

Universidad Central “Marta Abreu” de Las Villas.

Facultad de Ingeniería Eléctrica.

Departamento de Automática y Sistemas Computacionales.



TRABAJO DE DIPLOMA

“Solución para sistema de posicionamiento de plataformas mecánicas con motor de corriente alterna y variador de frecuencia.”

Autor: Freddy Ramón Bravo Gil.

Tutores: Dr. Luis Hernández Santana.

Ing. Yidier Rodríguez Pérez de Alejo.

Santa Clara

2008-2009

“Año del 50 aniversario del triunfo de la Revolución”

Universidad Central “Marta Abreu” de Las Villas

Facultad de Ingeniería Eléctrica

Departamento de Automática y Sistemas Computacionales



TRABAJO DE DIPLOMA

**“Solución para sistema de posicionamiento de
plataformas mecánicas con motor de corriente alterna y
variador de frecuencia.”**

Autor: Freddy Ramón Bravo Gil.

e-mail: fbravo@uclv.edu.cu

Tutores: Dr. Luis Hernández Santana.

e-mail: luishs@uclv.edu.cu

Ing. Yidier Rodríguez Pérez de Alejo.

e-mail: yidier@uclv.edu.cu

Universidad Central “Marta Abreu” de las Villas

Departamento de Automática y Sistemas Computacionales

Facultad de Ingeniería Eléctrica.

Santa Clara

2008-2009

“Año del 50 aniversario del triunfo 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.

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.

Firma del Autor

Firma del Jefe de Departamento
donde se defiende el trabajo

Firma del Responsable de
Información Científico-Técnica

PENSAMIENTO.

"A la persona no se le conoce por lo que sabe, sino por lo que hace con lo que sabe"

Martin Luther King.

DEDICATORIA.

A la memoria de mi abuelo, donde se encuentre puede ver hoy su sueño hecho realidad.

AGRADECIMIENTOS.

A mi abuela que ha sido mi guía, mi apoyo y mi madre en la vida.

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

Muy especial a mi hermana Mayda y su esposo, su ayuda ha sido el pilar de estos años.

A todos los amigos del grupo de automática por saber compartir en todo momento.

A Luis y Yidier por su paciencia y apoyo durante el desarrollo de este trabajo.

*A los profesores y a todas las personas que de una forma u otra contribuyeron durante
estos 5 años de estudio.*

TAREAS TÉCNICAS.

1. Revisión del caso de estudio sistema ejecutor para controlar el giro de una antena así como de los componentes que conforman dicho sistema.
2. Realización de un estudio de la técnica de control actual y la propuesta en cuestión.
3. Caracterización de técnicas de control actuales posibles a implementar que cumplan las especificaciones de la tecnología seleccionada.
4. Análisis y desarrollo de la estrategia de control propuesta en base a la simulación.
5. Propuesta de solución en planta piloto con motor de corriente alterna, sensores de maqueta de laboratorio y variador de frecuencia industrial.
6. Realización del informe.

Firma del Autor

Firma del Tutor

RESUMEN.

Plataformas mecánicas con aplicaciones en sistemas de la vida social se encuentran en el país y poseen sistemas de control basados en motores de corriente directa y amplidinas. Estos sistemas aunque cumplen y han cumplido exitosamente su función hasta la fecha, su reparación y mantenimiento se encarecen cada día más debido a la técnica obsoleta que poseen. El Centro de Investigación y Desarrollo de las FAR – Mecatrónica desea la modernización de dichos sistemas de control utilizando motores de corriente alterna y variadores de voltaje-frecuencia. En el presente Trabajo de Diploma dando respuesta a una solicitud de dicha institución se realiza un estudio del caso sistema de control de giro de una antena, se expone el sistema por partes según los componentes que lo conforman y se concluye con la función transferencial que lo describe. También se describe el funcionamiento del motor de corriente alterna así como de los variadores de voltaje frecuencia, en especial el inversor trifásico puente por modulación de ancho de pulsos (PWM), y se expone la función que los describe funcionando como conjunto. El trabajo termina con la identificación del conjunto variador-motor de una estación de prueba, y con la implementación de reguladores P, PI y PID comprobándose sobre dicho conjunto de forma real.

ÍNDICE.

<i>PENSAMIENTO</i>	<i>i</i>
<i>DEDICATORIA</i>	<i>ii</i>
<i>AGRADECIMIENTOS</i>	<i>iii</i>
<i>TAREAS TÉCNICAS</i>	<i>iv</i>
<i>RESUMEN</i>	<i>v</i>
<i>INTRODUCCIÓN</i>	<i>1</i>
<i>Organización del informe</i>	<i>4</i>
<i>CAPÍTULO 1. Sistema de control de giro de una antena, caso de estudio</i>	<i>5</i>
<i>1.1 Descripción técnica del sistema de control de giro de una antena</i>	<i>5</i>
<i>1.1.1 Funcionamiento mecánico del sistema de control</i>	<i>6</i>
<i>1.1.2 Funcionamiento eléctrico del sistema de control</i>	<i>7</i>
<i>1.2 Descripción de las partes del MFSS</i>	<i>9</i>
<i>1.2.1 Regulación automática con dirección combinada del MFSS</i>	<i>10</i>
<i>1.3 Descripción de los componentes del MFSS</i>	<i>11</i>
<i>1.3.1 Circuito de entrada del amplificador</i>	<i>11</i>
<i>1.3.2 Amplificador electrónico</i>	<i>13</i>
<i>1.3.3 Amplificador electromecánico (Amplidina)</i>	<i>13</i>
<i>1.3.4 Motor ejecutor</i>	<i>15</i>
<i>1.3.5 Circuito de realimentación negativa</i>	<i>16</i>

1.3.6	<i>Reductor de fuerza.</i>	17
1.4	<i>Función transferencial del sistema MFSS.</i>	17
CAPÍTULO 2. El accionamiento de velocidad con VF/V y MCA.		18
2.1	<i>Control de la velocidad del motor de corriente alterna (MCA).</i>	18
2.1.1	<i>Principios de funcionamiento del motor de inducción.</i>	19
2.1.2	<i>Análisis en régimen permanente del motor de inducción.</i>	20
2.2	<i>Método de regulación de velocidad por frecuencia variable.</i>	22
2.2.1	<i>Convertidores estáticos de frecuencia.</i>	23
2.2.2	<i>Principios del funcionamiento del PWM.</i>	24
2.2.3	<i>Variadores comerciales.</i>	25
2.2.4	<i>Aplicaciones industriales de los variadores de frecuencia.</i>	26
2.2.5	<i>Ventajas adicionales.</i>	27
2.3	<i>Modelo linealizado del motor de inducción.</i>	27
2.3.1	<i>Modelo aproximado del sistema convertidor motor.</i>	29
CAPÍTULO 3. Control de velocidad de un MCA.		33
3.1	<i>Estación de prueba.</i>	33
3.2	<i>Identificación del conjunto variador-MCA.</i>	34
3.3	<i>Sintonía del regulador P.</i>	40
3.4	<i>Sintonía del regulador PI.</i>	43
3.5	<i>Sintonía del regulador PID.</i>	48
3.6	<i>Análisis económico.</i>	52
CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES.		54
	<i>Conclusiones.</i>	54
	<i>Recomendaciones.</i>	55
REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS.		56

<i>ANEXOS</i>	58
<i>Anexo I</i> <i>Ficha técnica y conexionado del variador SV-iC5</i>	58
<i>Anexo II</i> <i>Acondicionamiento del SV-iC5 a la estación de prueba</i>	59
<i>Anexo III</i> <i>Tarjeta de adquisición de datos Humusoft MF614</i>	60

INTRODUCCIÓN.

Diversas plataformas mecánicas con aplicaciones en sistemas de la vida social que se encuentran en el país poseen sistemas de control basados en motores de corriente directa (MCD) y amplidinas. Estos sistemas aunque cumplen y han cumplido exitosamente su función hasta la fecha, su reparación y mantenimiento se encarecen cada día más debido a la técnica obsoleta que poseen. A partir de esta situación se solicitó, por parte del Centro de Investigación y Desarrollo de las FAR – Mecatrónica (CID), la modernización de dichos sistemas de control utilizando motores de corriente alterna (MCA) y variadores de voltaje y frecuencia (VF/V), llevando a la consiguiente actualización tecnológica y aumento de la eficiencia energética del sistema en cuestión.

La técnica actual funciona con un control obsoleto que aunque cumple los requisitos no es factible en estos días de alta modernización y gastos innecesarios en cuanto a eficiencia energética, reparación y mantenimiento se refiere. En aras de lograr los cambios técnicos se presenta la necesidad de una profundización en la técnica existente (MCD-amplidina) y la deseada (MCA-VF/V) en cuanto a los parámetros de control. De ahí que en este trabajo se aborde de forma esencial dichas técnicas en cuanto a sus principios de funcionamiento, modos de trabajos y aplicaciones.

Se conoce de bibliografías consultadas por el CID, que la técnica deseada se emplea por los fabricantes de dichas plataformas utilizando variadores de velocidad con motores asincrónicos trifásicos que logran las mismas prestaciones, pero la sustitución de la técnica por dicho fabricante sería de un costo muy alto, causa por la cual se requiere investigar para realizar el cambio por factura propia.

En este trabajo se pretende considerar la aplicación de estos sistemas en el control de velocidad para el posicionamiento de una antena, como caso de estudio. De este se conoce que su funcionamiento es a partir de un sistema analógico, a lazo cerrado e implementado con lámparas al vacío, que controla un motor de corriente directa para girar

la base y la estructura de una antena. Se plantea, como se dijo anteriormente, sustituir el sistema de control analógico, por un variador de voltaje-frecuencia que gobierne un motor de corriente alterna, para mover la base y la estructura de dicha antena y que se comporte igual que el sistema con el motor de corriente directa. Por lo que el objetivo que se nos plantea por parte del CID es caracterizar los parámetros del controlador y homologarlos con los parámetros del sistema con motor de corriente directa, determinando así los valores que deben ser introducidos en el variador, para que el sistema mantenga el mismo comportamiento. Concluyendo así como se puede hacer la sustitución de la tecnología obsoleta y de encarecido mantenimiento por una mucho más moderna y tan empleada hoy día.

Para el desarrollo de este trabajo y con el objetivo de ofrecer datos validados se creó una estación de prueba con un variador de frecuencia SV-iC5 de fabricación coreana, adquirido por el Departamento de Automática de la Universidad Central de Las Villas (UCLV). Se empleó además un motor de corriente alterna Alecop (AL-1106) y un tacogenerador, ambos pertenecientes a maquetas de pruebas, y una tarjeta Humusoft MF614 conjuntamente con una PC estándar para el envío, obtención y procesamiento de señales.

Se puede decir que el variador de frecuencia constituye un control para el motor de inducción tipo jaula de ardilla, pues es éste el motor más económico, simple y robusto que existe, y se distingue por ser el más usado en la industria por las ventajas antes mencionadas. 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. La ventaja principal de los variadores de frecuencia es que disminuye los consumos de energía en algunos de los procesos que controla, dando como resultado considerables disminuciones en los costos de operación.

El suministro de tensión desde un variador de frecuencia puede realizarse a frecuencias que cambian, como bien lo expresa su nombre. Por lo tanto la velocidad del motor es variable 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. Al mismo tiempo, el voltaje también es variable en la misma proporción que la frecuencia, para asegurar que la relación voltaje-frecuencia se mantenga con el mismo valor en el rango de velocidades, punto importante este último para el cuidado de dicho motor. En definitiva, estos dispositivos **entregan voltaje y frecuencia variable** conforme a la necesidad del motor y

la carga a él conectada. Para tal efecto, toma la alimentación eléctrica de la red, la cual tiene voltaje y frecuencia fija, la transforma en un voltaje continuo y luego lo transforma en voltaje alterno trifásico de magnitud y frecuencia variable.

Dicho esto la problemática que se presentó para la realización de este trabajo fue:

¿Será posible la obtención del modelo del conjunto variador-motor, el cual responda satisfactoriamente a algunas técnicas de control a escala de laboratorio?

En la investigación realizada, para darle solución al problema a resolver se planteó como **objetivo general**:

Proponer una solución para el sistema de posicionamiento de plataformas mecánicas basada en motor DC y amplidina, por otra basada en motor de corriente alterna y variador de frecuencia, validada ésta última experimentalmente en el laboratorio.

Los **objetivos específicos** trazados fueron:

- ✓ Estudio del sistema ejecutor para controlar el giro de una antena así como de sus componentes, para ver su funcionamiento y principios matemáticos.
- ✓ Estudio del conjunto MCA-VF/V para ver su principio de funcionamiento, modos de trabajos y aplicaciones, tanto de sus componentes por separado como él como conjunto.
- ✓ Sintonizar la estructura de control para el conjunto MCA-VF/V.

La **hipótesis** que se formuló en esta investigación fue:

La técnica actual se encuentra funcionando con un control obsoleto, que aunque cumple los requisitos no es factible en estos días de alta modernización y gastos innecesarios en cuanto a eficiencia energética, reparación y mantenimiento se trata.

Y en aras de lograr los cambios técnicos se presenta la necesidad de un estudio de la técnica existente (MCD-amplidina) y la deseada (MCA-VF/V) en cuanto a los parámetros de control de esta última.

Con estas dos premisas y los conocimientos obtenidos en el transcurso de cursos anteriores en asignaturas como: accionamiento eléctrico, maquinas eléctricas y el compendio de la asignatura de control de procesos, se tienen las herramientas necesarias para desarrollar y alcanzar una propuesta que mejore los rendimientos de las plataformas mecánicas en cuestión.

Organización del informe

Esta tesis está estructurada de la siguiente manera: introducción, tres capítulos, conclusiones y recomendaciones. En el primer capítulo se realiza una descripción del sistema de control de giro de una antena, caso de estudio propuesto por Centro de Investigación y Desarrollo de las FAR – Mecatrónica, donde se expresa de forma general las especificaciones que describen la dinámica del proceso del conjunto MCD y amplidina para realizar el posicionamiento de dicha antena. En el segundo capítulo se realiza un estudio de los sistemas de control de velocidad variable, donde se expresan de forma general las especificaciones que describen el proceso como conjunto, así como el funcionamiento de sus componentes y aplicaciones del mismo, se finaliza con la obtención de la dinámica del conjunto variador-MCA. En tercer capítulo se exponen los diferentes resultados obtenidos durante la investigación mediante la sintonía de reguladores P, PI y PID. Finalmente, en las conclusiones se exponen los resultados generales sobre lo investigado y en las recomendaciones se sugieren algunos temas que pueden ser tratados en investigaciones futuras.

CAPÍTULO 1. Sistema de control de giro de una antena, caso de estudio.

Con el objetivo de darle una solidez teórica al trabajo el Centro de Investigación y Desarrollo de las FAR – Mecatrónica, nos ofrece el caso de estudio, sistema de giro de una antena, lo que constituye un ejemplo de plataforma mecánica dentro de las tantas que quiere modernizar dicha institución.

Este capítulo recoge los resultados del estudio del sistema de giro de una antena, se realiza una descripción técnica del mismo así como de su funcionamiento mecánico y eléctrico. Se describe la dinámica del “Mando de Fuerza para el Seguimiento Sincrónico”, realizándose una división por partes de los componentes que conforman el mismo. Se expone este ejemplo por la necesidad que presenta la institución para realizar el primer cambio tecnológico en dicho sistema, donde se espera reducir el consumo energético así como los gastos por conceptos de reparación y mantenimiento.

1.1 Descripción técnica del sistema de control de giro de una antena.

El sistema ejecutor para controlar el giro de una antena frecuentemente recibe el nombre de “Mando de Fuerza para el Seguimiento Sincrónico” (MFSS). Este tiene un conjunto de elementos funcionalmente necesarios, entre los cuales se encuentran las máquinas eléctricas amplificadoras y los motores ejecutores de corriente directa (Mecatrónica, 2009). El esquema estructural que se acostumbra a presentar para estos sistemas es el que se muestra en la figura 1.1.

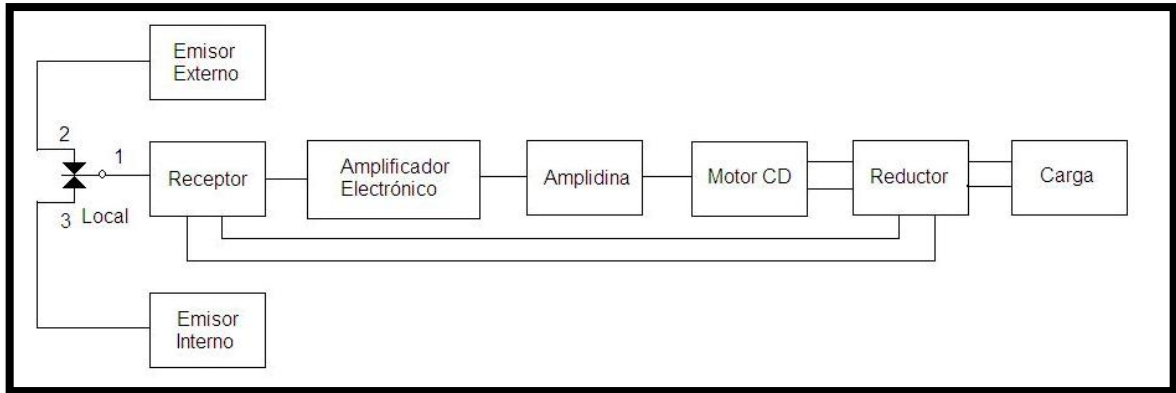


Figura 1.1 Esquema estructural del sistema ejecutor para el control de giro de una antena.

En la figura 1.1 se muestra un esquema funcional y los componentes de dicho sistema. Aquí el emisor está enlazado con el receptor y de este último se obtiene la información sobre la diferencia angular entre ambos. De esta diferencia se obtiene la amplitud y la fase necesaria para dirigir el movimiento del motor de corriente directa en la magnitud de diferencia dada con vista a disminuirla. Entre el amplificador electrónico y el motor se establece una maquina amplificadora o amplidina, que da la corriente necesaria para dirigir dicho motor.

1.1.1 Funcionamiento mecánico del sistema de control.

En la figura 1.2 se puede observar como el motor a través del reductor mueve la carga (la antena) y elimina la diferencia, girando el receptor hacia el ángulo dado. Este movimiento se realiza con la misma velocidad para cualquier magnitud de la diferencia, lo cual se garantiza con las realimentaciones respectivas del sistema de regulación automática, a lazo cerrado, que tiene establecido (Mecatrónica, 2009).

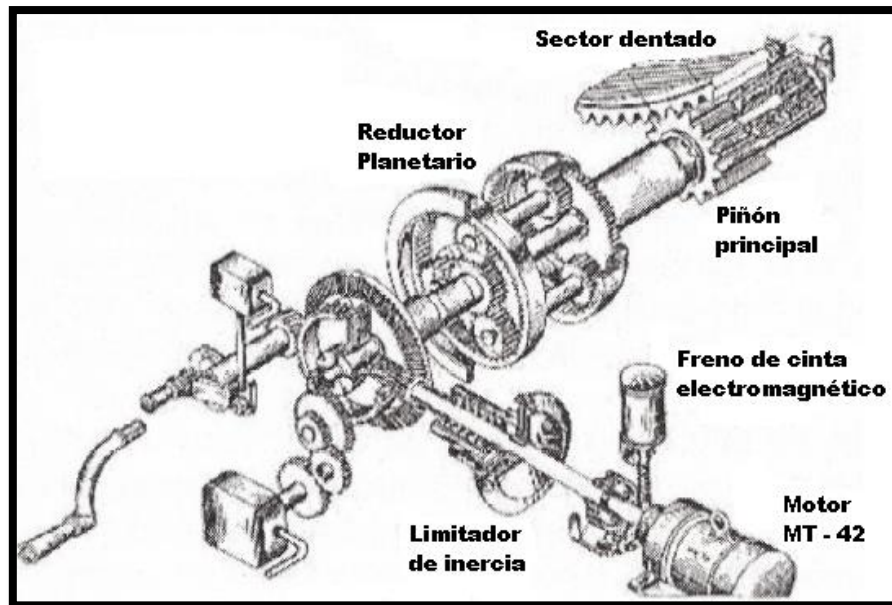


Figura 1.2 Descripción mecánica del sistema de control de una antena.

La dirección del movimiento en estos casos es muy simple, ya que en un motor de corriente continua el campo se genera en un devanado independiente, lo que permite controlar la intensidad del inducido (par) y la intensidad del inductor (flujo). Es por ello que esta forma de controlar el movimiento es la más utilizada.

Además de incluir la señal de dirección, al sistema le plantean algunas correcciones para garantizar determinadas exigencias relacionadas con su error estático y dinámico. Estas correcciones se implementan con realimentaciones eléctricas por primera y tercera derivada, tal como se muestra en el esquema de la figura 1.3.

1.1.2 Funcionamiento eléctrico del sistema de control.

En la figura 1.3 se ofrece un esquema eléctrico simplificado típico para un sistema de giro de una antena. A la izquierda de la figura, en círculos negros, se muestran los elementos transductores (M1, M2, M5 y M6), que son los encargados de establecer la transmisión sincrónica del ángulo de giro de la antena.

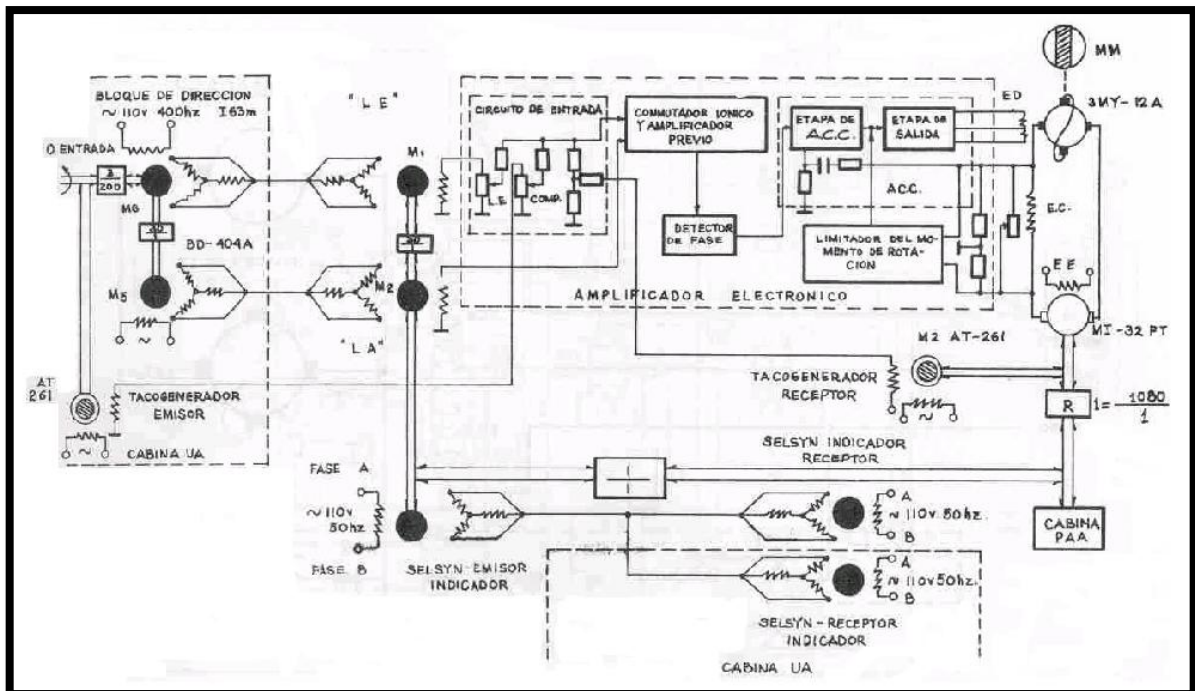


Figura 1.3 Esquema eléctrico simplificado para un sistema de giro de una antena.

A la derecha del esquema están el motor ejecutor (MI-32 FT) de corriente directa y la maquina eléctrica amplificadora o amplidina (EMY-12A). El motor, a través del reductor, cierra el lazo de realimentación mecánica que mueve el rotor de los transductores receptores (M1 y M2).

El sistema funciona cuando se introduce un giro en los transductores transmisores (M5 y M6), que están enlazados con los transductores receptores (M1 y M2). A la salida de los transductores receptores se obtiene una tensión de error, cuya amplitud es proporcional a la diferencia provocada por el giro del transductor transmisor, que se aplica a la entrada del amplificador electrónico. En el amplificador se suprimen las señales parásitas y a su salida se obtiene en tensión de corriente directa, cuya amplitud responde a la diferencia y cuya fase responde al sentido de giro. Esa tensión se amplifica en la amplidina y se aplica al motor ejecutor, que se mueve y el reductor mueve al transductor receptor hasta que la señal de error es cero (Mecatrónica, 2009).

Como se observa en la figura 1.3, el circuito de entrada del amplificador electrónico recibe la señal de error del transductor M1 y además las señales de los tacogeneradores; estas últimas son las realimentaciones por primera derivada que tiene el sistema. La realimentación por tercera derivada se realiza con la tensión que se obtiene en el

enrollado de compensación de la amplidina, que se aplica al circuito de salida del amplificador a través de un esquema derivador.

1.2 Descripción de las partes del MFSS.

Como bien se explicó anteriormente el MFSS es un servomecanismo que se encarga de ejecutar el giro de la carga (antena) hacia el ángulo ordenado, eliminando la diferencia entre él y el real hacia donde apunta dicha carga. Como bien se expresó el esquema simplificado de un MFSS típico se puede observar en la figura 1.3. En ésta figura se destacan las partes fundamentales del sistema; es decir, en la esquina inferior derecha con la inscripción “Cabinas PAA” se muestra la carga. A la izquierda y en la parte inferior del esquema, encerrada en líneas discontinuas y con la inscripción “Cabinas UA”, se muestra la parte de dirección, que tiene los elementos emisores del ángulo que debe ocupar la carga y los indicadores que señalizan el ángulo que tiene la misma.

Los elementos restantes del esquema constituyen la parte de ejecución o lo que se denomina MFSS. Los elementos dibujados como círculos en negro son los transductores o “synchros”, como se dijo antes, que conectados en la configuración de transformación, se emplean para transmitir la información sobre el movimiento angular desde la parte de dirección hacia la parte ejecutora y conectados en configuración de indicación, se emplean para transmitir la información sobre la posición de la carga en cada momento. Los elementos dibujados como círculos con centro negro y borde blanco son tacogeneradores, empleados para obtener la información eléctrica proporcional a la velocidad de giro del árbol de carga. En la parte central y superior del esquema, encerrado en líneas discontinuas y con la inscripción “Amplificador electrónico”, se encuentra el amplificador del MFSS cuya salida se entrega a la Máquina Eléctrica Amplificadora (MEA) o Amplidina, que se encuentra a la derecha enlazada con el motor y los reductores acoplados a la carga.

De ésta forma el MFSS puede decirse que está compuesto por las siguientes partes:

- ✓ Un dispositivo medidor de la señal de diferencia que cumple la función descrita por la expresión $\delta(t) = \theta_{DIR}(t) - \varphi_{CARGA}(t)$, constituido por una pareja de transductores emisores (M6 y M5) con su correspondiente pareja de transductores receptores (M1 y M2), formando una transmisión bicanal de transductores en régimen de transformación que, acoplados por una transmisión mecánica, permiten una vuelta completa del canal de lectura.

- ✓ Una etapa amplificadora, constituida por el amplificador electrónico y la MEA (ЭМУ-12А).
- ✓ Un dispositivo ejecutor, constituido por un motor de corriente directa con excitación independiente (Motor МИ32ФТ).
- ✓ Un reductor de fuerza, que une el eje del motor con el eje de la Carga.
- ✓ Dispositivos para la corrección por primera derivada de la acción directora $\theta_{DIR}(t)$ constituidos por los tacogeneradores de las etapas emisora y receptora.
- ✓ Circuitos correctores constituidos por el lazo de realimentación negativa flexible y el filtro para las altas frecuencias (derivador).

1.2.1 Regulación automática con dirección combinada del MFSS.

Como se observa en la figura 1.3 al introducir un ángulo, realizando un giro en el eje de los transductores emisores M5 y M6, aparece una señal de error eléctrica a la salida de los transductores M1 y M2 que se toma como señal de diferencia entre el ángulo introducido y el ángulo real hacia donde apunta la carga. La señal de error se aplica a la etapa amplificadora, que emite una tensión de dirección para mover al motor y con ello a la carga. Los ejes de los transductores M1 y M2, acoplados mecánicamente a dicha carga, giran hasta que la diferencia sea anulada y la señal de error se hace cero. Cuando esto sucede, la carga está apuntando hacia el ángulo que se introdujo en los emisores.

La parte que toma la señal de error y ejecuta el giro de la carga; es decir el MFSS, constituye un sistema de regulación automática con dirección combinada; es decir, se dirige por posición por la señal de diferencia $\delta(t) = \theta_{DIR}(t) - \varphi_{CARGA}(t)$ y por velocidad por la primera derivada $\dot{\theta}_{DIR}(t)$ de la acción directora $\theta_{DIR}(t)$. La dirección combinada (por posición y por velocidad) permite cumplir constantemente con las expresiones $\theta_{DIR}(t) = \varphi_{CARGA}(t)$ y $\dot{\theta}_{DIR}(t) = \dot{\varphi}_{CARGA}(t)$.

Si se designa como eje director del MFSS, al eje cuyo ángulo de giro $\theta_{DIR}(t)$ es el ángulo ordenado que debe ejecutar el MFSS, y como eje ejecutor del MFSS, al eje cuyo ángulo de giro $\varphi_{CARGA}(t)$ es el ángulo ejecutado por la carga; entonces, un giro desigual entre los ejes director y ejecutor del MFSS origina en la salida del dispositivo medidor (devanados monofásicos de salida de los transductores receptores de **LE** y **LA**), la aparición de las tensiones alternas U_{LE} y U_{LA} respectivamente, cuyas amplitudes son proporcionales a la magnitud de la diferencia $\delta(t)$ y cuyas fases corresponden a la polaridad o signo de dicha diferencia.

El esquema estructural del sistema de regulación automática que representa el MFSS se ofrece en la figura 1.4. y a continuación la ecuación transferencial (1.1) en lazo cerrado que lo caracteriza.

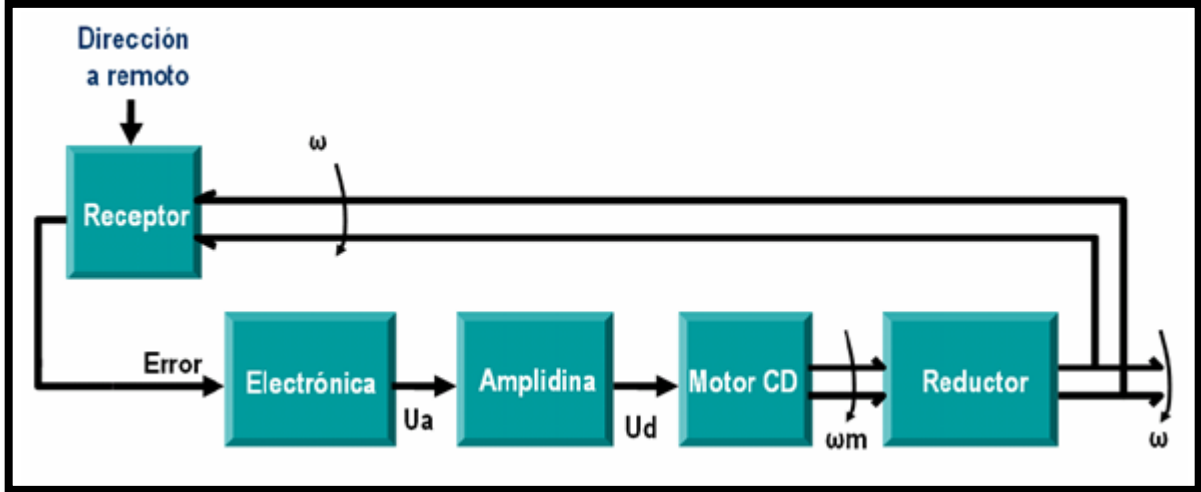


Figura 1.4 Esquema estructural del sistema de regulación automática que representa el MFSS.

$$K_o^*(P) = \frac{\varphi_{ANT}(P)}{\theta_{DIR}(P)} = \frac{K_W(1 + PT_{A1})(1 + PT_{F2})}{P^2(1 + PT_{A2})^2 + K_W(1 + PT_{A1})(1 + PT_{F2})} \quad (1.1)$$

1.3 Descripción de los componentes del MFSS.

En el esquema estructural de la figura 1.4 se observan los componentes del MFSS, donde se ha denominado “Receptor” al bloque donde, a partir del ángulo emitido y el ángulo real, se genera la señal de diferencia; así mismo, el bloque denominado “Electrónica” representa al Amplificador electrónico. Para detallar las particularidades de la función transferencial anterior del sistema se analiza cada uno de sus componentes de la siguiente forma.

1.3.1 Circuito de entrada del amplificador.

La figura 1.5 ofrece el esquema de entrada del amplificador electrónico, al cual se aplica la señal de diferencia por los canales exactos e inexactos y las señales para la corrección por primera derivada.

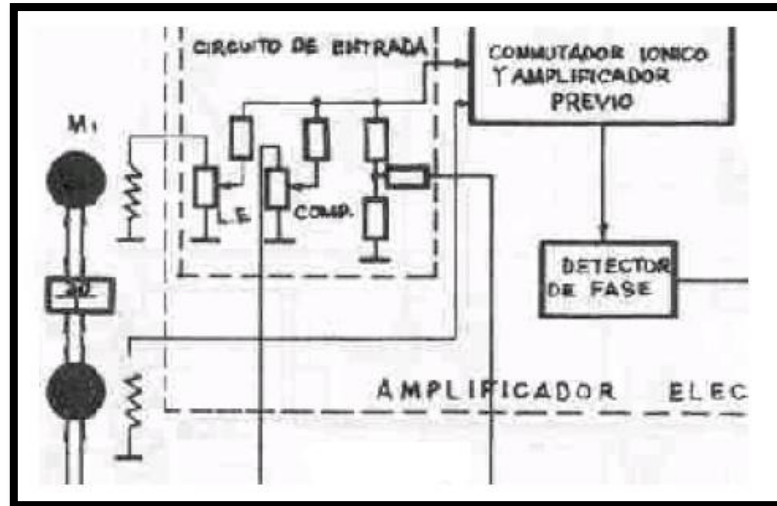


Figura 1.5 Esquema de entrada del amplificador electrónico.

La función transferencial de esta parte del MFSS se describe por la siguiente expresión (Mecatrónica, 2009):

$$U_{ENT}(P) = q_1 \cdot P \cdot \theta_{DIR}(P) - q_2 \cdot P \cdot \varphi_{CARGA}(P) + q_3 \cdot \delta\varphi(P) \quad (1.2)$$

Donde:

$\frac{d\theta_{DIR}(t)}{dt}$; $\frac{d\varphi_{CARGA}(t)}{dt}$; son las velocidades de giro de los ejes director y ejecutor, respectivamente.

$\delta\varphi(t) = \theta_{DIR}(t) - \varphi_{CARGA}(t)$ es el ángulo de diferencia entre los ángulos de giro de los ejes director y ejecutor, respectivamente.

$$q_1 = 0.46 i_1 K_{TE} K_1 = 0.0000033; q_2 = 0.46 i_2 K_{TR} K_2 = 0.000012; q_3 = 0.067 i_2 K_{PS} K_3 = 24.18$$

i_1 ; es el coeficiente de reducción de todos los reductores situados entre el eje director y el tacogenerador emisor, tomados en conjunto.

i_2 ; es el coeficiente de reducción del reductor situado entre el eje ejecutor y el tacogenerador receptor.

K_{TE} y K_{TR} ; son los coeficientes de conversión de los tacogeneradores emisor y receptor, respectivamente.

K_1 , K_2 , K_3 ; son los coeficientes de transmisión de los divisores de entrada.

K_{PS} ; es el coeficiente de conversión del par de los transductores.

1.3.2 Amplificador electrónico.

La figura 1.6 ofrece el esquema del amplificador electrónico, unido al circuito de entrada y al conjunto amplidina-motor.

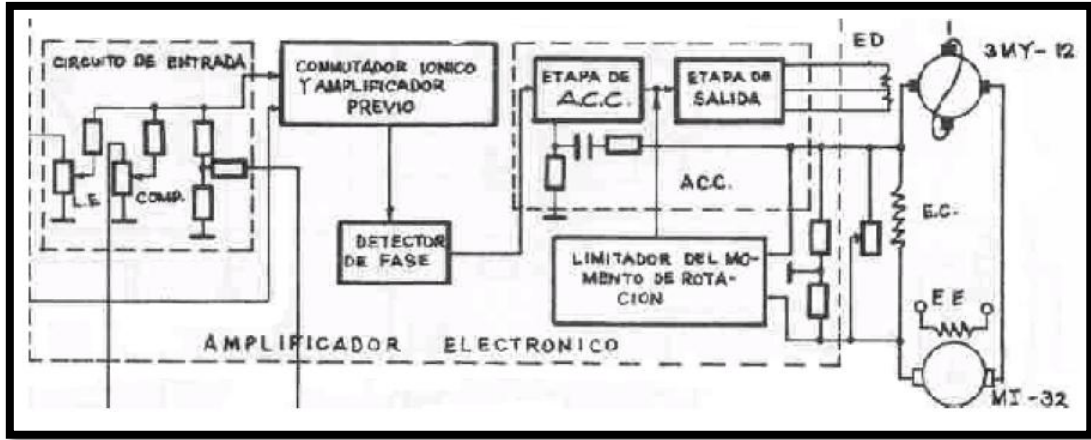


Figura 1.6 Esquema del amplificador electrónico, unido al circuito de entrada y al grupo Amplidina – Motor

El amplificador está implementado a válvulas electrónicas al vacío y su función transferencial es la siguiente (Mecatrónica, 2009):

$$K_A(P) = \frac{\Delta_{id}(P)}{U_{ENT}(P)} = K_A = K_{A1} \cdot K_{A2} \quad (1.3)$$

Donde:

$\Delta_{id}(P)$: es la representación por Laplace de la diferencia de las intensidades de corrientes (corriente diferencial) en los devanados de dirección de la amplidina.

$U_{ENT}(P)$; es la representación por Laplace del valor efectivo de la tensión en la rejilla de control del amplificador previo.

K_{A1} ; es el coeficiente de amplificación del conjunto amplificador previo y detector fásico.

K_{A2} ; es el coeficiente de conversión del conjunto ACC y cascada de salida.

1.3.3 Amplificador electromecánico (Amplidina).

La figura 1.7 ofrece el esquema del amplificador electromecánico (MEA), unido a la salida del amplificador electrónico y al Motor.

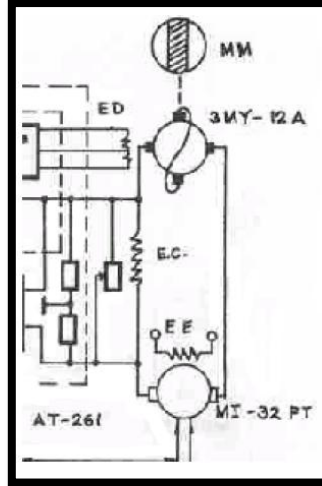


Figura 1.7 Esquema del amplificador electromecánico

La amplidina ЭMY12A, es un generador de corriente directa con dirección externa, que se emplea para alimentar el inducido del motor ejecutor. Las escobillas de los inducidos de la amplidina se colocan con un ángulo de 90 grados entre ellas, en los ejes transversal y longitudinal. Los devanados de dirección de la amplidina crean el flujo magnético en el eje longitudinal, el cual crea una fem en las escobillas del eje transversal de la máquina. Las escobillas del eje transversal se encuentran cortocircuitadas, por lo cual fluye una gran corriente que crea un campo magnético transversal. El devanado del inducido, al girar en este campo del flujo magnético transversal, crea una tensión en las escobillas longitudinales con una potencia suficiente como para hacer trabajar al motor ejecutor.

La amplidina tiene además un devanado de compensación, que sirve para compensar la reacción del inducido y un devanado de polos complementarios, para mejorar el trabajo del colector y de las escobillas.

Si la amplidina está completamente compensada, entonces su función transferencial puede ser descrita en la forma siguiente (Mecatrónica, 2009):

$$K_{AE}(P) = \frac{U_{AE}(P)}{\Delta_{id}(P)} = \frac{K_{AE}}{(1 + PT_{AE1})(1 + PT_{AE2})} \quad (1.4)$$

Donde:

$U_{AE}(P)$; es la representación por Laplace de la tensión de salida de la amplidina (tensión de dirección del motor ejecutor).

K_{AE} , es el coeficiente de conversión de la amplidina ЭMY12A, en régimen estático.

T_{AE1} , es la constante de tiempo del devanado de dirección de la amplidina. Siendo ($T_{AE1} = \frac{2L_d}{R_d}$); donde L_d y R_d son la inductancia e impedancia activa, respectivamente, de uno de los devanados de dirección de la amplidina.

T_{AE2} , es la constante de tiempo del circuito transversal de la amplidina. Siendo ($T_{AE2} = \frac{2L_{ct}}{R_t}$) donde L_{ct} y R_t son la inductancia e impedancia activa, respectivamente, del circuito transversal.

Los parámetros constructivos de la amplidina ЭMY12A tienen tales magnitudes, que siempre se cumple que $T_{AE2} \gg T_{AE1}$. En este caso esa desigualdad se aumenta por el hecho de que el devanado de dirección está conectado al circuito anódico de la cascada de salida del amplificador electrónico, cuya resistencia interna resulta conectada en serie con la resistencia del devanado de dirección. Entonces la constante de tiempo del devanado de dirección se determina por la expresión: $T_{AE1} = \frac{2L_d}{R_d + R_i}$; o sea, que es menor.

Entonces, para el análisis dinámico del MFSS, se puede suponer que $T_{AE1} \approx 0$ la función transferencial de la amplidina queda de la siguiente forma:

$$K_{AE}(P) = \frac{U_{AE}(P)}{\Delta_{id}(P)} = \frac{K_{AE}}{(1 + PT_{AE2})} \quad (1.5)$$

1.3.4 Motor ejecutor.

Es un motor eléctrico de corriente directa y excitación independiente, cuyo inducido recibe la alimentación desde la amplidina ЭMY12A.

Si se desprecian las inductancias del circuito amplidina-motor y el momento de la resistencia en el eje del motor, entonces la función transferencial de este último puede escribirse de la siguiente forma (Mecatrónica, 2009):

$$K_M(P) = \frac{\theta_M(P)}{U_{AE}(P)} = \frac{K_M}{P(1 + PT_M)} \quad (1.6)$$

Donde:

$\theta_M(P)$; es la representación por Laplace del ángulo de giro del eje de salida del motor.

K_M ; es el coeficiente estático de conversión del motor.

T_M ; es la constante electromecánica de tiempo del motor.

El coeficiente estático de conversión del motor puede ser calculado por los parámetros nominales del motor mediante la fórmula siguiente:

$$K_M = \frac{\prod N_M}{30(U_{IND} - I_{IND} - R_{IND})} \quad (1.7)$$

Donde:

N_M ; es la velocidad nominal de giro del eje de salida del motor en rev/min.

U_{IND} , I_{IND} ; tensión y corriente nominales del inducido del motor.

R_{IND} ; es la resistencia del inducido del motor, considerando los contactos de paso, bajo las escobillas.

1.3.5 Circuito de realimentación negativa.

En la figura 1.8 se ofrece el esquema de la parte del amplificador electrónico relacionado con la realimentación negativa.

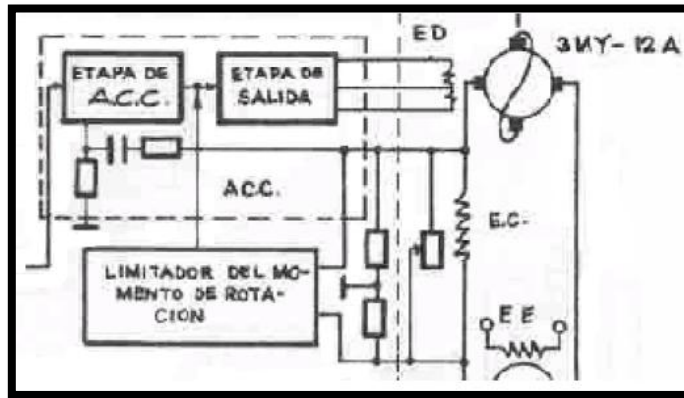


Figura 1.8 Esquema del amplificador relacionado con la realimentación negativa.

La función transferencial de esta realimentación es la siguiente:

$$K_{NR3}(P) = \frac{U_{RN3}(P)}{\theta_M(P)} = \frac{K_{RN3}P^3}{1 + PT_{F2}} \quad (1.8)$$

Donde:

$U_{RN3}(P)$; es la representación por Laplace de la tensión de realimentación negativa por tercera derivada.

K_{RN3} ; es el coeficiente de escala del circuito de realimentación

T_{F2} ; es la constante de tiempo del filtro

1.3.6 Reductor de fuerza.

Este reductor está situado entre el eje de la carga y el eje del motor ejecutor. Su función transferencial es la siguiente:

$$i_2(P) = \frac{\varphi_{CARGA}(P)}{\theta_M(P)} = i_2$$

Donde:

i_2 ; es el coeficiente de reducción del reductor de fuerza

1.4 Función transferencial del sistema MFSS.

De esta forma se obtiene la ecuación (1.1), siendo esta la función transferencial del MFSS a lazo cerrado cuando se analiza cada una de las partes de este, tal y como se realizó anteriormente

Donde:

T_{A1} ; es la constante de tiempo del eslabón diferenciador de primer orden surgido por la acción de la dirección combinada en el sistema.

T_{A2} ; es la constante de tiempo del eslabón oscilante.

Esta función responde a un sistema cerrado de segundo orden, en el cual las constantes de tiempo son $T_{A1} = 0.88\text{seg}$, $T_{A2} = 1.28 \times 10^{-6}\text{seg}$, $T_{F2} = 0.44\text{seg}$, $K_w = 1.3\text{rad/s}^2$, con el cual se garantiza un error estático menor que 5 segundos y un error dinámico menor que 12 segundos. (Mecatrónica, 2009)

CAPÍTULO 2. El accionamiento de velocidad con VF/V y MCA.

Gracias al gran avance tecnológico en los dispositivos electrónicos de potencia y de control es una realidad que los accionamientos de velocidad variable para motores de C.A y específicamente los que usan el método de variación de frecuencia/voltaje constituyen actualmente una opción técnica factible y económicamente de gran atracción en la industria (Allen and Bentzer, Chauprade and Abbondanti, Connors and Daugherty). Es nuestro interés entonces, que se considere la aplicación de estos sistemas en el control de velocidad para el posicionamiento de una antena, y se pueda sustituir así una tecnología obsoleta y de encarecido mantenimiento.

En este capítulo se realiza un análisis del funcionamiento de los componentes del accionamiento de velocidad, dígame motor de C.A y variador de frecuencia voltaje, sus ventajas y aplicaciones. También se expone la obtención del modelo linealizado del motor de inducción y el modelo aproximado del conjunto variador-motor, donde éste último servirá de base para la realización de la sintonía de reguladores.

2.1 Control de la velocidad del motor de corriente alterna (MCA).

El control de la velocidad de un motor de inducción ha sido deseable desde hace mucho y numerosos métodos de obtención se han desarrollado desde entonces. Los métodos clásicos de control de velocidad relevantes usando variadores estáticos son:

1. Control por variación de la tensión de estator (a frecuencia fija).
2. Control por variación de la resistencia externa del rotor (para motor de rotor bobinado o con anillos deslizantes).
3. Control por variación de rotor o cascada sub-sincrónica (para motor de rotor bobinado o con anillos deslizantes).
4. Control por cambio de polos del estator.

5. Control por variación de frecuencia y tensión de estator.

Existen también dentro de cada método anterior diferentes formas de ejecución que son conocidos y estudiados en detalles por los diferentes textos sobre el tema. (Costa Montiel and Bonnel, 1989, Murphy and Turnbull)

Para una operación de alta eficiencia en un amplio rango de velocidades y niveles de potencia, el método por **variación de frecuencia y voltaje de alimentación** es el más conveniente y además el de una gran aplicabilidad por hacer uso del motor más robusto, el de rotor de jaula de ardilla. Es este el método que ocupa a este trabajo, por lo explicaremos algunos conceptos de funcionamiento tanto de los variadores de frecuencia como del motor de C.A, comenzando a continuación por este último.

2.1.1 Principios de funcionamiento del motor de inducción.

Como es conocido, los motores de inducción funcionan a una velocidad nominal ligeramente (5%) por debajo de la velocidad sincrónica que está determinada por la frecuencia de la línea de alimentación y del número de polos enrollados en el estator del motor. Un motor de inducción asincrónico funciona como un transformador. Cuando el estator está conectado a una fuente de alimentación trifásica, se establece 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 y origina las corrientes que fluyen en los bobinados del rotor, lo cual produce una fuerza (par motor) en el rotor, a medida que la corriente interactúa con el campo magnético variable el rotor gira. (JIMÉNEZ LEYVA, 1997)

La velocidad del motor depende de la frecuencia aplicada, así como de la disposición del bobinado, y hasta cierto punto de la carga. Por lo tanto, con el objeto de controlar la velocidad del motor, es necesario controlar la frecuencia de alimentación. 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 motor.

De igual manera, ha sido demostrado que para limitadas reducciones de velocidad por debajo de la nominal los métodos de control por voltaje del estator son satisfactorios. Por

lo tanto, para el control de la velocidad de un motor de corriente alterna, debe controlarse la tensión y la frecuencia aplicada. El uso de un motor de inducción estándar, junto con un controlador de velocidad de frecuencia variable permite que se pueda montar un sistema de control de velocidad efectivo.

2.1.2 Análisis en régimen permanente del motor de inducción.

El circuito convencional equivalente por fase del motor de inducción se muestra en la figura 2.1 (Aparicio, Dewan et al., 1990, Murphy and Turnbull). Donde se han despreciado las pérdidas de hierro y los efectos de saturación. Para este circuito se toman en cuenta algunas de las variables siguientes:

U_1 = Voltaje por fase en los terminales del estator

I_1 = Corriente por fase del estator

I_2' = Corriente por fase del rotor referida al estator

R_1 = Resistencia por fase del estator

R_2' = Resistencia por fase del rotor referida al estator

L_1 = Inductancia de dispersión por fase del estator

L_2' = Inductancia de dispersión por fase del rotor referida al estator

$\omega_1 = 2 \pi f_1$ = frecuencia angular del estator

f_1 = frecuencia lineal del estator

ω_2 = Frecuencia angular del rotor o frecuencia de deslizamiento

s = deslizamiento

p = número de pares de polos enrollados en el estator

ω = velocidad angular de rotación del motor

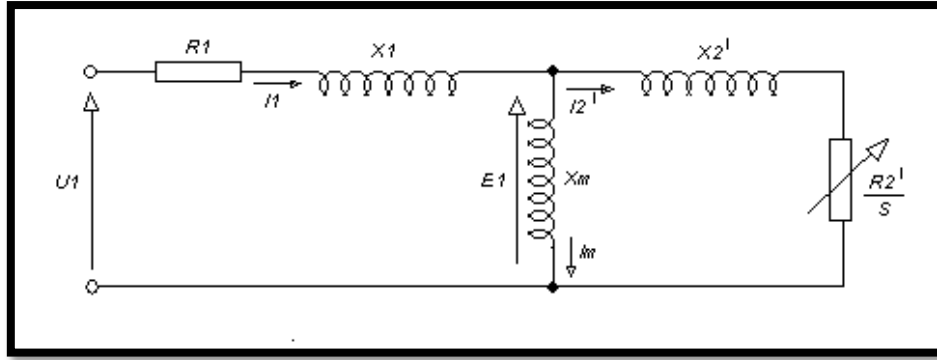


Figura 2.1 Circuito equivalente por fase referido al estator del motor de inducción.

La relación de frecuencia/velocidad que se aplica a este modelo es (Dewan et al., 1990):

$$\omega_2 = \omega_1 - \rho \omega \quad (2.1)$$

El deslizamiento se define como:

$$s = \frac{\omega_2}{\omega_1} = \frac{\omega_1 - \rho \omega}{\omega_1} \quad (2.2)$$

Y la velocidad sincrónica como velocidad del rotor para $s = 0$ ($\omega_2 = 0$):

$$\omega_{sin} = \omega = \frac{\omega_1}{\rho} = \frac{2\pi f_1}{\rho} \quad [\text{rad/s}] \quad (2.3)$$

El deslizamiento en función de la velocidad sincrónica ω_{sin} y la velocidad mecánica del rotor es:

$$s = \frac{\omega_{sin} - \omega}{\omega_{sin}} \quad [\text{pu}] \quad (2.4)$$

Puede ser demostrado a partir del circuito equivalente que el momento electromagnético para un motor trifásico está determinado por la siguiente expresión (Murphy and Turnbull):

$$M = \frac{3\rho \cdot I_2'^2}{\omega_1} \cdot \frac{R_2'}{s} = \frac{3 \cdot I_2'^2}{\omega_{sin}} \cdot \frac{R_2'}{s} \quad (2.5)$$

Que también puede ser expresado como:

$$M = \frac{3}{\omega_{sin}} \cdot \frac{U_1^2}{(R_1 + \frac{R_2'}{s})^2 + (\omega_1 \cdot L_t)^2} \cdot \frac{R_2'}{s} \quad (2.6)$$

$$L_t = L_1 + L_2$$

Donde puede ser visto que el momento electromagnético para voltaje constante y a pequeño deslizamiento ($R'_2 \gg R_1$ o $\omega_1 \cdot L_t$) es directamente proporcional al deslizamiento. La máxima magnitud (positivo o negativo) del momento y los deslizamientos a los cuales ocurren son determinados por $dM/ds = 0$. Los deslizamientos son entonces (Aparicio, Costa Montiel and Bonnel, 1989, Dewan et al., 1990):

$$s_{max} = \pm \frac{R'_2}{\sqrt{R_1^2 + \omega_1^2 L_t^2}} \quad (2.7)$$

$$s_{max} = \pm \frac{R'_2}{\omega_1 \cdot L_t} \quad (\text{para } P > 1 \text{ kW})$$

Sustituyendo 2.7 en 2.6 se obtiene la expresión para el momento máximo:

$$M_{max} = \frac{3U_1^2}{2\omega_{sin}(R_1 \pm \sqrt{R_1^2 + X_t^2})} \quad (2.8)$$

Con este primer compendio de ecuaciones que rigen al motor de corriente alterna ya estamos en condiciones entonces de realizar un análisis del método de regulación de velocidad por variación de frecuencia.

2.2 Método de regulación de velocidad por frecuencia variable.

La velocidad sincrónica de un motor de inducción está dada por la ecuación 2.3 la cual puede también ser expresada en revoluciones por minuto como:

$$n_{sin} = \frac{60 \cdot f_1}{\rho} \quad [\text{rpm}] \quad (2.9)$$

Entonces, si la frecuencia de suministro f_1 puede ser variada así también la velocidad del motor cargado o no cargado. La relación entre la velocidad real del motor y la velocidad sincrónica está dada por la ecuación 2.4 que en [rpm] es:

$$n = n_{sin} \cdot (1 - s) \quad (2.10)$$

Lo anterior deja claro que si variamos f_1 también lo hace n_{sin} y por lo tanto n . El control de la velocidad variando la frecuencia f_1 requiere de una fuente de alimentación que garantice esto y además la posibilidad de variar la tensión, lo cual se logra con los variadores estáticos de frecuencia.

2.2.1 Convertidores estáticos de frecuencia.

Existen tres tipos básicos de esquemas de potencia para los convertidores estáticos de frecuencia de alimentación trifásica (Murphy and Turnbull):

- ✓ El convertidor indirecto C.A. /C.A. con circuito intermedio de C.D.
- ✓ El convertidor directo C.A. /C.A. o ciclo-convertidor.
- ✓ El convertidor indirecto C.A. /C.A. con circuito intermedio de C.A. de alta frecuencia.

Teoría y explicación detallada del funcionamiento de los mismos puede ser encontrada en innumerables textos especializados en el tema (Aparicio, Costa Montiel and Bonnel, 1989, Murphy and Turnbull, paginadigital®, 2002).

Comparativamente entre ellos existen ventajas y desventajas de acuerdo a la aplicación; pero por su menor costo y complejidad el primero de estos ha abarcado la mayoría de las aplicaciones industriales y por eso en éste concentraremos este trabajo de tesis.

Los **convertidores de frecuencia indirectos de C.A. /C.A. con circuito intermedio de C.D.** se componen de dos sub-convertidores; uno por el lado de la red que puede ser un circuito rectificador trifásico puente controlado o no y el otro por el lado de la carga que es un inversor trifásico puente; los cuales están unidos ambos a través de un circuito intermedio en el cual se disponen los elementos pasivos de alisamiento tales como capacitores e inductores. Tales componentes pueden ser llamados partes de los variadores de frecuencia y las siguientes partes pueden ser descritas como sigue:

- ✓ **Circuito Rectificador:** Recibe la tensión alterna y la convierte en continua por medio de un puente rectificador de diodos o tiristores.
- ✓ **Circuito intermedio:** Consiste en un circuito LC cuya función principal es suavizar el rizado de la tensión rectificada y reducir la emisión de armónicos hacia la red.
- ✓ **Inversor:** 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) que generan los pulsos de voltaje de manera controlada.
- ✓ **Circuito de control:** El circuito de control enciende y apaga los IGBT para generar los pulsos de tensión y frecuencia variables. Además, realiza las funciones de

supervisión de funcionamiento monitoreando la corriente, voltaje, temperatura, etc. con teclados e interfaces amigables de fácil empleo.

Muchos inversores apropiados se han desarrollado y un estudio completo de los mismos no puede ser abarcado en este trabajo, sólo relacionaremos algunas características principales que pueden tener más interés en nuestra aplicación, siendo el que nos interesa el:

- ✓ Inversor trifásico puente por modulación de ancho de pulsos (PWM).

2.2.2 Principios del funcionamiento del PWM.

Los variadores de frecuencia más empleados son los PWM (Modulación de Ancho de Pulsos) y el diagrama electrónico de un controlador de velocidad típico PWM se muestra en la figura 2.2 a continuación.

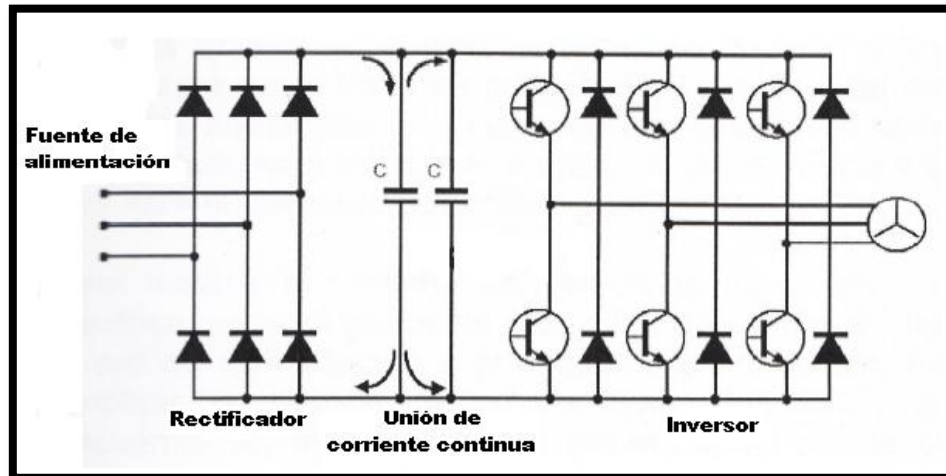


Figura 2.2 Diagrama electrónico de un controlador de velocidad inversor trifásico puente por modulación de ancho de pulsos.

En este 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 del pulso. La sección del inversor utiliza los IGBTs para convertir la tensión continua del circuito intermedio en una tensión de salida con frecuencia variable. Los IGBTs envían pulsos de duración variable hacia el motor y como respuesta se obtiene una corriente casi sinusoidal. (FRAILE MORA, 2008)

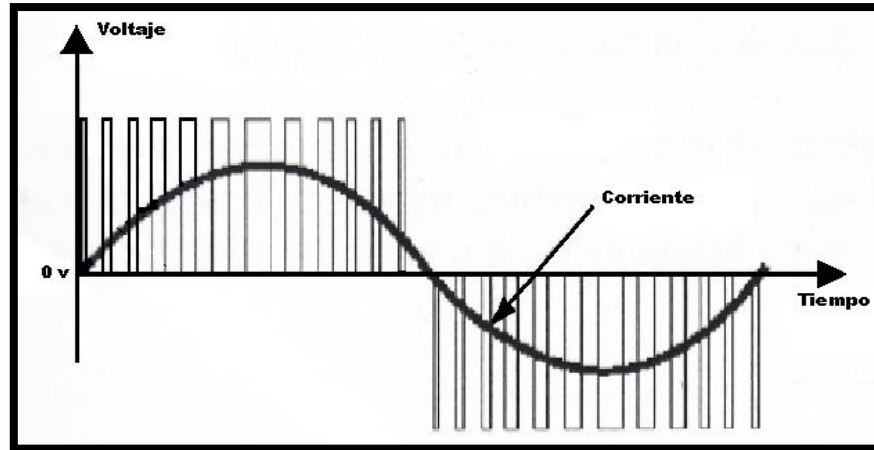


Figura 2.3 Tensión de salida continua siendo una serie de pulsos de onda cuadrada se convierte en corriente sinusoidal.

Por medio de la variación del tiempo de conducción y de corte de los IGBTs, se genera la corriente deseada. Como se ilustra en la figura 2.3, 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.

La onda deseada se construye conmutando los transistores de salida (IGBTs) del estado de conducción al estado de corte a una frecuencia fija, estos pueden conmutar a una frecuencia entre 2 y 16kHz, llamada frecuencia portadora. Una frecuencia portadora alta reduce el ruido acústico del motor pero disminuye la eficiencia y la longitud permisible del cable hacia el motor. Además, los IGBTs generan mayor calor a una frecuencia portadora más alta. Por otra parte los IGBTs pueden generar altos picos de voltaje que son potencialmente perjudiciales para el motor. A pesar de esto hoy en día los variadores son la opción más factible de automatización de motores de C.A de ahí que estén tan expandidos a nivel comercial.

2.2.3 Variadores comerciales.

Los variadores comerciales responden prácticamente todos a un comportamiento como fuente de tensión con salida PWM. La razón básica para esto es poder trabajar en lazo abierto y dar servicio directo como variadores de velocidad (Aparicio, SIEMENS, 1995). Suelen presentar una salida que sigue la ley **Volt/Hz** constante, con tensión de salida con modulación sinusoidal aunque cada equipo puede presentar una característica de modulación propia. Internamente están protegidos contra sobrecorrientes, de forma que tienen limitada su capacidad de sobrecarga. Y adicémosle a esto que para un control

fino de la velocidad es necesario realizar una regulación de lazo cerrado y que hay equipos que permiten variar la relación **Volt/Hz** en todo momento.

De ahí que los variadores de frecuencia ofrecen una excelente alternativa de automatización de sistemas y control de energía en todo tipo de aplicaciones. Su empleo se ha incrementado enormemente en los últimos años por los grandes beneficios que ofrece en cuanto a costos operativos, mantenimiento y ahorro de energía, ésta última tan importante en estos días de gran necesidad de la misma. Además, si tenemos en cuenta que más del 60% de la energía eléctrica que se produce se consume en motores eléctricos, las aplicaciones potenciales de los variadores de frecuencia son enormes.

2.2.4 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 (Hernández Hernández and Hernández Pérez, 2008):

1. **Carga de par constante:** Es la carga que demanda del motor un par constante en cualquier rango de velocidad en que éste trabaje. Ejemplo de este tipo de carga son los elevadores, las bandas transportadoras, las bombas de desplazamiento positivo y de émbolo, las mezcladoras 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.
2. **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.

3. **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, troqueladoras 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.

Por lo tanto, es importante saber el tipo de aplicación donde se requiere instalar un variador, así como conocer algunos otros datos que nos ayudarán a llevar a cabo la elección correcta del mismo.

2.2.5 Ventajas adicionales.

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 mejorar cualquier tipo de arranque y protección, ya que estas operaciones son programables y 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.

2.3 Modelo linealizado del motor de inducción.

La obtención del modelo del motor se realiza a partir de las ecuaciones dinámicas que relacionan los fasores de voltajes; corriente y momento con las concatenaciones de flujo para el estator y el rotor, las cuales son manipuladas adecuadamente para llegar a un sistema de ecuaciones diferenciales que definen el comportamiento de la característica mecánica del motor. (Costa Montiel and Bonnel, 1989, Morera Hernández)

Después de transformaciones del sistema de ecuaciones la expresión de interés final lograda para la característica mecánica del motor de inducción es la siguiente (JIMÉNEZ LEYVA, 1997):

$$M = \frac{2M_{max}}{(T_e p + 1) \left[\frac{s_{max}}{s_a} (T_e p + 1) \right] + \frac{s_a}{s_{max}}} \quad (2.11)$$

donde: $p = \text{operador } \frac{d}{dt}$

$$s_{max} = \frac{R'_2}{X_{1n} + X'_{2n}} \Rightarrow \text{Deslizamiento máximo} \quad (2.12)$$

$$M_{max} = \frac{3 \left(\frac{U_1}{\omega_o}\right)^2 \cdot \omega_o}{2(X_{1n} + X'_{2n})} \Rightarrow \text{Momento máximo} \quad (2.13)$$

$$s_a = \frac{\omega_o - \omega}{\omega_{on}} \Rightarrow \text{Deslizamiento absoluto} \quad (2.14)$$

$$\omega_o = \frac{2\pi f_1}{p} \Rightarrow \text{Velocidad angular del campo giratorio} \quad (2.15)$$

a cualquier frecuencia de alimentación ω_1 .

ω = velocidad angular del motor

ω_{on} = velocidad angular del campo giratorio a la frecuencia de alimentación nominal ω

$$T_e = \frac{1}{\omega_{on} \cdot s_{max}} = \frac{1}{\omega_{on} \cdot p \cdot s_{max}} \Rightarrow \text{Constante de tiempo electromagnética} \quad (2.16)$$

ω_{oeln} = frecuencia angular del campo electromagnético giratorio a la frecuencia nominal de alimentación.

La ecuación 2.11 representa la influencia de la inercia electromagnética sobre el comportamiento de los procesos transitorios de conversión electromagnética de la energía para variaciones limitadas en amplitud alrededor del punto de operación.

Esta ecuación finalmente, es linealizada para los límites de trabajo del motor asincrónico $s < s_{máx}$ y donde además, el flujo de la máquina no varía significativamente. Para estas condiciones de operación el análisis da como resultado una ecuación de primer orden para la característica momento-velocidad que posee la forma siguiente:

$$(T_e s + 1)M = \beta(\omega_o - \omega) \quad (2.17)$$

donde:

$$\beta = \frac{2 \cdot M_{max}}{\omega_{on} \cdot s_{max}} \quad (2.18)$$

La dinámica del sistema mecánico está dada por la ecuación:

$$J_\Sigma \frac{d\omega}{dt} = M - M_C \quad (2.19)$$

que también puede ser transformada a:

$$M - M_C = \beta \cdot T_m \cdot s \cdot \omega \quad (2.20)$$

J_{Σ} = momento de inercia total referida al eje del motor.

M = Momento electromagnético del motor

M_C = momento demandado por la carga despreciando el momento de pérdida en el motor.

$$T_m = J_{\Sigma} / \beta = \text{constante de tiempo mecánica} \quad (2.21)$$

Las ecuaciones 2.15; 2.17 y 2.20 definen el modelo linealizado del motor mostrado en forma de esquema estructural en la figura 2.4 (Morera Hernández).

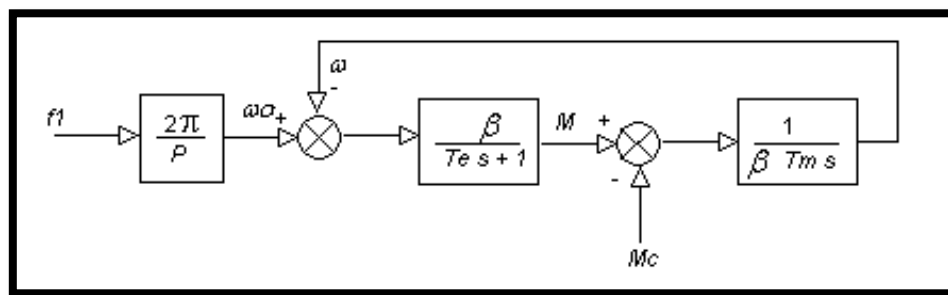


Figura 2.4 Modelo dinámico linealizado del motor de inducción.

2.3.1 Modelo aproximado del sistema convertidor motor.

En los convertidores de frecuencia la respuesta con respecto a un cambio en la referencia de frecuencia es muy alta y se puede considerar como ideal. Sólo entraría a jugar el retraso introducido por el circuito generador de rampa u otra cualquiera red de atraso con el objeto de limitar la razón de cambio de la frecuencia. (JIMÉNEZ LEYVA, 1997)

En general, se puede aproximar el canal de acción de frecuencia del variador por un circuito lineal de primer orden dado como:

$$f_1 = \frac{K_{vf} U_{vf}}{T_r s + 1} \quad (2.22)$$

Donde:

U_{vf} = voltaje de referencia de frecuencia.

K_{vf} = ganancia del convertidor desde la entrada de voltaje de referencia hasta la salida de frecuencia

T_r = constante de tiempo del convertidor dado por la red de atraso.

Dentro de la estructura de control con $U_1/f_1 = \text{constante}$, el control proporciona también voltaje de alimentación adecuado. La respuesta de la tensión de salida con respecto a un cambio en la referencia se realiza de forma muy rápida por el inversor, el atraso presente sólo está prácticamente dado por la presencia del filtro del circuito intermedio de C.D. ya que el atraso introducido por el rectificador a la entrada es despreciable. En convertidores fuente de voltaje con salida PWM, la constante de tiempo en el canal de mando de tensión U_1 son bajos, comparados con las constantes de tiempo del motor.

Respecto al modelo del motor planteado anteriormente, observamos que sólo nos permite analizar su comportamiento alimentado por el variador en cuanto a cambios de frecuencia. Como el momento del motor está determinado precisamente por la razón entre la tensión U_1 y la frecuencia de alimentación f_1 (ecuación 2.13) y que la misma está continuamente controlada durante los procesos transitorios por la rampa de la referencia de frecuencia, se considera con respecto al motor, en el variador sólo el canal de control por f_1 . Un análisis más riguroso teniendo en cuenta los cambios en la tensión requiere de otro modelo del motor más exigente.

Entonces se plantea como un modelo dinámico razonable del conjunto variador-motor el mostrado en la figura siguiente:

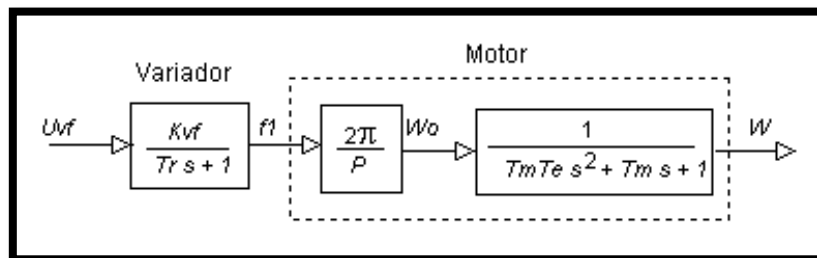


Figura 2.5 Modelo del conjunto variador-motor.

Basándose en el análisis de respuesta transitoria de los sistemas de segundo orden (Ogata, 1993 , Weyrick, 1975):

$$\frac{C(s)}{R(s)} = \frac{1}{\frac{s^2}{\omega_n^2} + \frac{2\varphi s}{\omega_n} + 1} \quad (2.23)$$

Donde φ = razón de amortiguamiento del sistema y ω_n = frecuencia natural no amortiguada

Para la función transferencial del motor mostrada en el diagrama anterior se determina que:

$$\varphi = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{T_m}{T_e}} \quad (2.24)$$

$$\omega_n = \frac{1}{\sqrt{T_m T_e}} \quad (2.25)$$

Cuando $T_m > 4T_e$ la respuesta de velocidad del motor a una entrada paso en f_1 es de tipo sobreamortiguada ($\varphi > 1$) y esta última puede ser aproximada por una respuesta exponencial de un sistema de primer orden con una constante de tiempo equivalente dada por:

$$T_{eq} = \frac{1}{(\varphi - \sqrt{\varphi^2 - 1})\omega_n} \quad (2.26)$$

Así:

$$\frac{\omega}{f_1} = \frac{2\pi/p}{T_{eq}s+1} \quad (2.27)$$

Por tanto el modelo del conjunto variador-motor se compone de dos elementos de primer orden dados por 2.22 y 2.27.

Usualmente, la suma de las constantes de tiempo componentes del conjunto variador-motor es mucho más pequeña que la constante de tiempo del proceso donde interviene, por lo que el comportamiento del sistema convertidor motor se puede representar como un elemento único de primer orden donde la constante de tiempo equivalente es aproximadamente igual a la suma de las constantes de tiempo de los elementos que lo forman (Aparicio). Por lo que:

$$\frac{\omega(s)}{U_{vf}(s)} = \frac{K_v}{T_v s + 1} \quad (2.28)$$

donde: $K_v = K_{vf} \frac{2\pi}{p_n}$ y $T_v = T_r + T_{eq}$

A los efectos de este trabajo se considera la expresión anterior como la que define el comportamiento dinámico del conjunto variador-motor.

Definitivamente, en este capítulo se concluye con una opción del modelo del conjunto variador-motor que resulta conveniente a los propósitos de este trabajo. Por otra parte, es una solución que puede ofrecer resultados económicos favorables en la mayoría de los casos. La aproximación lineal de primer orden obtenida para el modelo del accionamiento nos permite definir de forma simple la actuación dinámica del conjunto variador-motor dentro de un sistema más general de control.

CAPÍTULO 3. Control de velocidad de un MCA.

Para nuestro trabajo, en aras de obtener una experimentación real, se montó una estación de prueba con los recursos que teníamos por parte del departamento. Así contamos con el variador de frecuencia SV-iC5 de la firma LS (Industrial Systems, 2007), de fabricación coreana, adquirido por el departamento recientemente. Utilizamos un motor ALECOP AL-1106 trifásico y un tacogenerador del banco maqueta. Además para la adquisición y envío de los datos se utilizó una tarjeta Humusoft de la serie MF 614 (HUMUSOFT®, 2002) y una PC estándar de bajas prestaciones par la instalación de la tarjeta y la obtención de los datos en Matlab. De éste software empleamos la herramienta *Real-Time Windows Target* para interactuar con la MF 614 y así registrar en tiempo real todas las simulaciones reales implementadas. A algunos de los elementos antes mencionados se le hace referencia en los Anexos de éste trabajo, donde podemos observar las fichas técnicas y características más importantes en función de las necesidades que se presentaron durante el desarrollo de este trabajo.

En este capítulo se realiza una breve descripción de la estación de prueba que se creó para realizar la identificación del conjunto variador-motor y las pruebas reales de los reguladores sintonizados mediante simulación. Se describe el proceso de sintonía de dichos reguladores, se exponen las gráficas que validan dicha sintonía y por último se realiza un análisis económico de este trabajo.

3.1 Estación de prueba.

En la figura 3.1 se observa el diagrama de bloques que muestra los elementos de la estructura de control de nuestra estación de prueba.

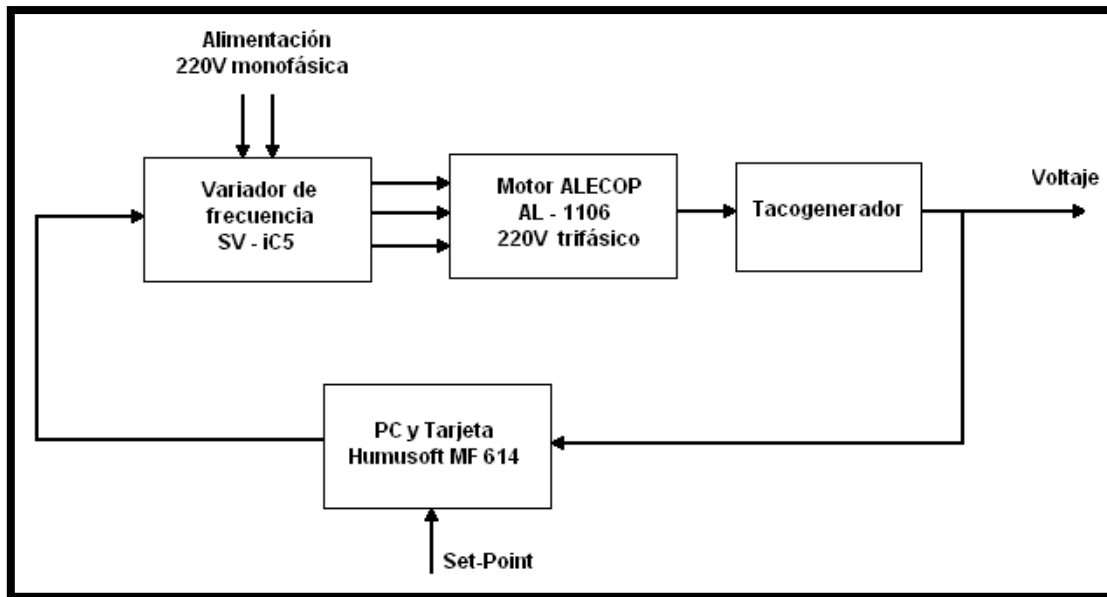


Figura 3.1 Diagrama de bloques del accionamiento de velocidad variable de la estación de prueba.

En este esquema podemos observar la presencia de un lazo cerrado de control, no directamente con el variador, pero la PC y la tarjeta MF 614 conjuntamente, hacen función de elemento de medición. Aquí la información de la velocidad real del sistema la brinda el Tacogenerador con la tensión que este ofrece; dicha señal es medida por una de las entradas analógicas de la tarjeta MF 614 y queda registrada en la PC por las herramientas que ofrece Matlab (Simulink). Con dicha herramienta se le da salida a la señal de error, por uno de los canales de salida analógica de la MF 614, que se crea al comparar la señal enviada por el tacogenerador con la deseada, introducida en Simulink. La señal de error es enviada al variador para que este haga la corrección adecuada con relación a la frecuencia que él está ofreciendo, reflejándose así un aumento o disminución de la velocidad del motor según se desea.

La configuración que se le realizó al variador SV-iC5 con el objetivo de gobernarlo desde la PC puede observarse en el Anexo II.

3.2 Identificación del conjunto variador-MCA.

Para la sintonía de los reguladores lo primero que se hizo fue la identificación del modelo del conjunto variador-motor. Para ello nos apoyamos en las prestaciones de la tarjeta MF 614 (HUMUSOFT®, 2002) y del variador SV-iC5 (Industrial Systems, 2007), donde de la primera utilizamos uno de sus canales de salida analógico para la señal de mando y una entrada analógica para la señal procedente del tacogenerador, la cual será utilizada para

la identificación del conjunto. Del variador se utilizará el borne V1 para la entrada de referencia, la configuración realizada en el variador puede observarse en el Anexo II.

Todo lo anterior se realizó con la ayuda del juego de herramientas de Matlab para hacer simulaciones en tiempo real, conocido como *toolbox Real Time Windows Target*. Pues éste constituye una solución de software para prototipos y pruebas en sistemas reales, que permite realizar visualizaciones de señales con el bloque de osciloscopios, modificación de parámetros y control en tiempo real. En si es una herramienta de Matlab que permite adquirir y generar señales en tiempo real, tal y como se observará más adelante.

La señal del tacogenerador fue necesario filtrarla debido a que era muy ruidosa, como podrá observarse. Para esto se diseñó un filtro Bessel, la incorporación de éste se ha tenido en cuenta para realizar la sintonía de los reguladores a partir del modelo del sistema identificado, tal y como se refleja en el desarrollo de este capítulo.

El filtro que se diseñó fue un filtro analógico estándar implementado en el espacio estado con la siguiente configuración:

- ✓ **Método de diseño:** Bessel
- ✓ **Tipo de filtro:** Paso Bajo
- ✓ **Orden:** 4
- ✓ **Frecuencia de corte:** 60 rad/seg

En la figura 3.2 podemos observar la configuración que se realizó en Simulink para la identificación del conjunto variador-motor-tacogenerador, donde aplica un paso en la entrada V1 del variador y se obtiene en la salida la señal del tacogenerador que pasa por el filtro Bessel antes mencionado y se registra conjuntamente con el paso.

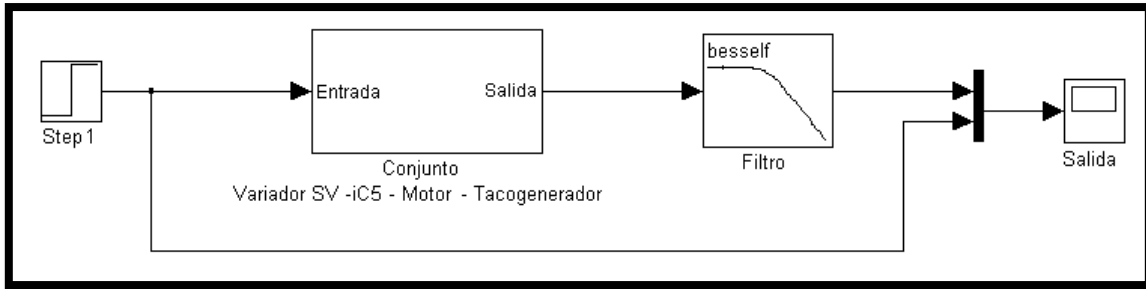


Figura 3.2 Configuración en lazo abierto para la identificación del conjunto variador-motor.

En la figura 3.3 se refleja los diagramas de bloque de **Real Time Windows Target** que se utilizan en Simulink para interactuar con la tarjeta Humusoft, quedando configurado el conjunto variador-motor-tacogenerador.

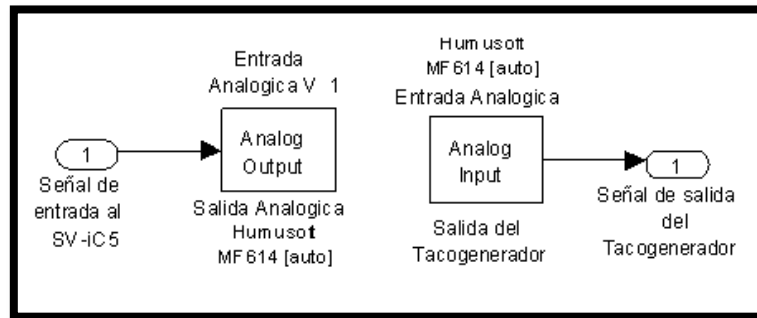


Figura 3.3 Configuración de la Biblioteca de bloques Simulink asociada a la MF 614 enviar y obtener señales del conjunto variador-motor.

Para obtener la respuesta del sistema que utilizamos para la identificación siempre se aplicó un paso a los 30 segundos solo que se cambiaron las amplitudes del mismo para una mejor homologación de los resultados, obteniéndose las gráficas de la figura 3.4 (a y b). En estas, aparece en línea verde la señal de salida que da el variador SV-iC5 que expresa la frecuencia a la que está funcionando pero convertida a tensión, en un margen de [0, 10] Volt que se corresponde con el intervalo de frecuencia [0, 60] Hz., para poder ser medida por algún instrumento externo; en nuestro caso por la tarjeta de adquisición de datos.

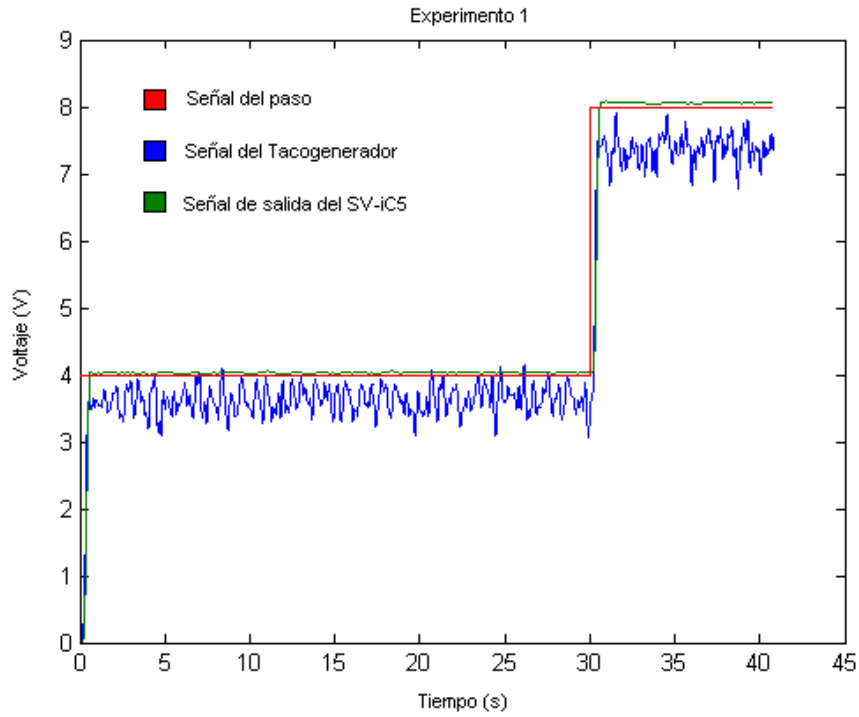


Figura 3.4 (a) Gráfica de respuesta del conjunto para un paso de amplitud 4

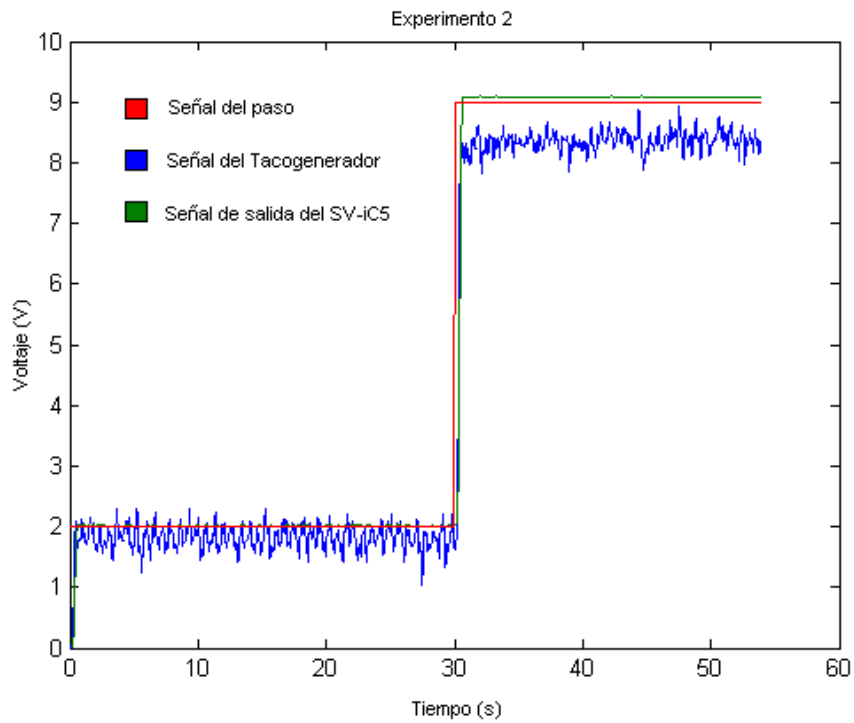


Figura 3.4 (b) Gráfica de respuesta del cojunto para un paso de amplitud 7

Como puede observarse la señal correspondiente al tacogenerador es muy ruidosa a pesar de haber sido filtrada, de ahí que promediamos para obtener un valor de comportamiento del sistema y facilitarnos así los valores a tomar para la identificación.

La función transferencial del conjunto variador-motor definida por la ecuación 2.28 en el capítulo anterior es de primer orden, definida por una ganancia K_v y una constante de tiempo T_v , tal y como se muestra a continuación.

$$FT_{v-m} = \frac{K_v}{T_v s + 1}$$

Para la identificación de los parámetros anteriores se aplicó el método de la respuesta al paso y apoyándonos en la gráfica del primer experimento pero en una vista más ampliada como puede observarse en la figura 3.5, se calculó la constante de tiempo T_v y la ganancia K_v .

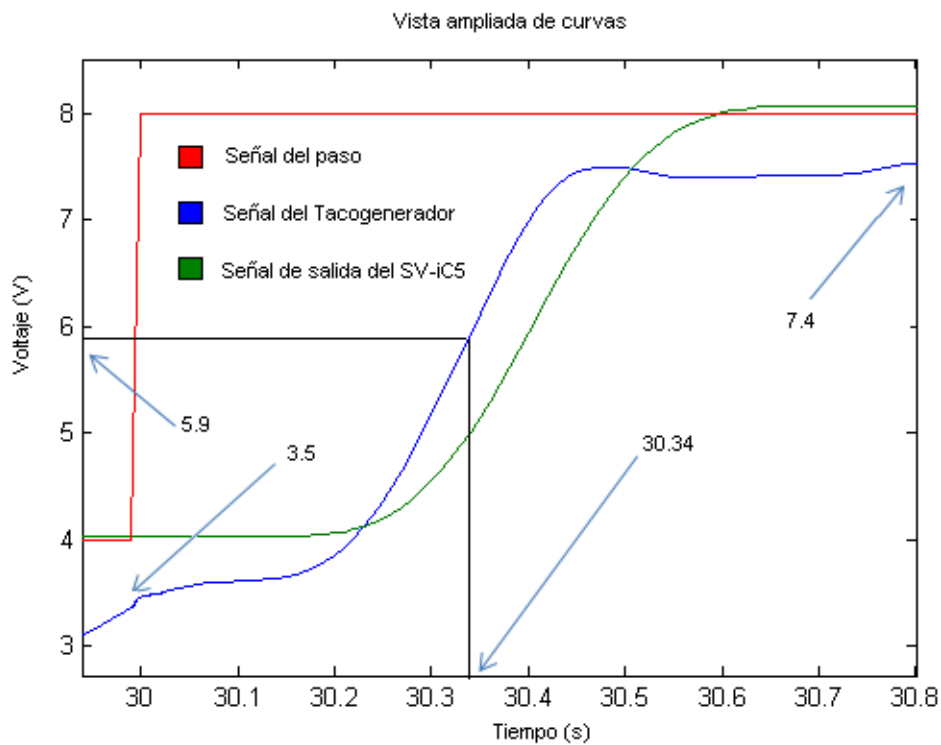


Figura 3.5 Vista ampliada de la respuesta del motor en el instante del paso.

En la figura anterior, el paso tiene una amplitud de 4 pues va de 4 a 8 volt 30 segundos después del inicio del experimento. Por su parte la señal que ofrece el tacogenerador,

como bien se especificó anteriormente, es muy ruidosa y se promedió, siendo 3.5 V para cuando la señal de mando es 4 V y 7.4 V para cuando el mando es 8V.

Con estos valores se prosiguió a calcular T_v , siendo este, el valor que toma la salida cuando esta al 63% de su valor final, correspondiéndole el valor de 5.9 V en 30.34 segundos. Si se tiene en cuenta que el paso se dio en el instante igual 30 segundos entonces la constante de tiempo es 0.34 segundos. ($T_v = 0.34 \text{ seg}$)

La ganancia se calcula entre los valores del paso y los valores promediados de voltaje que ofrece el tacogenerador, dando 1.1 volt/volt ($K=1.1$).

Entonces tenemos como función transferencial del conjunto variador-motor:

$$FT_{v-m} = \frac{1.1}{0.34 s + 1}$$

Este sistema se simuló, como se muestra en la figura 3.6, con el objetivo de comparar su respuesta con las respuestas obtenidas en los experimentos de identificación; para así comprobar los datos calculados y ver su fiabilidad, quedando demostrado si observamos la gráfica de la figura 3.7 y la comparamos con las obtenidas para la identificación.

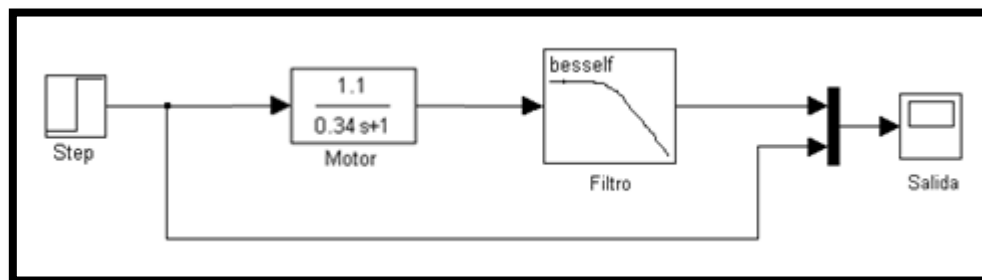


Figura 3.6 Diagrama de simulación en lazo abierto con los parámetros del conjunto variador-motor

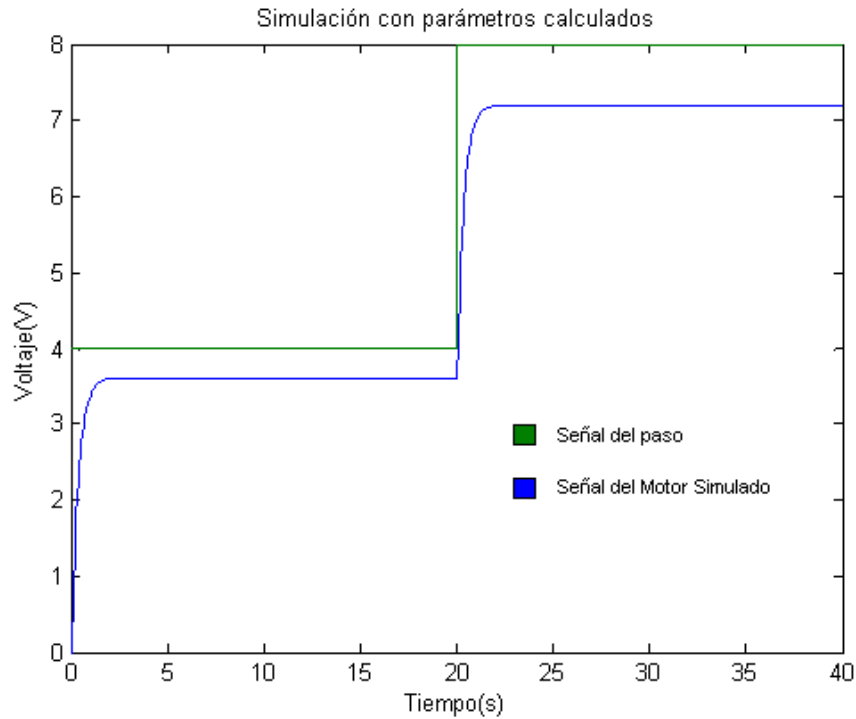


Figura 3.7 Gráfica de la simulación obtenida a partir de los datos calculados del conjunto.

Como puede apreciarse se obtuvo una aproximación aceptable de los parámetros del motor. De aquí en adelante entonces se comenzó a realizar la sintonía de reguladores comenzando por el más común, el regulador P, luego el PI y por último el PID. Comprobándose su desempeño de forma real sobre el motor, excepto el del PID por falta de instrumentos para medir la variable posición.

3.3 Sintonía del regulador P.

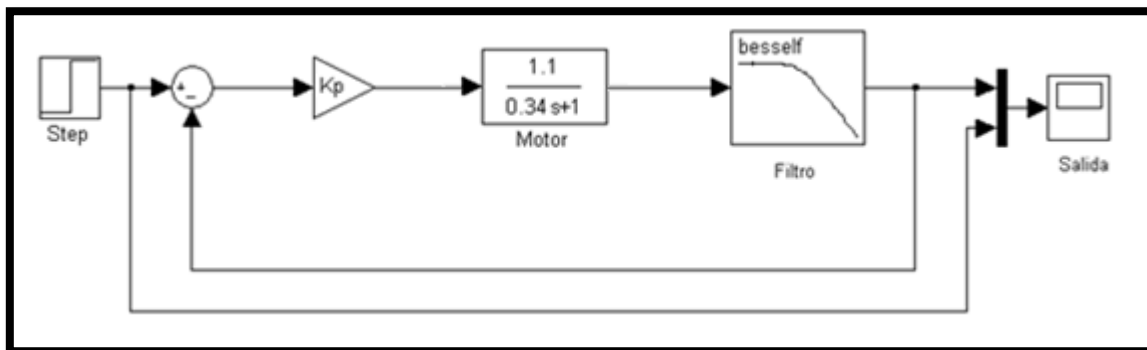


Figura 3.8 Diagrama de simulación en lazo cerrado para sintonizar el regulador P.

En la figura 3.8 se observa el diagrama de bloques de la solución usada para la sintonía del regulador P donde se le dio valores diferentes a K_p buscando el mejor para el comportamiento de la planta. Para esto nos apoyamos tanto en el transiente de la curva de respuesta como en su valor en estado estable. De dichas simulaciones se obtuvieron los gráficos mostrados en la figura 3.9.

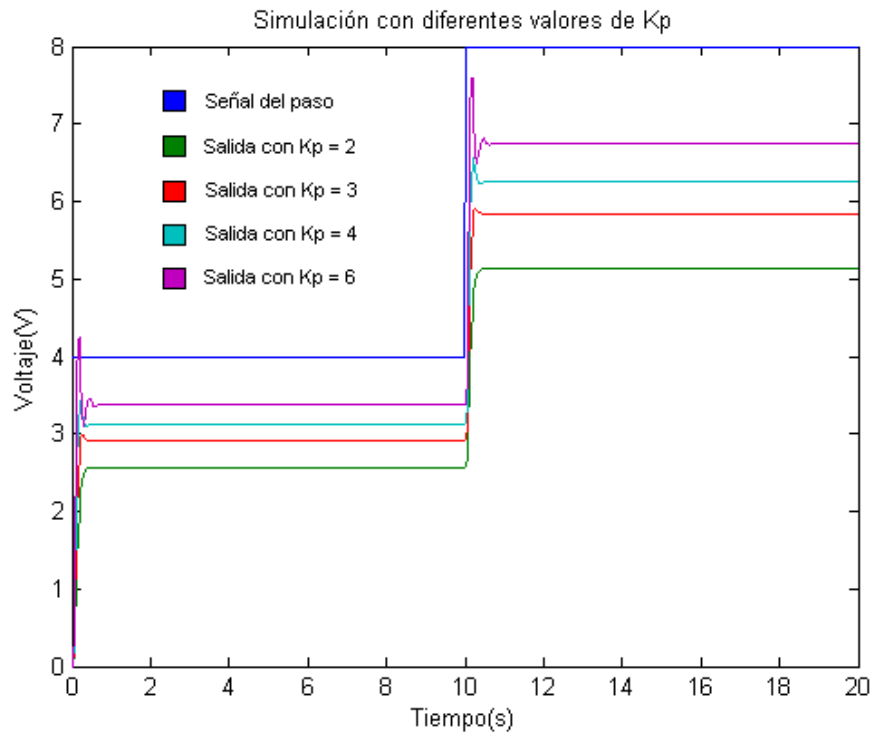


Figura 3.9 Gráficos obtenidos a partir de diferentes valores de K_p .

Del análisis de las gráficas anteriores podemos ver que para valores diferentes de K_p en aumento el error tiende a disminuir pero nunca desaparece y en cambio el transiente de la curva empeora (Ver figura 3.10), en ambos casos es algo no conveniente en el control de velocidad de motores.

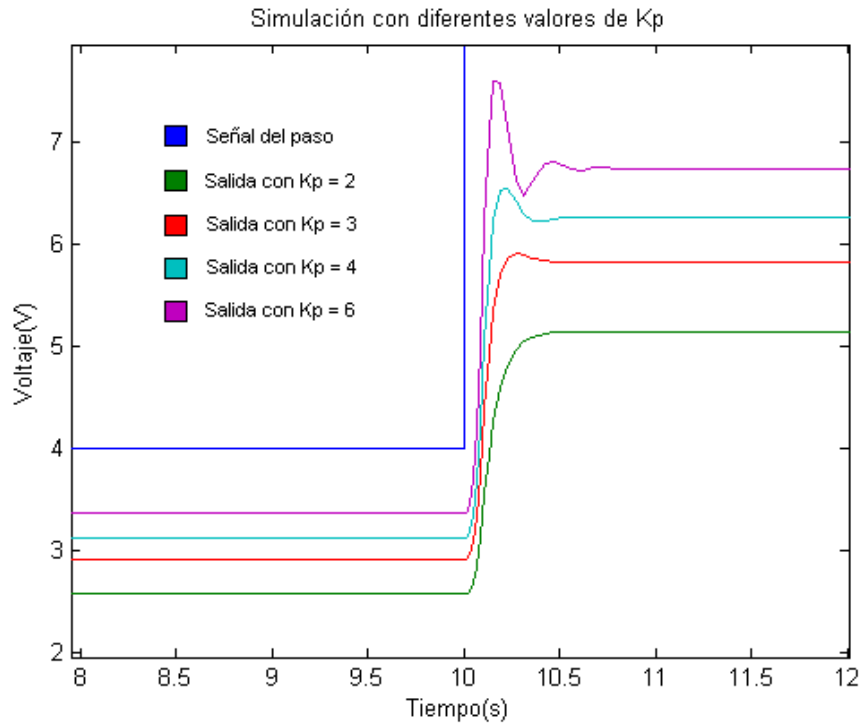


Figura 3.10 Vista ampliada de las curvas de la simulación para diferentes valores de K_p .

Una vez determinado un valor adecuado de K_p ($K_p=2$) teniendo en cuenta lo anterior, se realizaron pruebas en la estación utilizándose el esquema que se muestra en la figura 3.11.

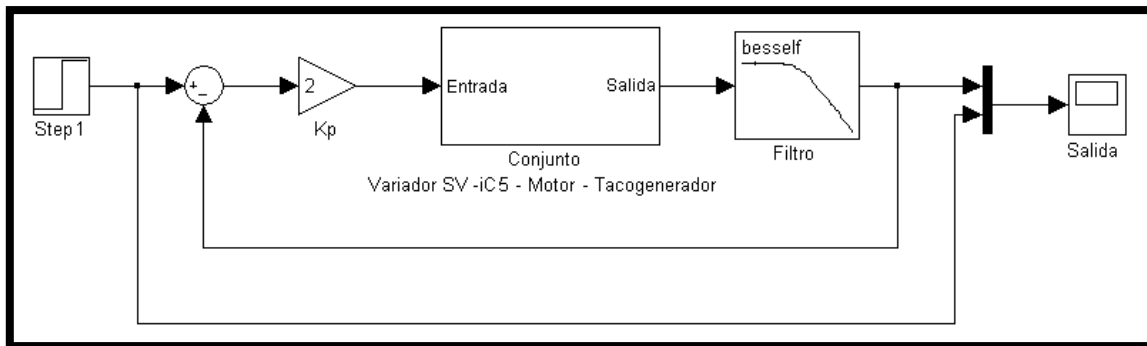


Figura 3.11 Esquema en lazo cerrado para las pruebas reales con regulador P.

La curva obtenida para un paso de 2 a 7 volt puede verse en la 3.12 donde puede observarse el error en estado estable producido por el regulador P, como era de esperar.

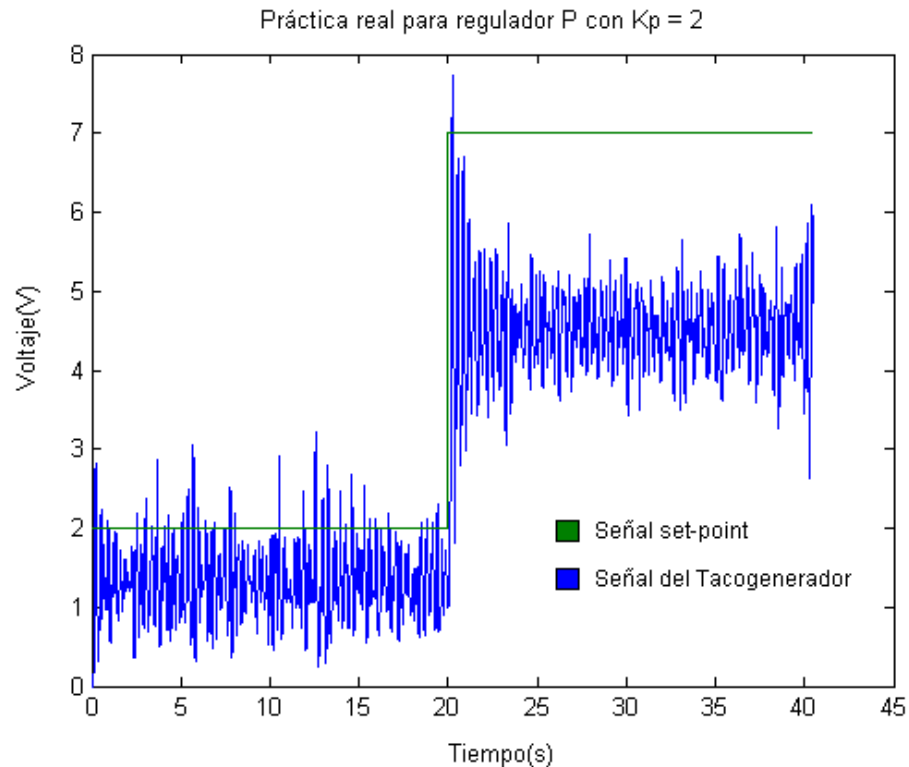


Figura 3.12 Gráfica obtenida a partir de la prueba real con regulador P.

El comportamiento reflejado en las gráficas 3.9 y 3.12 nos dice que necesitamos sintonizar un regulador PI para eliminar el error en estado estable. Para eso nos apoyamos en otras herramientas de Matlab conjuntamente con Simulink como es explicado a continuación.

3.4 Sintonía del regulador PI.

Para lograr una mejor sintonía del regulador PI utilizamos las herramientas *linmod* y *ss2tf*, las cuales nos ayudan a obtener una aproximación más fiel del modelo del conjunto variador-motor-filtro, luego introducimos en *sisotool* dicho modelo, donde es muy cómodo pues a medida que uno crea el regulador pueda observar el comportamiento de éste sobre la planta.

Para ello se realizó los pasos siguientes; primero creamos el sistema mostrado en la figura 3.13, al que llamamos “**planta1**”.

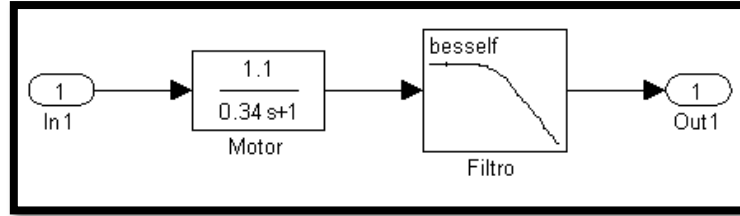


Figura 3.13 Esquema “planta1” creado para ser utilizado en la sintonía del regulador PI

Después de ser ejecutado el sistema en el entorno de Simulink, con el comando **linmod** en el espacio de trabajo de Matlab obtenemos la función en espacio estado del sistema motor-filtro, para ello utilizamos el comando **[a,b,c,d]=linmod('planta1')**, después mediante **[n,d]=ss2tf(a,b,c,d)**, de espacio de estado pasamos a parámetros de función transferencial y con estos y el comando **sys=tf(n,d)** creamos la función transferencial del sistema que se introdujo en la herramienta **sisotool** mediante el comando **sisotool(sys)**.

Luego de seguir esta serie de pasos se comenzó la sintonía del controlador PI apoyándonos en el entorno que presenta la herramienta de Matlab **sisotool**. Ésta 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.

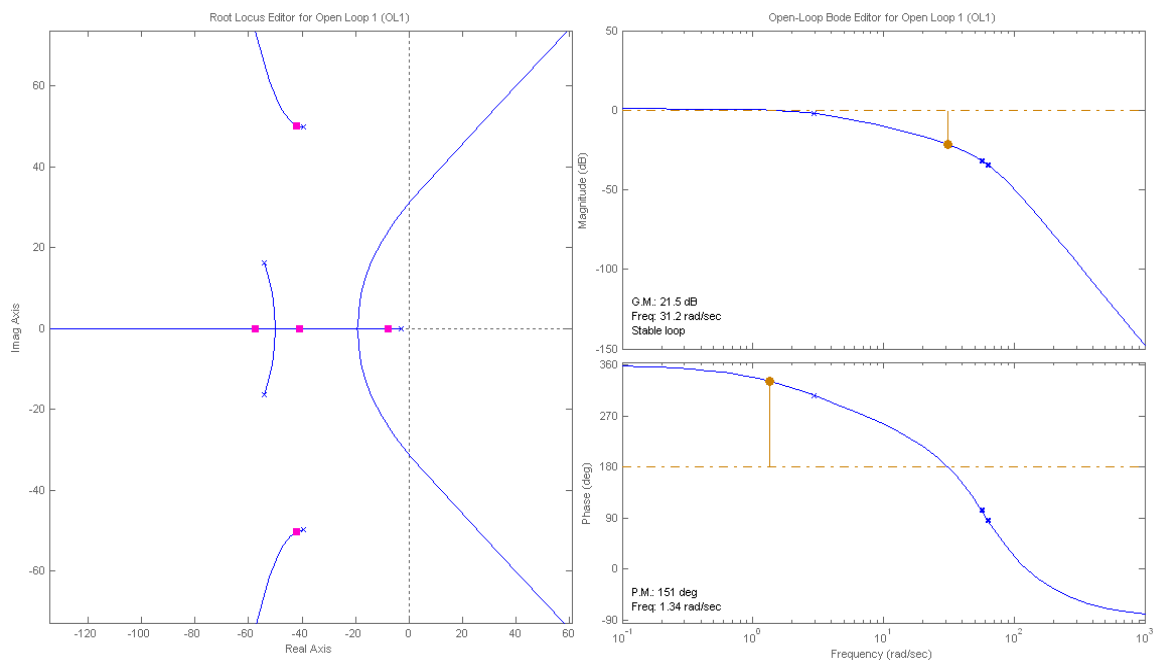


Figura 3.14 Ubicación de polos y ceros y valores de **MF** y **MG** del conjunto “planta1”

Como podemos observar en la figura 3.14 del conjunto motor-filtro se obtuvo un margen de ganancia igual a 21.5 dB a una frecuencia de 31.2 rad/seg, y margen de fase de 151deg a frecuencia 1.34 rad/seg así como la ubicación de sus polos y ceros en el lugar geométrico de las raíces.

Con los datos que se tienen hasta el momento se concluye que tenemos que sintonizar un PI. Para ello adicionamos un polo en el origen ($s=0$) y un cero real lo suficiente alejado de la mayor constante de tiempo del sistema (10 unidades). En este caso la mayor constante de tiempo es la que tiene el conjunto variador-motor, de ahí que ubiquemos nuestro cero en -3.4. Como debemos ajustar la ganancia, ha ésta le damos el valor igual a 6. Con estos valores se obtuvo la siguiente función del regulador PI.

$$FT_{PI} = \frac{6 * (0.29s + 1)}{s}$$

En la figura 3.15 podemos observar los cambios del sistema ahora con el regulador conformado. Su **MG** disminuyó a 15.7 dB a una frecuencia de 29.1 rad/seg y su **MF** disminuyó también a 68.6 deg a frecuencia 5.86 rad/seg.

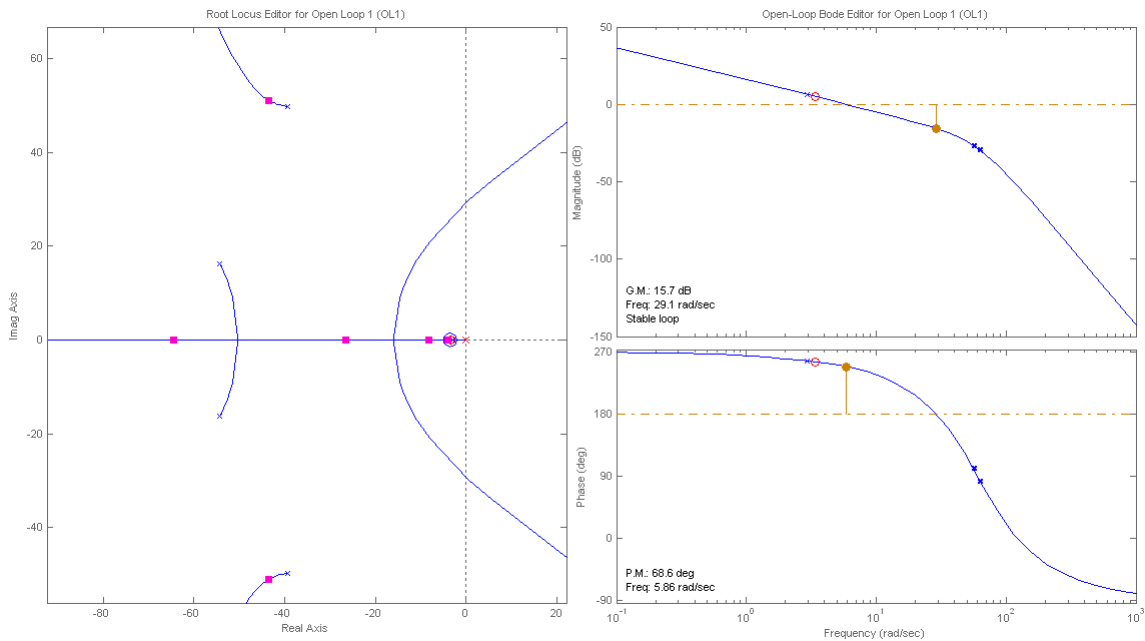


Figura 3.15 Ubicación de polos y ceros, así como valores de MF y MG del conjunto “planta1” conjuntamente con el regulador creado.

Luego mediante la simulación como se muestra en el esquema de bloques de la figura 3.16 se obtuvo la respuesta en lazo cerrado del sistema con el compensador PI, esta simulación indica que se realizó una buena sintonía pues el error en estado estable se hace cero, y en el transiente de la respuesta se obtiene un máximo sobreimpulso del 2% sin rizado y el tiempo de establecimiento es pequeño. Lo anterior puede observarse en la figura 3.17 donde se muestra la respuesta de la simulación para un paso de amplitud 4.

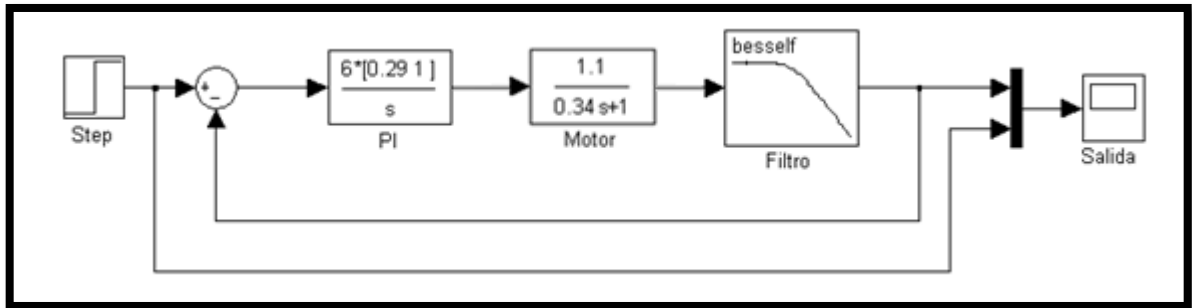


Figura 3.16 Esquema de control para la simulación en Simulink del regulador PI.

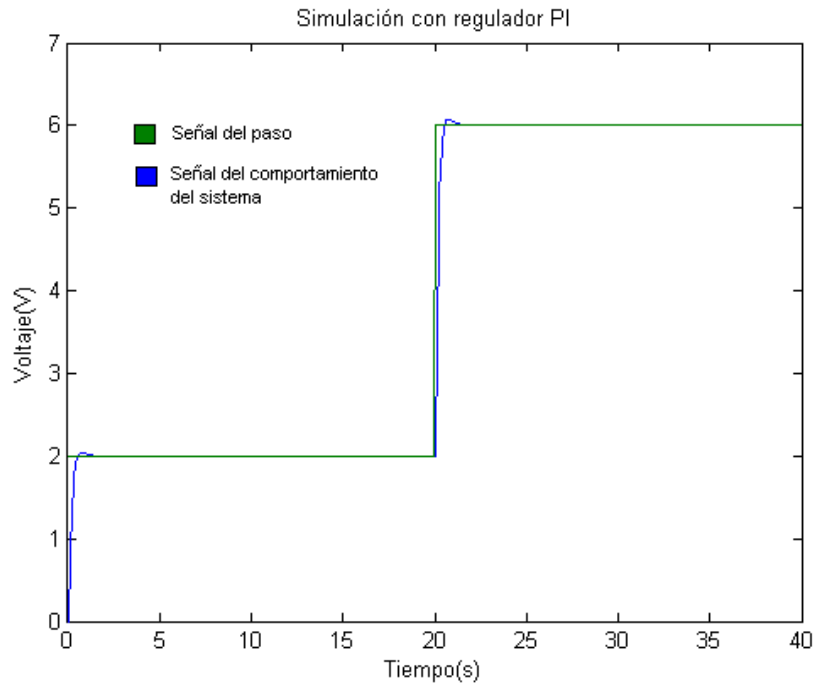


Figura 3.17 Gráfica de la simulación en lazo cerrado del regulador PI para un paso de amplitud 4.

Ya realizada la sintonía y simulación del regulador PI se pasa a su implementación en la estación de prueba, y el esquema que se utiliza para dicha práctica se muestra a en la figura 3.18.

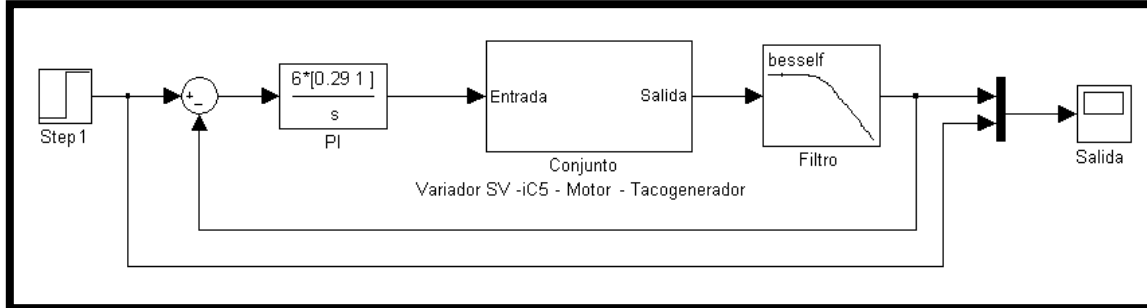


Figura 3.18 Esquema utilizado para la práctica real con el regulador PI.

De esta prueba se obtiene como respuesta la gráfica que se muestra en la figura 3.19 que corrobora el comportamiento de la simulación anteriormente con el real del conjunto variador-motor gobernado por nuestro PI. Al igual que se ha hecho con las gráficas anteriores si se promedia la señal de salida del tacogenerador se observa que la salida se corresponde con la señal de entrada donde no hay error.

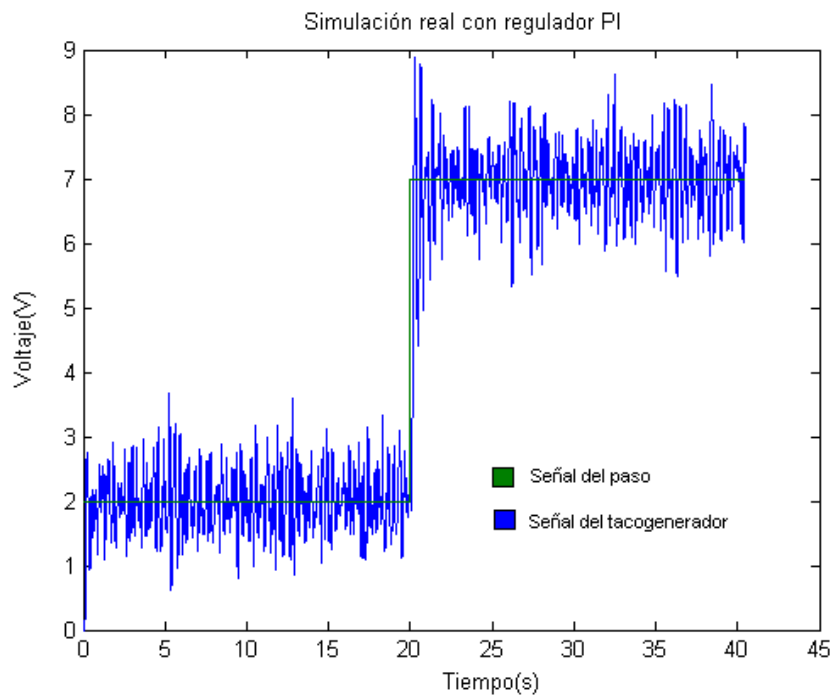


Figura 3.19 Gráfica obtenida a partir de la prueba real con regulador PI.

De esta forma queda demostrado que se realizó una sintonía aceptable del regulador por lo que podemos pasar a nuestro último objetivo, la sintonía del PID.

3.5 Sintonía del regulador PID.

Para la sintonía del regulador PID se dividió el sistema en sub-plantas y se emplearon las mismas herramientas que para la sintonía del regular PI. La primera sub-planta que se creó fue la del conjunto variador-motor-filtro, que nos ofrece la velocidad a la que se mueve la carga, y la llamamos **“plantav”**. Esta puede observarse en la figura 3.20.

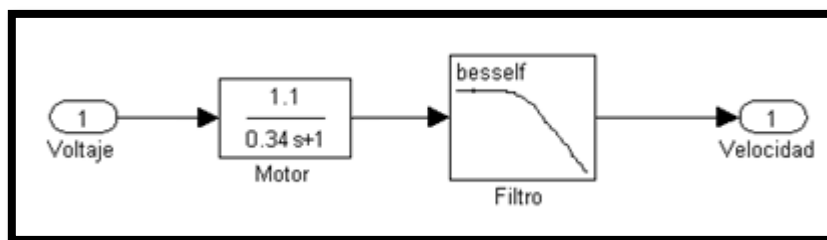


Figura 3.20 Esquema (“plantav”) creado para obtener la ganancia del lazo de velocidad.

Después de creada ésta sub-planta se corrieron los comandos **linmod**, **ss2tf**, **tf**, **sisotool**, tal y como se hizo para la sintonía del PI en el epígrafe anterior, pero para esta sub-planta y lo que hacemos es buscar una ganancia adecuada para el lazo de control de velocidad que se está creando.

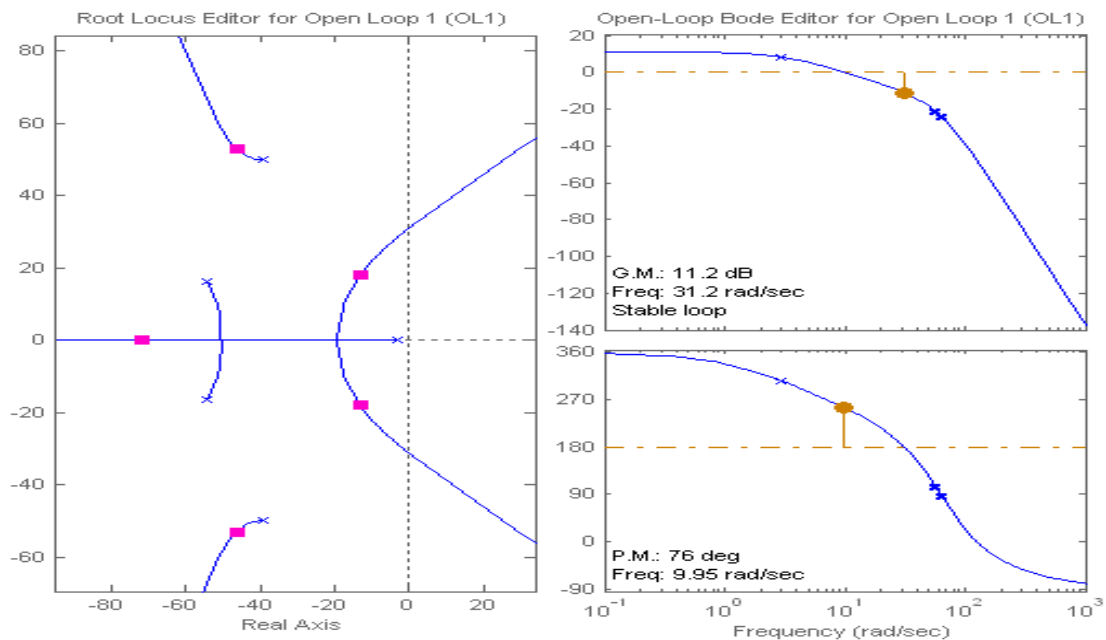


Figura 3.21 Ubicación de polos y ceros, así como valores de **MF** y **MG** de la sub-planta “**plantav**” conjuntamente con la ganancia seleccionada.

En la herramienta *sisotool* se escoge una ganancia igual a 4 para este lazo, así se obtienen los diagramas de la figura 3.21. Los valores ofrecidos por estos diagramas tanto su **MF** (76 deg) como su **MG** (11.2 dB) nos indican que son valores aceptables para este lazo de velocidad que se está creando, por lo que podemos pasar a sintonizar el lazo que nos ofrecerá la posición.

Ya obtenida la ganancia del lazo de velocidad, implementamos la segunda sub-planta que nos ofrece la posición de la carga gracias a la incorporación del integrador puro ($1/s$), ésta sub-planta la llamamos “**plantap**” y su configuración se muestra en la figura 3.22 a continuación.

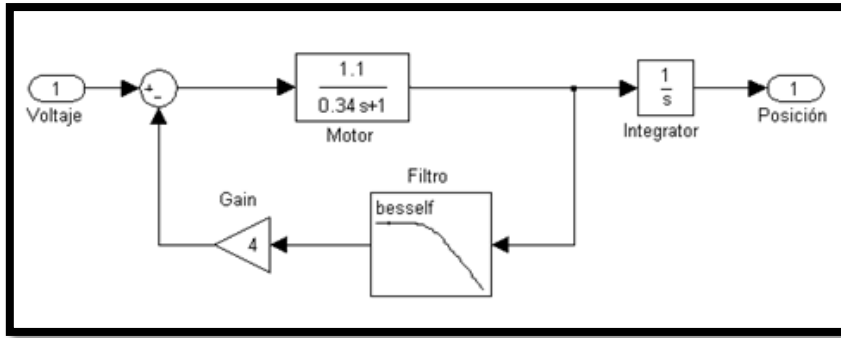


Figura 3.22 Esquema (“plantap”) creado para obtener el comportamiento del lazo de posición.

Se vuelven a correr los mismos comandos que se utilizaron para “plantav” pero ahora para “plantap” obteniéndose la ubicación de los polos y ceros, así como valores de **MF** (89.6 deg) y **MG** (52.6 dB) del conjunto de esta sub-planta, observándose en la figura 3.23. De estos valores vemos que ambos márgenes son grandes y su cruce por 0 dB es muy agudo, lo que demuestra que se necesita hacer ajustes en la sub-planta de posición y esto lo hacemos sintonizando un PI para ella.

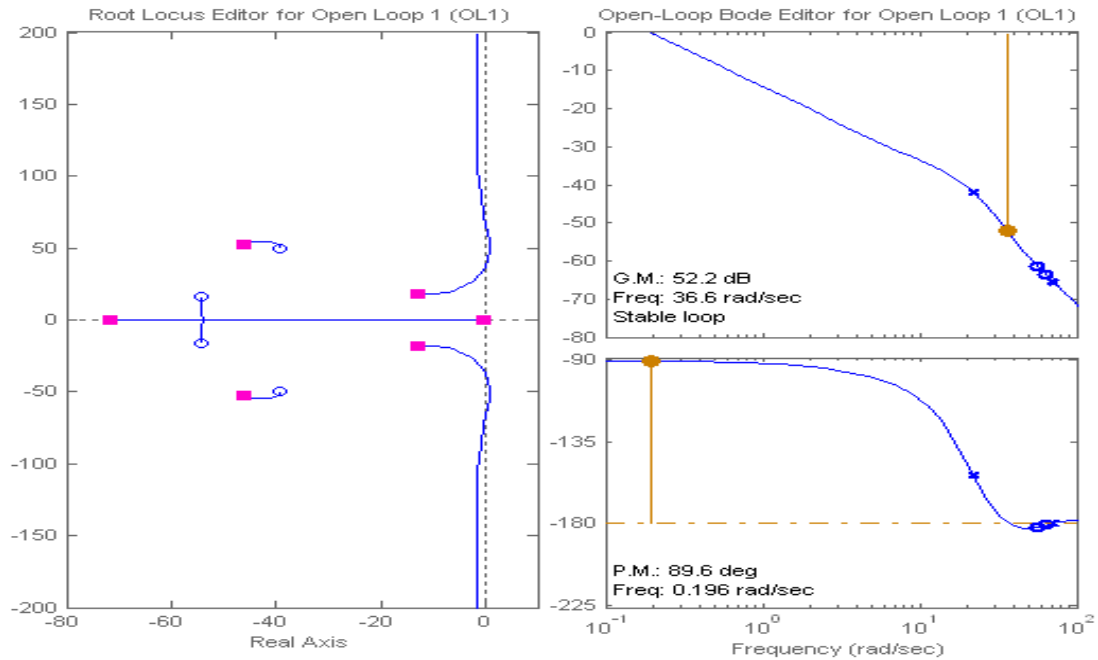


Figura 3.23 Ubicación de polos y ceros, así como valores de **MF** y **MG** de la sub-planta “plantav” sin sintonizar el PI que se quiere realizar.

Como debemos sintonizar un PI, lo haremos tal y como se realizó en el epígrafe anterior. Para eso introduciremos un polo ($s = 0$), un cero ($s = -2.5$) y seleccionamos una ganancia

(45). Con estos valores se obtienen los datos reflejados en la figura 3.24 donde puede observarse los valores de **MF** (43.4 deg) y **MG** (23.7 dB) siendo estos mucho más aceptables que los anteriores.

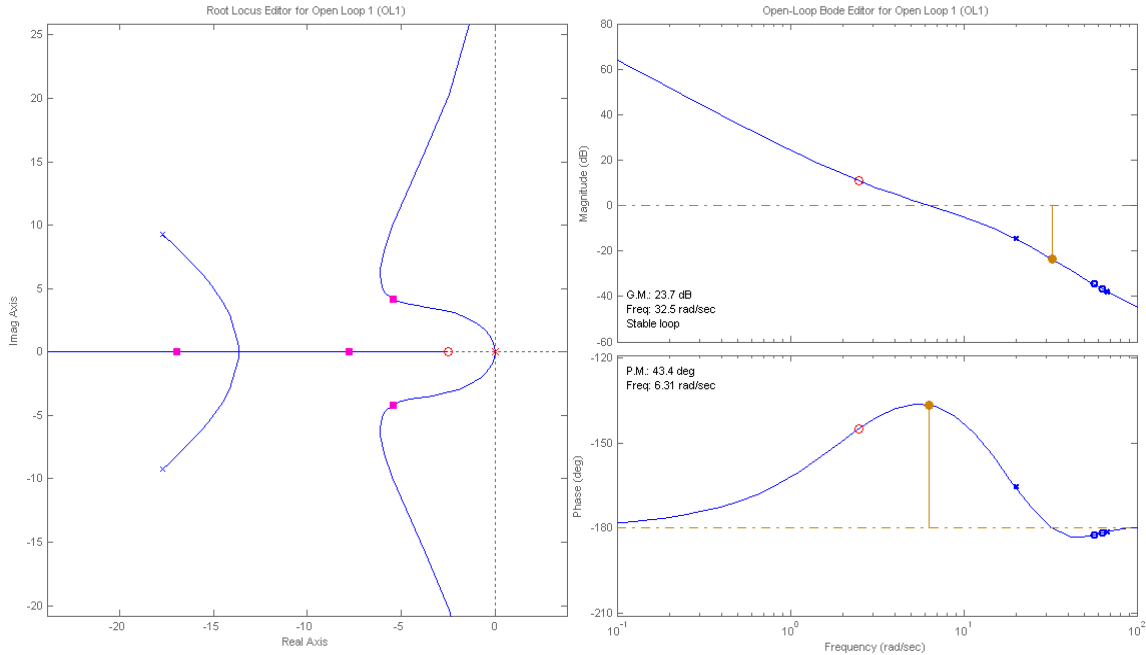


Figura 3.24 Ubicación de polos y ceros, así como valores de **MF** y **MG** de la sub-planta “plantav” pero con la sintonía del PI que se le realizó.

Ya calculados todos los valores necesarios se implementó el PID como se muestra en la figura 3.25 para ser simulado y observar la acción de este sobre la planta y ver el comportamiento de la misma bajo los efectos de este.

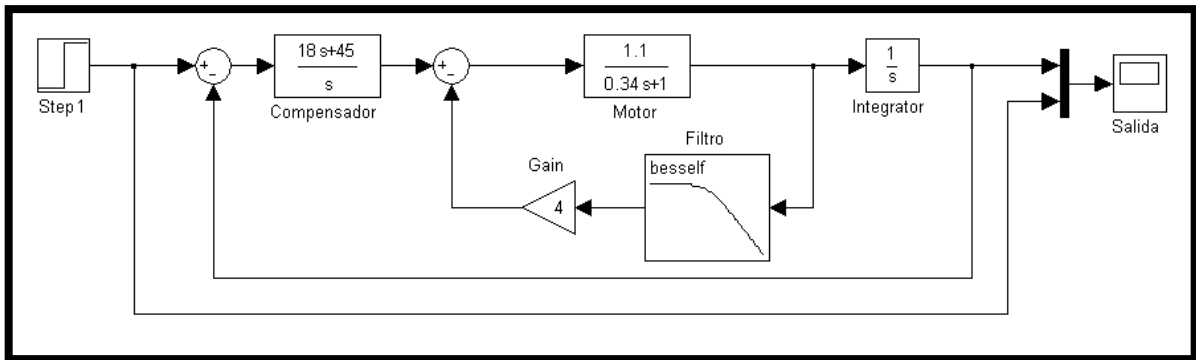


Figura 3.25 Esquema final de control PID para el conjunto variador-motor.

El comportamiento de la respuesta simulada de este sistema puede observarse en la figura 3.26. En esta figura vemos que el PID sintonizado tiene buen comportamiento sobre el sistema a pesar de generar un sobreimpulso del 35%.

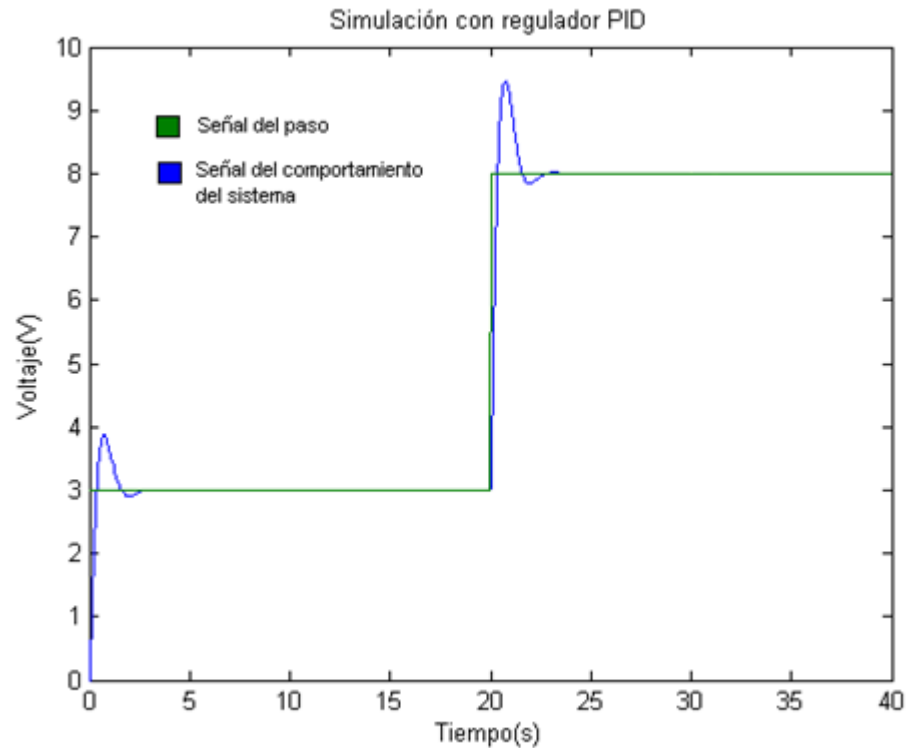


Figura 3.26 Comportamiento del sistema bajo la acción del regulador PID.

Como se dijo a comienzos de este capítulo la simulación real de este sistema fue imposible de realizar por la falta de un instrumento que pudiese medir la variable posición para que fuera retroalimentada al sistema. Por lo que dejamos la implementación de este regulador solamente a nivel de simulación.

3.6 Análisis económico.

Un punto fundamental para la realización de cualquier proyecto de investigación es la valoración económica del mismo. Éste como mencionamos anteriormente responde a una solicitud del Centro de Investigación y Desarrollo de las FAR – Mecatrónica, por lo que su efecto económico está justificado bajo los ahorros de mantenimiento y reparación que ofrece sustituir un motor de corriente directa por uno de corriente de alterna para dicha institución. Conjuntamente con esto el cambio de tecnología ofrece un ahorro

considerable de energía, pues si las disminuciones de la potencia demandada tienen una relación cúbica 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.

CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES.

Conclusiones.

Considerando el objetivo fundamental de este trabajo, se arriba a las siguientes conclusiones:

- ✓ Se ha solucionado a escala piloto la tarea técnica propuesta por el Centro de Investigación y Desarrollo de las FAR – Mecatrónica, dándole uso al variador SV-iC5 por primera vez en el departamento, lo que es muy útil para la docencia.
- ✓ Los objetivos de este Trabajo de Diploma fueron cumplidos en forma satisfactoria, ya que ha sido posible proponer una solución para el sistema de posicionamiento de plataformas mecánicas basado en MDC-amplidina, por otra basada en MCA-variador de frecuencia, validada experimentalmente en la estación de prueba.
- ✓ Ha sido posible diseñar y analizar el desempeño de estrategias gracias al variador SV-iC5 el cual tiene todas las potencialidades para control de posición y velocidad de plataformas mecánicas con MCA.
- ✓ Las FAR están en condiciones de introducir la técnica explicada en las plataformas.
- ✓ Los resultados satisfactorios obtenidos en este Trabajo de Diploma constituyen un gran incentivo para continuar los estudios en este sentido.

Recomendaciones.

- ✓ Llevar a la práctica la introducción de la técnica en las plataformas mecánicas de las FAR.
- ✓ Utilizar sensores de velocidad de mejor calidad y realizar las pruebas experimentales de posición en futuros estudios del tema.
- ✓ Trabajar en la profundización de las potencialidades del variador SV-iC5 por parte del departamento en la docencia.
- ✓ Utilizar en la docencia los resultados obtenidos.

REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS.

- ALLEN, J. & BENTZER, I. Two Points of Adjustable Frequency Drives in the Cement Industry. *Conf. Rec. IEEE Ind. Appl. Soc. Annual Meeting.*
- APARICIO, J. L. Criterios de Diseño de Convertidores Estáticos para Accionamientos Regulados en Corriente Alterna con Motores de Inducción.
- CHAUPRADE, R. & ABBONDANTI, A. Variable Speed Drives: Modern Concepts and Approaches. *IEEE Int. Semiconductor Power Converter Conf.*
- CONNORS, P. & DAUGHERTY, H. Considerations in Applying Inductions Motors with solid State Adjustable Frequency Controllers. *IEEE Transactions on Industry Applications.*
- COSTA MONTIEL, A. & BONNEL, F. (1989) *Principios Fundamentales del Accionamiento Eléctrico.*
- DEWAN, B., SLEMON, R. & STRAUGHEN, A. (1990) *Power Semiconductor Drives.*
- FRAILE MORA, J. (2008) MÁQUINAS ELÉCTRICAS. IN S.A, M.-H. I. D. E. (Ed. 6ª Edición ed. Disponible en: www.calatayud.unedragon.org/assignaturas/info/4209.pdf).
- HERNÁNDEZ HERNÁNDEZ, J. M. & HERNÁNDEZ PÉREZ, R. (2008) Variadores de velocidad y recursos hídricos. Disponible en: www.cubasolar.cu/biblioteca/energia/Energia43/HTML/Articulo05.htm.
- HUMUSOFT® (2002) *MF 614 MULTIFUNCTION I/O CARD USER'S MANUAL.*
- INDUSTRIAL SYSTEMS, L. (2007) *SV-iC5 MANUAL DE USUARIO.*
- JIMÉNEZ LEYVA, E. A. (1997) Control de flujos de líquidos por variación de velocidad de una bomba usando motor de inducción y convertidor de frecuencia. *Departamento*

de Automática y Sistemas Computacionales. Santa Clara, Universidad Central "Marta Abreu" de las Villas.

MECATRÓNICA, C. I. D. (2009) Tarea Técnica para colaboración con UCLV. IN *CID*

MORERA HERNÁNDEZ, M. Accionamiento Eléctrico Automatizado II.

MURPHY, J. M. D. & TURNBULL, F. Power Electronic Control of AC Motors. *Pergamon Press Oxford*, 524 pp.

OGATA, K. (1993) *Ingeniería de Control Moderna*, México.

PAGINADIGITAL® (2002) Control y regulación de la velocidad en motores asincrónicos trifásicos. IN SICANEWS, R. (Ed. Disponible en: www.paginadigital.com.ar/articulos/2002rest/2002terc/tecnologia/sica71.html).

SIEMENS (1995) Drive & Control. Productos y Sistemas para la Industria. *SIEMENS AG*.

WEYRICK, C. (1975) *Fundamentals of Automatic Control*.

ANEXOS.

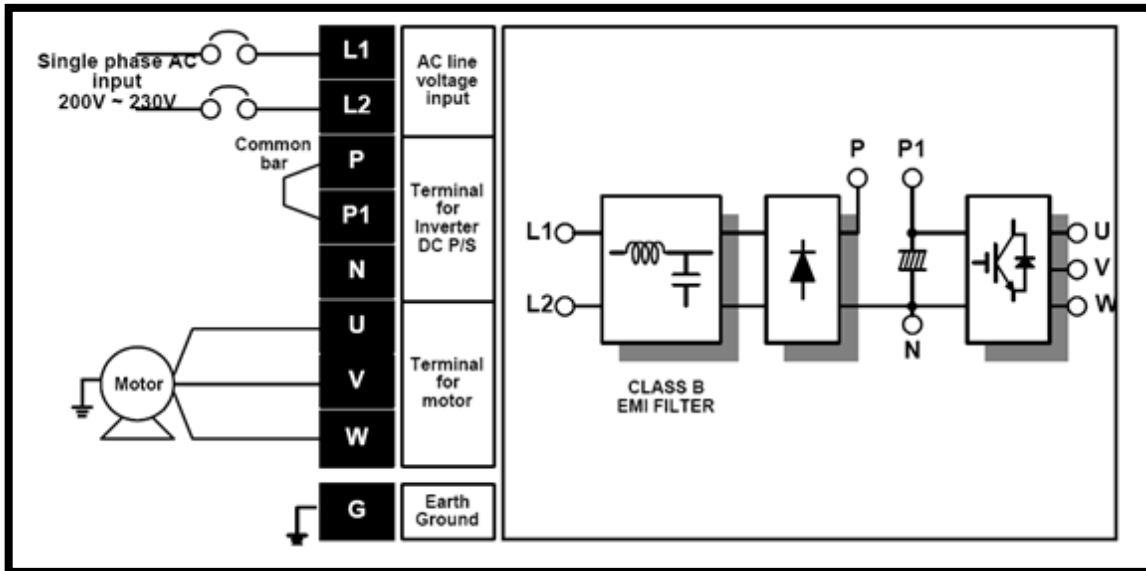
Anexo I Ficha técnica y conexionado del variador SV-iC5

✓ Variador SV-iC5

✓ Datos de chapa del variador **SV015iC5-1F.**

Entrada	200-230 V	Monofásico (1 Φ)
	16 A	50 / 60 Hz
Salida	0 – Salida V	Trifásico (3 Φ)
	8 A	0 – 400 Hz
	2 HP / 1.5 kW (D)	

- Conexión del variador **SV015iC5-1F** con un motor trifásico de corriente alterna.



Anexo II Acondicionamiento del SV-iC5 a la estación de prueba.

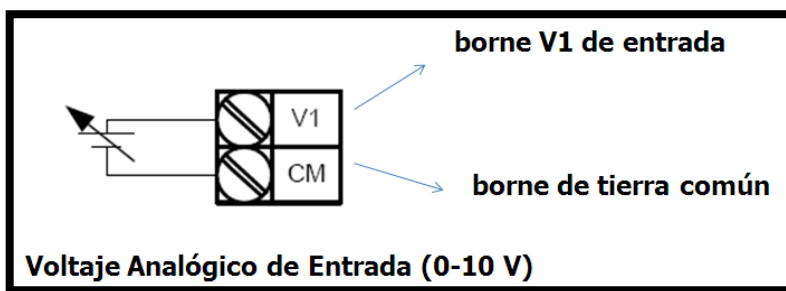
- ✓ Configuración para la entrada V1 de la programación por frecuencia analógica.

Grupo.	LED Display.	Nombre del parámetro.	Valor programado
Grupo principal	0.0	[Consigna de frecuencia]	-
	Frq	[Modo de frecuencia]	3*
Grupo E/S	I6	[Constante de filtrado temporal para la señal de entrada V1]	10
	I7	[Tensión V1 mínima de entrada]	0 V
	I8	[Frecuencia correspondiente a la tensión mínima V1]	0 Hz

	I9	[Tensión V1 máxima de entrada]	10 V
	I10	[Frecuencia correspondiente a la tensión máxima V1]	60 Hz

* Programación de la frecuencia desde el borne de entrada V1 (0-10V).

- ✓ Conexión entre el variador SV-iC5 y una fuente externa de tensión variable.



Anexo III Tarjeta de adquisición de datos Humusoft MF614.



Características principales de la tarjeta Humusoft MF614:

- ✓ 8 canales de entrada analógicos unipolares de 12 bits
- ✓ 4 canales de salida analógicos 12-bit
- ✓ Frecuencias de muestreo hasta 100 kHz

- ✓ 8 canales de entrada digital, 8 canales de salida digital
- ✓ Cinco contadores/timers
- ✓ Bajo consumo
- ✓ Driver para Extended Real Time Toolbox para MATLAB incluido.
- ✓ Driver para Real-Time Windows Target
- ✓ Driver para Windows