S. 2011. *Variadores de frecuencia*.
- CÁSSERES, L. C. G. 2006. *Control escalar aplicado al motor de inducción en lazo abierto*. Trabajo diploma, Universidad de Pamplona.
- CERVANTES, D. 2013. *Identificación experimental del sistema electro-neumático para una plataforma de 2 GDL con propósitos de control de fuerza*. Trabajo diploma, Universidad Central “Marta Abreu” de Las Villas.
- CHAPMAN, S. J. 1994. *Máquinas eléctricas*. In: MCGRAW-HILL (ed.).
- CHÁVEZ, L. C. G. 2006. *Control escalar aplicado al motor de inducción en lazo abierto*. Univesidad de Pamplona.
- CHILET, S. S. 2003. *Control vectorial de inversores trifásicos*. . *Control de Potencia*.
- DONSIÓN, M. P. 2004. *Estrategias y circuitos de control de la velocidad de los motores de inducción*. . *Técnicas avanzadas*.
- FERNÁNDEZ, M. J. V. 2011. *Motores de corriente alterna*.
- GARCÍA, A. P. 2006. *Modelación del motor de inducción trifásico*. *Tecnologías de Avanzada*, 2.
- GARCÍA, R. Q. 2008. *Control de procesos industriales utilizando motores asincrónicos controlados por campo orientado*. Trabajo Diploma, Universidad Central “Marta Abreu” de Las Villas.

- GIL, F. R. B. 2009. *Solución para sistema de posicionamiento de plataformas mecánicas con motor de corriente alterna y variador de frecuencia*. Universidad Central “Marta Abreu” de Las Villas.
- GONZÁLEZ, J. O. N. 2007. *Funcionamiento del motor asincrónico trifásico en régimen dinámico*.
- GUILLÉN, M. E. L. 2000. *Identificación de Sistemas. Aplicación al modelado de un motor de continua*.
- HERNANDEZ, M. M. 2004. *Accionamiento eléctrico automatizado* La Habana.
- HORRILLO, J. 2009. *Control vectorial de motores de inducción*.
- KRAUSE, P. 1986. *Analysis of electric machinery and drive systems*. second edition ed.
- KUO, B. C. 1996. *Sistemas de control automático*. Séptima edición ed. Naucalpan de Juárez: Prentice-Hall Hispanoamericana.
- LÓPEZ, A. A. 2013. *Índice de la Calidad de la Identificación*. Trabajo diploma, Universidad Central “Marta Abreu” de Las Villas.
- MARTÍNEZ, E. A. 1986. *Electrotecnia Básica*, La Habana, Editorial Pueblo y Educación.
- MEDINA, M. A. 1995. *Realización práctica de un control de posición con acoplamiento directo utilizando un motor de inducción*. Trabajo diploma.
- NAVA., I. C. V. 2008. *Sistemas de control de motores eléctricos industriales*.
- OGATA, K. 1993. *Ingeniería de Control Moderna*. México.
- PAULO, J. 2012. *Modelagem do Motor de Indução*.
- PIÑONES, A. A. C. 2011. *Estudio del control de velocidad y torque de un motor de inducción trifásico aplicando la técnica de control vectorial indirecto en tensión con y sin sensor de posicionamiento* Trabajo diploma, Universidad Católica de Valparaíso.
- RINCÓN, D. F. M. 2004. *Diseño de un controlador de velocidad para un motor de inducción utilizando control vectorial*. Trabajo diploma, Universidad del Cauca.
- RODRÍGUEZ, A. E. R. 2008. *Modelación, identificación y control de actuadores electro-neumáticos para aplicaciones industriales*. Tesis de Doctorado, Universidad Central “Marta Abreu” de Las Villas.

ANEXOS

Anexo I. Características de hardware empleado.

Motor *Dedong*.

El motor *Dedong* es el dispositivo a controlar y consiste en un motor trifásico de inducción, de jaula de ardilla y conexión delta.

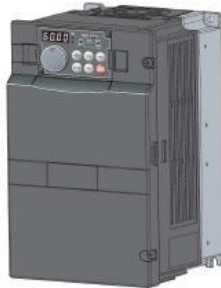


Datos nominales de chapa:

- ✓ Corriente 9.6 A.
- ✓ Potencia 2.2 kW.
- ✓ Voltaje 220 V.
- ✓ Velocidad angular 940 rpm.
- ✓ Frecuencia 50 Hz.
- ✓ Incremento del voltaje y la frecuencia juntos en el arranque.
- ✓ Se puede monitorear durante la operación del motor: voltaje, corriente, frecuencia, velocidad de giro.

Inversor Mitsubishi FR-A720-2.2K.

Este dispositivo consiste en un inversor trifásico de 200 V modelo A720 y capacidad de 2,2 kW para motores de la misma potencia nominal.



Posee un total de 995 parámetros que son configurables por el usuario, tales como: funciones de manejo básicas, tiempos de aceleración y desaceleración, múltiples velocidades, selección del modo de funcionamiento, comunicación, autoajuste de los parámetros del motor, funciones de calibración, regulación de PID, etc.

La frecuencia se puede controlar de tres formas:

- ✓ Mediante el panel externo Mitsubishi FR-DU07.
- ✓ Mediante un potenciómetro con el cual variando su resistencia, varía el voltaje de entrada al inversor.
- ✓ Mediante una entrada externa con rango de voltaje $\pm 10V$ o $\pm 5V$, así como corriente normalizada 4 a 20 .

Características generales de manipulación e instalación:

- ✓ La longitud de los cables hasta el motor no debe exceder los 500 m.
- ✓ El inversor siempre debe montarse en forma vertical.
- ✓ Cuando se instalan múltiples inversores deben ser puestos en paralelo.
- ✓ No debe ser expuesto a gases corrosivos, polvo o suciedad.
- ✓ Contra humedad se aconseja la conducción de aire seco al interior del armario de distribución.

Encoder NEMICON OEW2-0512-2MHC.

El encoder es del tipo incremental de colector abierto de alto voltaje. Posee una resolución de 512 pulsos/revolución y desfase entre las señales A y B de 90 grados.



Características generales:

Especificaciones	Características	Datos	Unidades
Mecánicas	Aceleración angular	1*10e5	
	Velocidad	6000	
	Peso neto	100	g
Medioambientales	Temperatura de operación	-10 ~ +70	°C
	Temperatura de almacenamiento	-30 ~ +80	°C
	Humedad	85	%
Eléctricas	Voltaje	DC 10.8 ~ 26.4	
	Corriente	60	
	Voltaje de Salida	0.5	
	Corriente de Salida	20	

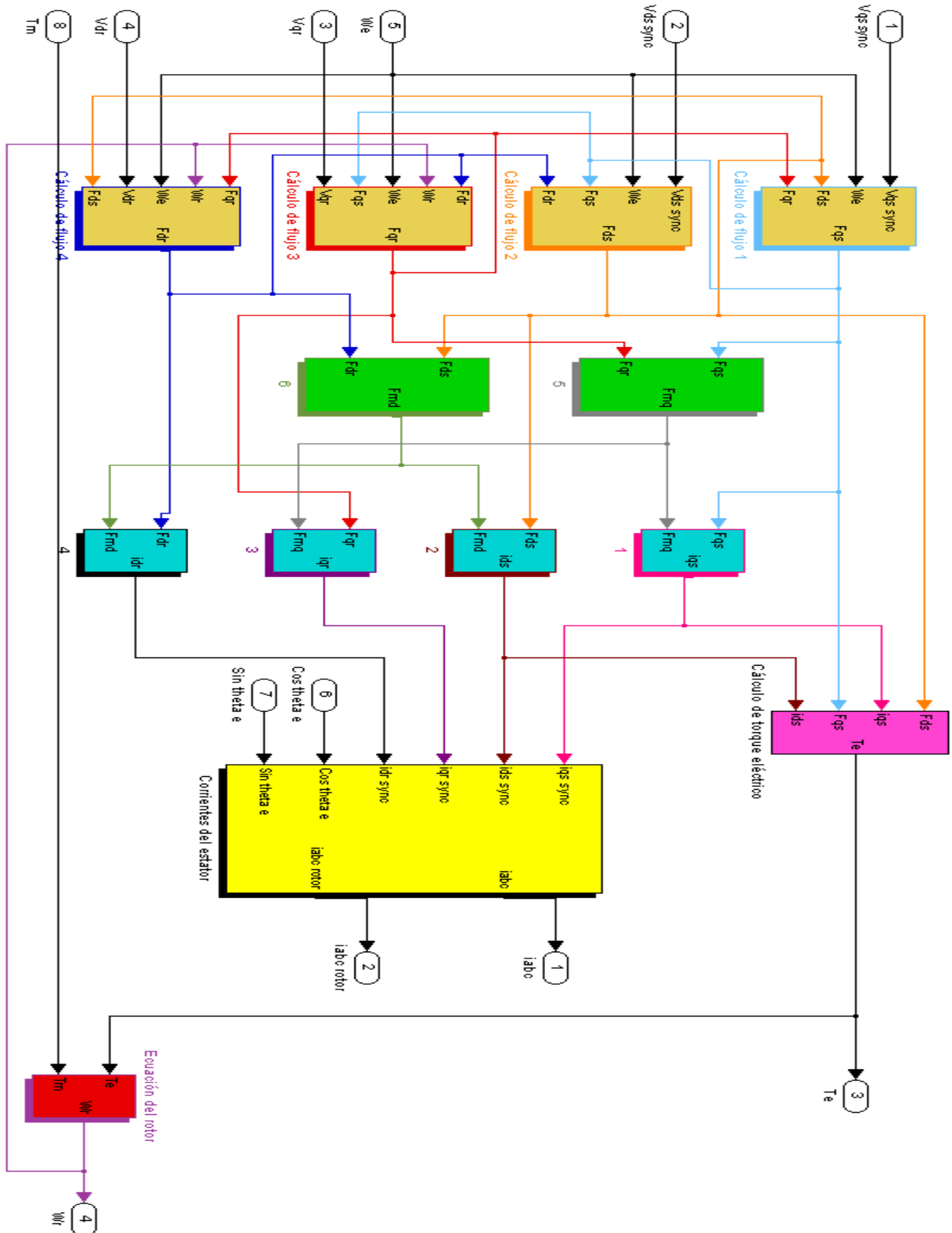
Tarjeta de adquisición de datos *HUMUSOFT MF 614*.

La tarjeta de adquisición de datos está diseñada para conectarse directamente a los Slots de la PC, lo cual permite una rápida transferencia de los datos a la memoria para su uso sin necesidad de utilizar protocolos de comunicación.

**Características generales:**

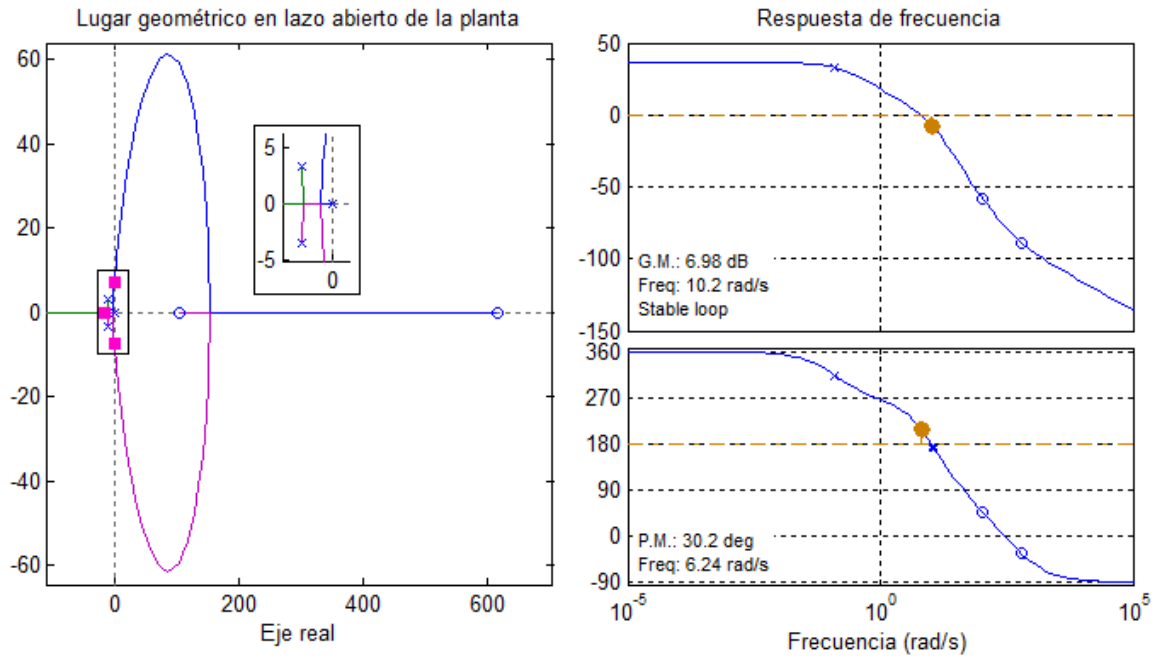
- ✓ Arquitectura de 32 bits.
- ✓ 8 canales de entrada en modo simple con un rango de voltaje de entrada de $\pm 10V$.
- ✓ 8 convertidores D/A con 14 bits de resolución y rango de salida de $\pm 10V$.
- ✓ Entradas para encoder con interfaz diferencial o simple.
- ✓ Canales de contadores/temporizadores de 32 bits con resolución de 20ns.
- ✓ Puertos de entrada y salida digitales de 8 bits compatibles con TTL.
- ✓ Requiere un slot PCI 2.3 y uno opcional para un segundo conector.
- ✓ Puede ser usado en conectores de 5V o 3.3V.
- ✓ Consumo de potencia 500mA para +5V, 150mA para $\pm 12V$.
- ✓ Temperatura de operación de 0 ~ 70 °C
- ✓ Temperatura ambiente -10 ~ +50 °C

Anexo II. Diagrama de bloques del modelo analítico descrito.

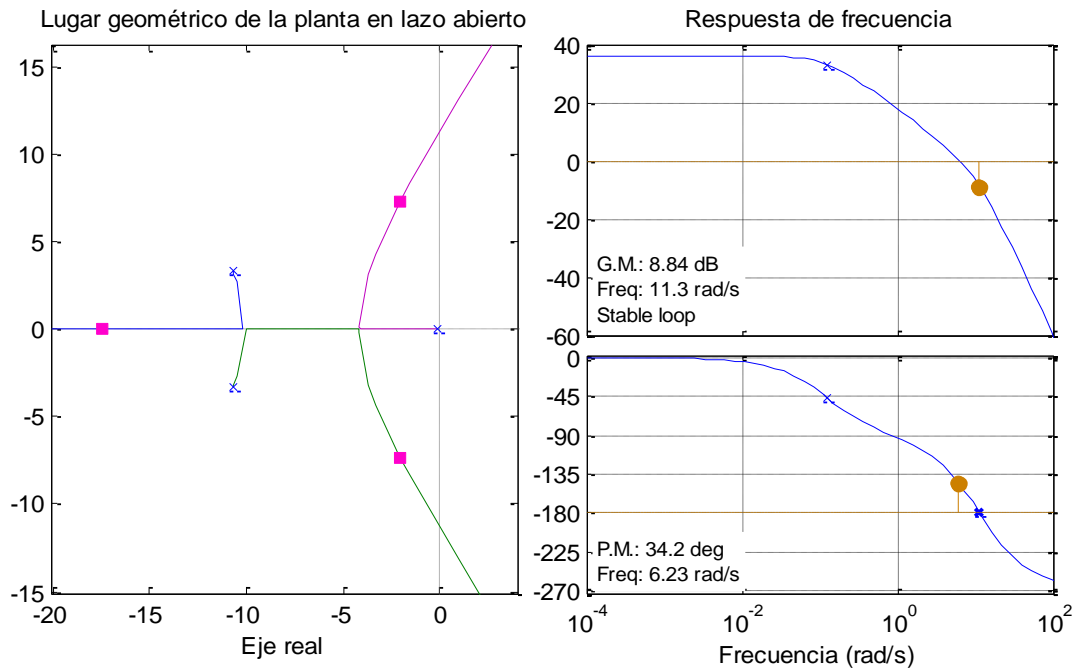


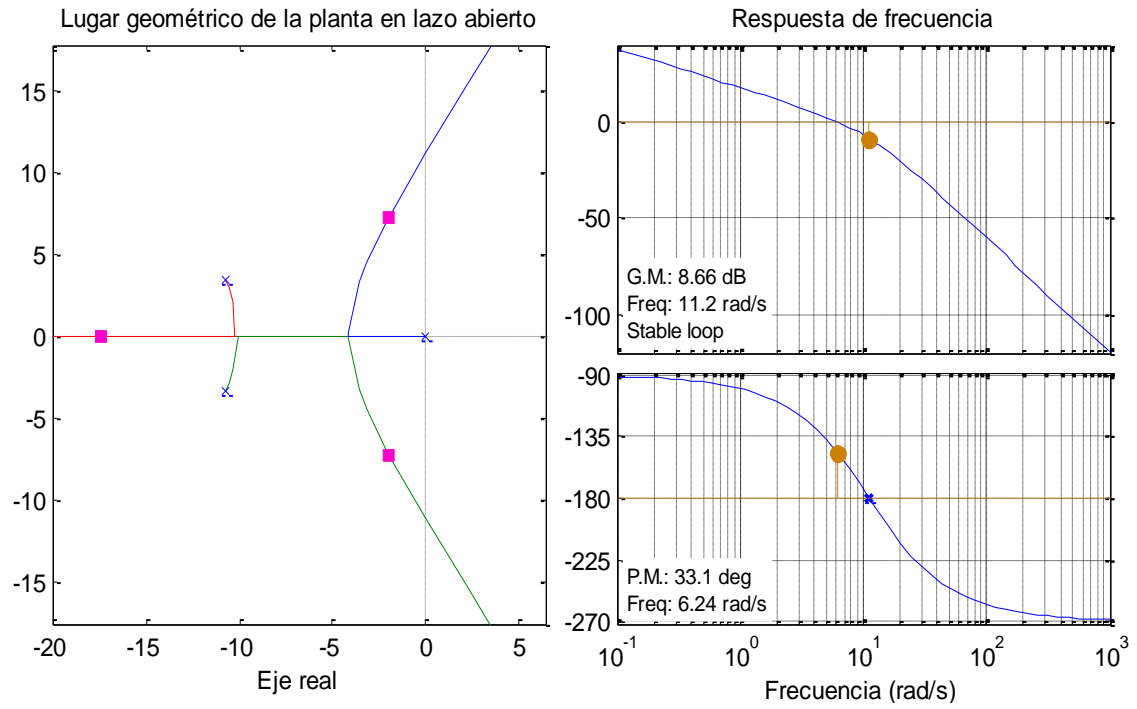
Anexo III. Lugar geométrico y respuesta de frecuencia de los modelos.

Modelo inicial.



Modelo reducido sin ceros.



Modelo reducido con polo en el origen.

Anexo IV. Esquema para el control real en cascada del sistema MCA-VF/V.

