

# **ESCUELA POLITÉCNICA NACIONAL**

## **ESCUELA DE INGENIERÍA**

### **CONTROL DE MÁQUINAS ASINCRÓNICAS EMPLEANDO UN VARIADOR DE FRECUENCIA**

**PROYECTO PREVIO A LA OBTENCIÓN DEL TÍTULO DE  
INGENIERO ELÉCTRICO**

**JOSE LUIS RUEDA TORRES**

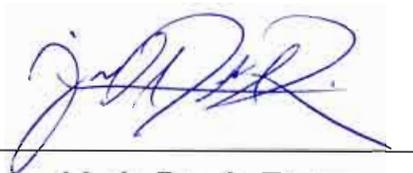
**DIRECTOR: ING. LUIS TAPIA, MST.**

**Quito, febrero de 2004**

## DECLARACIÓN

Yo, José Luis Rueda Torres, declaro bajo juramento que el trabajo aquí descrito es de mi autoría; que no ha sido previamente presentada para ningún grado o calificación profesional; y, que he consultado las referencias bibliográficas que se incluyen en este documento.

A través de la presente declaración cedo mis derechos de propiedad intelectual correspondientes a este trabajo, a la Escuela Politécnica Nacional, según lo establecido por la Ley de Propiedad Intelectual, por su Reglamento y por la normatividad institucional vigente.



---

**José Luis Rueda Torres**

## CERTIFICACIÓN

Certifico que el presente trabajo fue desarrollado por José Luis Rueda Torres, bajo mi supervisión.



---

**Ing. Luis Tapia**  
**DIRECTOR DE PROYECTO**

## **AGRADECIMIENTO**

Al Ing. Luis Tapia, por los conocimientos aprendidos en clase y por su apoyo incondicional en el desarrollo de este trabajo.

Adicionalmente al ingeniero Santiago Male de OTESA y los ayudantes de los Laboratorios de Máquinas Eléctricas e Instrumentación por su colaboración.

## DEDICATORIA

En la vida hay que luchar mucho para poder cumplir con los objetivos que se proponen y superar los problemas que se presentan. Dedico este trabajo a todas las personas que han colaborado conmigo durante el recorrido de este largo camino hacia el éxito.

Dedico especialmente a mi madre María Torres Espinoza por estar a mi lado en todo momento, por darme aliento y comprensión cuando lo he necesitado. A Kenneth Macías, mi guía y apoyo durante mi formación. A mis hermanas, parte importante de vida. A Juan Torres, Luz Marina Espinoza, Rosa Cevallos, Zoila Cantos y Carmen Arrobo por todo el cariño, y los consejos brindados, que me han ayudado a mantenerme siempre firme en las metas que me he trazado.

# CONTENIDO

<b>PRESENTACIÓN</b>	<b>1</b>
<b>RESUMEN</b>	<b>4</b>
<b>CAPITULO 1</b>	
<b>MOTOR DE INDUCCION</b>	<b>5</b>
1.1 INTRODUCCION	5
1.2 ELEMENTOS MECANICOS	6
1.2.1 ESTATOR	6
1.2.2 ROTOR	7
1.3 PRINCIPIO DEL MOTOR DE INDUCCION	9
1.4 DESARROLLO EL PAR INDUCIDO EN UN MOTOR DE INDUCCION	12
1.5 CONCEPTO DE DESLIZAMIENTO DEL ROTOR	13
1.6 FRECUENCIA ELÉCTRICA EN EL ROTOR	15
1.7 CIRCUITO EQUIVALENTE DE UN MOTOR DE INDUCCION	16
1.7.1 EL MODELO DEL TRANSFORMADOR DE UN MOTOR DE INDUCCION	17
1.7.2 CIRCUITO MODELADO DEL ROTOR	19
1.7.3 CIRCUITO EQUIVALENTE FINAL	22
1.8 MOTOR TRIFÁSICO DE INDUCCION ALIMENTADO CON FUENTES NO SINUSOIDALES	24
1.8.1 CIRCUITO EQUIVALENTE PARA VOLTAJES NO SINUSOIDALES	24
1.9 POTENCIA Y PAR EN LOS MOTORES DE INDUCCION	26
1.9.1 PÉRDIDAS Y DIAGRAMA DE FLUJO DE POTENCIA	26
1.9.2 POTENCIA Y PAR	29
1.9.3 SEPARACION DE LAS PÉRDIDAS EN EL COBRE DEL ROTOR Y LA POTENCIA CONVERTIDA, EN EL CIRCUITO EQUIVALENTE DEL MOTOR DE INDUCCION	33
1.9.4 DEDUCCION DE LA ECUACION DEL PAR INDUCIDO EN UN MOTOR DE INDUCCION	34
1.9.4.1 Comentarios sobre la curva par – velocidad del motor de inducción	39

1.9.5 PAR MAXIMO EN UN MOTOR DE INDUCCION	40
1.10 FACTOR DE POTENCIA	43
1.11 ARRANQUE DE MOTORES DE INDUCCION	43
1.11.1 ARRANQUE DE UN MOTOR JAULA DE ARDILLA	46
1.11.2 ARRANQUE DE UN MOTOR DE ROTOR DEVANADO	49
1.12 CONTROL DE VELOCIDAD EN MOTORES DE INDUCCIÓN	51
1.12.1 CONTROL DE VELOCIDAD DEL MOTOR DE INDUCCIÓN MEDIANTE EL CAMBIO DE POLOS	52
1.12.2 CONTROL DE VELOCIDAD MEDIANTE EL CAMBIO DE LA FRECUENCIA DE LINEA	56
1.12.3 CONTROL DE VELOCIDAD MEDIANTE CAMBIO DEL VOLTAJE DE LINEA	60

## **CAPÍTULO 2**

<b>ACCIONAMIENTOS DE VELOCIDAD VARIABLE</b>	<b>62</b>
2.1 INTRODUCCION	62
2.2 PRINCIPIO DE ACCIONAMIENTOS DE VELOCIDAD VARIABLE	62
2.3 PRINCIPALES FACTORES QUE SE CONSIDERAN EN LA SELECCIÓN DE UN ACCIONAMIENTO DE VELOCIDAD VARIABLE	63
2.3.1 COSTO DE LOS EQUIPOS	64
2.3.2 RANGO DE VELOCIDAD	65
2.3.3 EFICIENCIA	66
2.3.4 REGULACIÓN DE VELOCIDAD	66
2.3.5 CONTROLABILIDAD	67
2.3.6 REQUERIMIENTOS DE FRENADO	67
2.3.7 CONFIABILIDAD	68
2.3.8 RELACIÓN POTENCIA - PESO	69
2.3.9 FACTOR DE POTENCIA	69
2.3.10 FACTOR DE CARGA Y RELACIÓN DE TRABAJO	69
2.3.11 DISPONIBILIDAD DE VOLTAJE	70
2.3.12 EFECTO DE LAS VARIACIONES DE LA FUENTE	70
2.3.13 CARGA DE LA FUENTE DE ALIMENTACIÓN	70
2.3.14 MEDIO AMBIENTE	71
2.3.15 COSTOS DE FUNCIONAMIENTO	71
2.4 ACCIONAMIENTO DEL MOTOR TRIFÁSICO DE INDUCCIÓN POR MEDIO DE INVERSORES	

<b>DE VOLTAJE Y FRECUENCIA VARIABLE</b>	<b>72</b>
<b>2.5 CONTROL DEL MOTOR DE INDUCCIÓN CON LA TÉCNICA PWM</b>	<b>76</b>
2.5.1 VARIACION DE LA FRECUENCIA	78
2.5.2 VARIACION DEL VOLTAJE	79
2.5.3 SOBREMÓDULACION	80
2.5.4 GENERACION DE PWM TRIFASICO	82
2.5.4.1 Técnica análoga	82
2.5.4.2 Técnica híbrida	83
2.5.4.3 Método digital	83
<b>2.6 VARIADOR DE FRECUENCIA</b>	<b>84</b>

### **CAPITULO 3**

<b>DISEÑO DEL TABLERO DE CONTROL</b>	<b>88</b>
<b>3.1 GENERALIDADES</b>	<b>88</b>
<b>3.2 CONVERTIDOR DE FRECUENCIA MICROMASTER</b>	<b>88</b>
3.2.1 CARACTERÍSTICAS	89
3.2.2 MICROMASTER. ESPECIFICACIONES	90
3.2.3 TERMINALES DE POTENCIA	93
3.2.4 TERMINALES DE CONTROL (X501)	94
<b>3.3 CALCULO DE PROTECCIONES</b>	<b>95</b>
3.3.1 PROTECCION PARA EL CONVERTIDOR DE FRECUENCIA	95
3.3.2 PROTECCION PARA EL MOTOR	96
<b>3.4 CONDUCTORES</b>	<b>97</b>
3.4.1 CONDUCTOR PARA TERMINALES DE POTENCIA	97
3.4.2 CONDUCTOR PARA TERMINALES DE CONTROL	97
<b>3.5. DIMENSIONES DEL TABLERO</b>	<b>98</b>

### **CAPITULO 4**

<b>INSTALACION DEL TABLERO DE CONTROL</b>	<b>100</b>
<b>4.1 GENERALIDADES</b>	<b>100</b>
<b>4.2 CONDICIONES DE TRABAJO</b>	<b>100</b>
<b>4.3 INSTALACION ELECTRICA</b>	<b>100</b>
<b>4.3.1 FUENTE</b>	<b>101</b>
4.3.1.1 Requerimientos adicionales de la fuente de alimentación	101
4.3.1.1.1 Límites de tensión	101
4.3.1.1.2 Disturbios en la fuente	102
4.3.1.1.3 Suministros sin puesta a tierra	103
4.3.1.1.4 Limitaciones del motor	103
4.3.1.1.5 Consideraciones sobre la carga	104
<b>4.3.2 INTERRUPTORES</b>	<b>105</b>
<b>4.3.3 CONVERTIDOR</b>	<b>106</b>
<b>4.3.4 MOTOR</b>	<b>106</b>

<b>4.4 COMUNICACIÓN ENTRE EL CONVERTIDOR DE FRECUENCIA Y UN PLC SIEMENS S7 – 224</b>	<b>106</b>
4.4.1 PLC S7 – 224	106
4.4.1.2 Conectar la alimentación del S7-224	108
4.4.1.3 Conectar el cable multimaestro RS-232/PPI	109
4.4.1.4 El S7-224 ejecuta las tareas en un ciclo	110
4.4.2 PAQUETE DE PROGRAMACIÓN STEP 7-MICRO/WIN	111
4.4.2.1 Requisitos del sistema	111
4.4.2.2 Opciones de comunicación	111
4.4.2.3 Iniciar STEP 7-MICRO/WIN	112
4.4.2.4 Verificar los parámetros de comunicación de STEP 7-MICRO/WIN	112
4.4.2.5 Establecer la comunicación con el S7-224	113
4.4.2.6 Elementos básicos de un programa	114
4.4.2.6.1 Programa principal	115
4.4.2.6.2 Subrutinas	115
4.4.2.6.3 Rutinas de interrupción	116
4.4.2.6.4 Otros elementos del programa	116
4.4.2.6.5 Bloque de sistema	116
4.4.2.6.6 Bloque de datos	117
4.4.2.7 Editar programas	117
4.4.2.7.1 Funciones del editor AWL	118
4.4.2.7.2 Funciones del editor KOP	119
4.4.2.7.3 Funciones del editor FUP	121
4.4.2.8 Tipps de programación del S7-224	122
4.4.2.8.1 Tipp 28	123
4.4.2.9 Abrir un proyecto	158
4.4.2.10 Cargar programa	159
4.4.2.11 Seleccionar el modo de operación del S7-224	160
4.4.2.12 Poner el S7-224 en modo RUN	160
4.4.2.13 Poner el S7-224 en modo STOP	161
<b>4.5 COMUNICACIÓN ENTRE S7 – 224 Y MICROMASTER 6SE3116 – 8CB40</b>	<b>162</b>
4.5.1 CABLES	162
4.5.2 ASIGNACIÓN DE PINES	162

## **CAPITULO 5**

### **MANUAL DE USUARIO**

<b>5.1 GENERALIDADES</b>	<b>164</b>
<b>5.2 CONTROL DIGITAL</b>	<b>165</b>
<b>5.3 CONTROL ANALOGICO</b>	<b>166</b>
<b>5.4 PARADA DEL MOTOR</b>	<b>167</b>
<b>5.5 EL MOTOR NO SE PONE EN MARCHA</b>	<b>168</b>
<b>5.6 CONTROL LOCAL Y REMOTO</b>	<b>169</b>
5.6.1 CONTROL LOCAL	169
5.6.1.1 Mandos en el panel frontal en el convertidor	169

5.6.1.1.1 Pantalla de LED	170
5.6.1.1.2 Botón MARCHA	171
5.6.1.1.3 Botón de PARO	171
5.6.1.1.4 Botón ADELANTE'ATRÁS	171
5.6.1.1.5 Botón UP	172
5.6.1.1.6 Botón DOWN	172
5.6.1.1.7 Botón JOG	172
5.6.1.1.8 Botón de PARAMETRIZACIÓN	173
5.6.1.2 Parámetros del sistema	173
5.6.1.2.1 Manejo de parámetros	175
5.6.1.3 Resumen. Funcionamiento básico – Guía de 10 pasos	177
5.6.2 CONTROL REMOTO	179

## **CAPITULO 6**

<b>MEDICIONES REALIZADAS Y ANALISIS DE RESULTADOS</b>	<b>180</b>
<b>6.1 INTRODUCCION</b>	<b>180</b>
<b>6.2 PARAMETROS A MEDIR</b>	<b>180</b>
<b>6.3 MEDICION DE CORRIENTE DE ARRANQUE</b>	<b>181</b>
6.3.1 ARRANQUE DIRECTO	182
6.3.2 ARRANQUE ESTRELLA TRIANGULO	185
6.3.3 ARRANQUE CON VOLTAJE REDUCIDO	189
6.3.4 ARRANQUE CON RESISTENCIA EN EL CIRCUITO DEL ROTOR	194
6.3.5 ARRANQUE CON EL CONVERTIDOR DE FRECUENCIA	199
<b>6.4 MEDICION DE CORRIENTE EN INVERSION DE GIRO</b>	<b>203</b>
6.4.1 INVERSION DE GIRO POR CAMBIO DE SECUENCIA DE FASES	203
6.4.2 INVERSION DE GIRO CON EL CONVERTIDOR DE FRECUENCIA	206
<b>6.5 MEDICIONES CON CARGA EN EL MOTOR</b>	<b>209</b>
6.5.1 MEDICIONES A LA ENTRADA DEL CONVERTIDOR	209
6.5.2 MEDICIONES A LA ENTRADA DEL MOTOR	214
<b>6.6 ANÁLISIS Y COMPARACION DE LOS VALORES MEDIDOS</b>	<b>219</b>
6.6.1 CORRIENTES DE ARRANQUE	219
6.6.2 INVERSION DE GIRO	222
6.6.3 MEDICIONES A LA ENTRADA DEL CONVERTIDOR	224
6.6.4 MEDICIONES A LA ENTRADA DEL MOTOR	224

## **CAPITULO 7**

### **APLICACIÓN: DISEÑO DE PRÁCTICA**

<b>DE LABORATORIO</b>	<b>226</b>
7.1 TITULO	226
7.2 OBJETIVOS	226
7.3 EQUIPO	226
7.4 INFORMACION:	227
7.5 TRABAJO PREPARATORIO:	228
7.6 PROCEDIMIENTO:	229
7.7 INFORME	229
<b>CAPITULO 8</b>	
<b>CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES</b>	<b>231</b>
<b>ANEXO 1</b>	<b>234</b>
<b>ANEXO 2</b>	<b>242</b>
<b>ANEXO 3</b>	<b>245</b>
<b>ANEXO 4</b>	<b>318</b>
<b>ANEXO 5</b>	<b>326</b>
<b>ANEXO 6</b>	<b>327</b>
<b>ANEXO 7</b>	<b>328</b>
<b>ANEXO 8</b>	<b>331</b>
<b>BIBLIOGRAFÍA</b>	<b>333</b>

## RESUMEN

El motor de inducción es el tipo de motor de corriente alterna más popular debido a la simplicidad y facilidad de operación. Normalmente opera a una velocidad cercana a la sincrónica pero nunca puede operar a esa velocidad. Los principios fundamentales que se consideran para el control de la velocidad de un motor de inducción consideran el cambio de número de polos de la máquina, cambiando la frecuencia aplicada, cambiando el voltaje aplicado en los terminales o cambiando la resistencia en el rotor, en el caso de los motores de inducción de rotor devanado. La regulación de velocidad de los motores eléctricos en general, y en particular de los motores asincrónicos, tiene un gran significado en la explotación.

Los motores de inducción pueden ser puestos en marcha conectándolos simplemente a la red; a veces, sin embargo, hay buenas razones para no hacerlo así. Por ejemplo, la corriente de arranque requerida puede causar una caída en el voltaje del sistema de potencia tal que haga inaceptable el arranque a través de la línea. En el arranque y aceleración de un motor de inducción la intensidad de corriente se incrementa y generalmente está en el orden de 5 a 8 veces el valor nominal de la corriente. Con este antecedente, es necesario emplear métodos arrancar el motor, entre los cuales se tiene el arranque estrella –triángulo, arranque con voltaje reducido, arranque con resistencias, que son los métodos normalmente usados. El método preferido hoy en día para el control en motores asincrónicos es mediante el uso de convertidores de frecuencia. Con el uso de los convertidores de frecuencia se puede mejorar las condiciones que se presentan en el arranque, se puede realizar un control de velocidad en la aceleración y frenado, y definir rangos de velocidad de acuerdo a los requerimientos que se deseen.

## PRESENTACIÓN

El presente trabajo se constituye por ocho capítulos. El primer capítulo contiene los conceptos y fundamentos relativos a la máquina asincrónica. Empieza con una descripción de los componentes de un motor de inducción, el principio de funcionamiento del motor de inducción. Se hace el estudio del circuito equivalente y sus parámetros, en función de esto se desarrollan las expresiones matemáticas que permiten estudiar y analizar el comportamiento del motor de inducción, tales como el deslizamiento, velocidad sincrónica, potencia, pérdidas y torque. Se estudian los diferentes métodos convencionales de utilizados en el arranque de un motor de inducción y los principios fundamentales a considerar en el control de velocidad.

En el segundo capítulo se revisan los conceptos relacionados con los principios de accionamientos de velocidad variable. Luego se analiza el accionamiento de un motor de inducción por medio de inversores de voltaje y frecuencia variable. Se estudian los fundamentos del control de velocidad del motor de inducción por medio de la técnica PWM y se hace una descripción del principio de funcionamiento de un convertidor de frecuencia.

En el tercer capítulo se realiza el diseño del tablero de control, el cual incluye el convertidor de frecuencia, protecciones y terminales de acceso. Se hace una descripción de las características, especificaciones y terminales del convertidor de frecuencia. De acuerdo a las especificaciones del convertidor de frecuencia y del motor de inducción que se va a controlar se calculan y determinan las protecciones y los conductores que se colocan a la entrada del convertidor de frecuencia y del motor respectivamente. Finalmente se determinan las dimensiones del tablero de control de tomando en cuenta las dimensiones del convertidor de frecuencia, las protecciones, bornes y espacio para ventilación, y de acuerdo a esto se define la disposición de los elementos en el tablero.

En el cuarto capítulo se describe la instalación del tablero de control, que básicamente comprende las condiciones de trabajo y la instalación eléctrica. Se describen los

elementos utilizados en la instalación eléctrica y sus requerimientos. Luego, se explica la comunicación entre el convertidor de frecuencia y en PLC con el objetivo de poder realizar control remoto sobre el convertidor, se describen las características del PLC, el software de programación para el PLC, la comunicación entre el PLC y una computadora y el programa que se carga en el PLC para controlar el convertidor de frecuencia; se concluye con la definición de la comunicación entre el PLC y el convertidor a utilizando el protocolo RS485.

En el quinto capítulo se elabora el manual de usuario para la operación del convertidor de frecuencia. Se empieza con el conocimiento de las generalidades relativas al uso del convertidor; posteriormente se indica el procedimiento a seguir para realizar control digital y el control analógico del convertidor de frecuencia a través de los terminales de control del convertidor disponibles en el tablero. Se indican las medidas a tomar en caso de que el motor no se quiera parar y en el caso de que el motor no arranque cuando se use el convertidor. Se describen los mandos en el panel frontal del convertidor de frecuencia que permiten realizar el arranque, paro, inversión de giro, arranque por impulsos y aumento o disminución de los parámetros de sistema en el convertidor de frecuencia. Se explican algunos de los parámetros de sistema más importantes y la forma de acceso y programación de los mismos. Se muestra una guía básica para la configuración de parámetros. En la parte final de este capítulo se explica la opción de control remoto.

En el sexto capítulo se realizan mediciones de la corriente de arranque e inversión de giro con el uso de métodos convencionales y con la aplicación del convertidor de frecuencia con el objetivo de comparar los transitorios presentados para compararlos con los valores nominales estables. También se hacen mediciones a la entrada del convertidor y a la entrada del motor para analizar las variaciones de las formas de onda de corriente.

El séptimo capítulo consiste en una aplicación del convertidor con fines didácticos, para lo cual se diseña una práctica de laboratorio en la que se estudian y comparan los métodos de arranque de motores de inducción, inversión de giro, frenado y control de velocidad.

En el octavo capítulo se indican las conclusiones obtenidas en la realización de este trabajo y se indican las ventajas y desventajas del uso de los diferentes métodos en el arranque del motor de inducción.

# CAPITULO 1

## MOTOR DE INDUCCION

### 1.1 INTRODUCCION

El motor asincrónico o de inducción es el tipo más divulgado de motor de corriente alterna debido a la simplicidad y facilidad de operación. Un motor de inducción es básicamente un transformador rotante y su circuito equivalente es similar al de un transformador, excepto en lo que respecta a la variación de velocidad. La característica esencial que distingue a un motor de inducción de los demás motores eléctricos es que las corrientes secundarias son creadas únicamente por inducción.

La velocidad del motor está determinada principalmente por la frecuencia aplicada. La velocidad del motor disminuye un poco conforme la carga y con ello deslizamiento aumenta. Si la carga es demasiada, el motor excederá el par máximo y perderá velocidad o se detendrá.

El problema de regulación de velocidad de los motores eléctricos en general, y en particular de los motores asincrónicos, tiene un gran significado en la explotación. En toda una serie de ramas de la industria ante las características de regulación se plantean altas exigencias tanto en lo que se refiere a los límites y suavidad de regulación, como a su economía.

Los motores de inducción, por ser robustos y baratos, son los más extensamente empleados en la industria, se fabrican desde una fracción de caballo de fuerza hasta varios miles; se construyen para las diversas tensiones y frecuencias normalizadas.

## 1.2 ELEMENTOS MECANICOS<sup>1</sup>

Las máquinas eléctricas deben tener dos elementos indispensables: el flujo magnético y los conductores que conducen corriente (la armadura). En el motor de inducción, el flujo se produce por la parte exterior, el estator, mientras que la parte interna giratoria de la máquina, el rotor, es su armadura.

### 1.2.1 ESTATOR

El hierro del estator generalmente es laminado. Un estator típico se muestra en la figura 1.1.

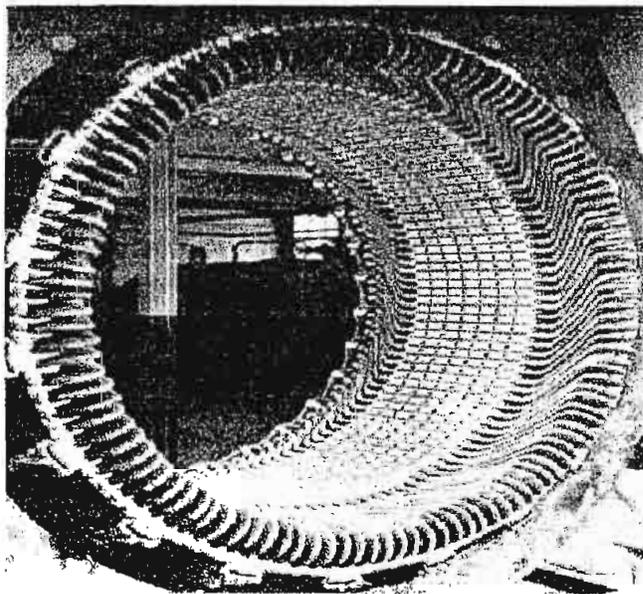


Figura 1.1: Vista del estator de un motor de inducción

El estator o arrollamiento primario del motor de inducción se conecta a una fuente de potencia, está colocado en las ranuras del hierro del estator, y está completamente aislado de acuerdo a la tensión de la fuente de potencia.

---

<sup>1</sup> Referencia Bibliográfica 1

## 1.2.2 ROTOR<sup>2</sup>

Un motor de inducción tiene físicamente el mismo estator que una máquina síncrona, pero la construcción del rotor es diferente.

Hay dos tipos diferentes de rotores que pueden disponerse dentro del estator del motor de inducción. Uno de ellos se llama rotor de jaula de ardilla o simplemente rotor de jaula, mientras que el otro es llamado rotor de devanado.

Las figuras 1.2 y 1.3 muestran el rotor de un motor de inducción, del tipo jaula de ardilla. Un rotor de esta clase consiste en una serie de barras conductoras dispuestas entre ranuras labradas en la cara del rotor y cortocircuitadas en cada extremo por anillos de cortocircuitado.

Este diseño hace referencia a un rotor de jaula de ardilla debido a que los conductores examinados en sí mismos se parecerían a los de las ruedas de ejercicio de las ardillas o los hamsters.

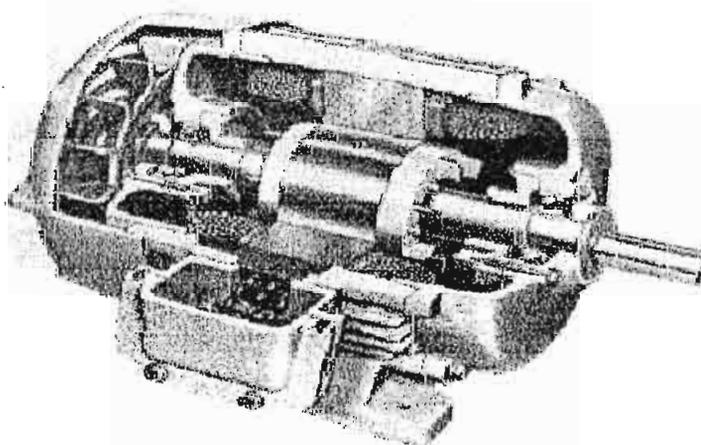


Figura 1.2: Corte de un motor con rotor jaula de ardilla.

---

<sup>2</sup> Referencia Bibliográfica 2

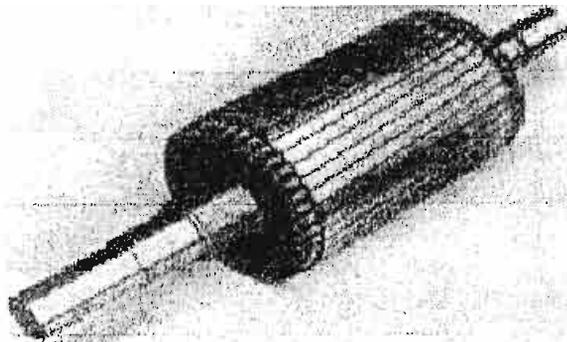


Figura 1.3: Rotor jaula de ardilla.

El otro tipo de rotor es el rotor devanado. Un rotor devanado tiene un grupo completo de devanados trifásicos que son las imágenes especulares de los devanados del estator.

Las fases de los devanados del rotor están conectadas usualmente en Y, y los extremos de los tres alambres están unidos a anillos rozantes dispuestos sobre el eje del rotor.

Los devanados del rotor están cortocircuitados a través de escobillas montadas en los anillos rozantes. En los motores de inducción de rotor de devanado, las corrientes rotóricas son accesibles en las escobillas del estator, donde pueden ser examinadas y donde se puede insertar resistencia extra al circuito del rotor. Es posible obtener ventaja de este hecho para modificar la característica par – velocidad del motor. En las figuras 1.4 y 1.5 se muestran dos rotores devanados.

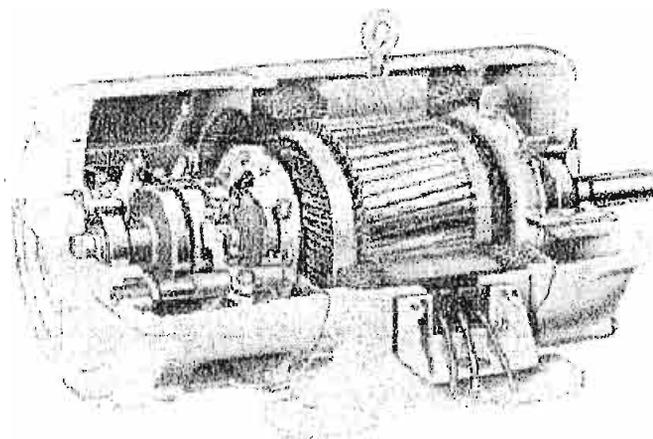


Figura 1.4: Corte de un motor con rotor devanado.

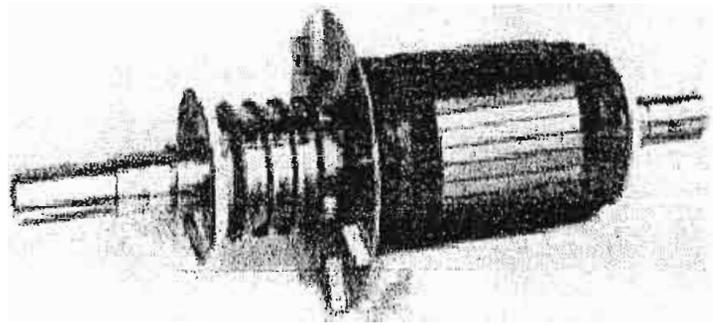


Figura 1.5: Rotor devanado.

Los motores de inducción de rotor devanado son más costosos que los de rotor de jaula de ardilla y requieren mucho más mantenimiento debido al desgaste asociado a sus escobillas y a sus anillos rozantes. Como resultado de ello, los motores de inducción de rotor devanado son poco utilizados.

### 1.3 PRINCIPIO DEL MOTOR DE INDUCCIÓN<sup>3</sup>

Se puede ilustrar el principio del motor de inducción con el aparato que se muestra en la figura 1.6.

Se suspende un imán permanente de un hilo sobre un disco de cobre o aluminio que gira en un cojinete colocado en una placa fija de hierro.

El pivote debería estar relativamente sin fricción y el imán permanente debe tener la suficiente densidad de flujo.

Cuando gira el imán en el hilo, el disco que está debajo gira con él, independientemente de la dirección de giro del imán.

---

<sup>3</sup> Referencia Bibliográfica 3

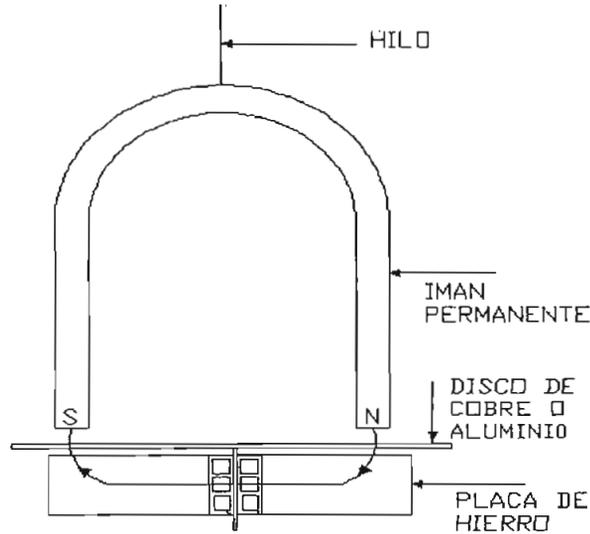


Figura 1.6: Principio de motor de inducción.

El disco sigue el movimiento del imán, como se muestra en la figura 1.7, debido a las corrientes parásitas inducidas que se producen por el movimiento relativo de un conductor (el disco) y el campo magnético. La dirección del voltaje inducido y de las corrientes parásitas consecuentes produce un campo magnético que tiende a oponerse a la fuerza o movimiento que produjo el voltaje inducido.

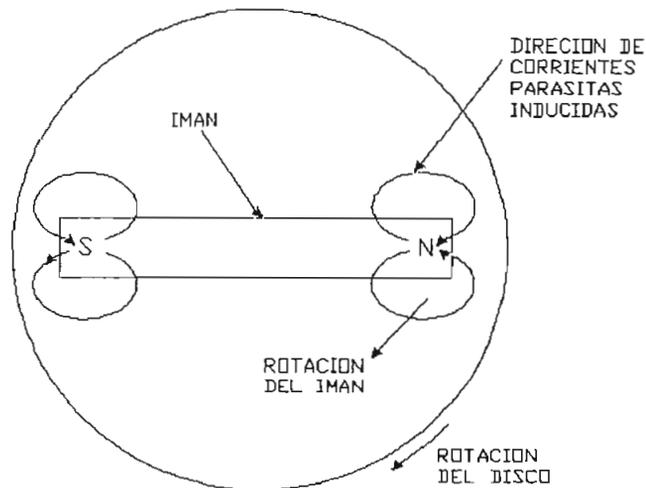


Figura 1.7: Movimiento del imán.

En efecto, las corrientes parásitas que se producen tienden a producir a su vez un polo S unitario en el disco en un punto bajo el polo N giratorio del imán y un polo N unitario en el disco bajo el polo S giratorio del imán. Por lo tanto, siempre que el imán continúe moviéndose, continuará produciendo corrientes parásitas y polos de signo contrario en el disco que está abajo.

El disco, por lo tanto, gira en la misma dirección que el imán, pero debe girar a velocidad menor que la del imán. Si el disco gira a la misma velocidad que la del imán, no existe movimiento relativo entre el conductor y el campo magnético y no se producen corrientes parásitas en el disco. Debido a la acción de generador que se desarrolla, que produce corrientes y un campo magnético resultante opuesto, se puede clasificar al motor de inducción como máquina con excitación doble.

Además, como en todas las dinamos, mientras que el par electromagnético es el resultado de la interacción entre los campos que se producen por dos corrientes de excitación, tiene lugar simultáneamente una acción del generador. En el motor de inducción, no es posible que la acción de motor ni la de generador se lleven a cabo a la velocidad síncrona, es por este motivo que a estas máquinas se las clasifica como dinamos asíncronas.

La velocidad del disco nunca puede ser igual a la velocidad del imán. Si fuera así, la corriente inducida sería cero y no se produciría flujo o par magnético. Por lo tanto, se debe “deslizar” con retraso en su velocidad para producir el par.

Esto ocasiona una diferencia de las velocidades que se producen entre 1) la velocidad síncrona del campo magnético giratorio, que es básicamente una función de la frecuencia para una dinamo de inducción dada, y 2) la velocidad de “deslizamiento” a la cual gira el disco como resultado del par que produce la interacción de su campo y el campo magnético giratorio.

Esta diferencia de velocidad entre 1) y 2) se llama velocidad de deslizamiento o deslizamiento de revoluciones de la máquina, y en general se expresa como un porcentaje de la velocidad síncrona.

## 1.4 DESARROLLO EL PAR INDUCIDO EN UN MOTOR DE INDUCCIÓN<sup>4</sup>

Al aplicar al estator un conjunto trifásico de voltajes, fluye un conjunto trifásico de corrientes estatóricas que producen un campo magnético  $B_s$  que rota en dirección contraria a las manecillas del reloj. La velocidad de rotación del campo magnético está dada por:

$$n_{sinc} = \frac{120 f_e}{P} \quad \text{Ecuación (1.1)}$$

Donde  $f_e$  es la frecuencia del sistema y  $P$  es el número de polos de la máquina. Este campo magnético rotacional  $B_s$  pasa sobre las barras del rotor e induce voltaje en ellas.

El voltaje inducido  $e_{ind}$  en una barra determinada del rotor está dado por la ecuación:

$$e_{ind} = (v \times B) \cdot l \quad \text{Ecuación (1.2)}$$

Donde:

$v$  = velocidad de la barra, relativa al campo magnético.

$B$  = Vector de densidad de flujo magnético.

$l$  = Longitud del campo magnético.

El movimiento relativo del rotor con respecto al campo magnético del estator  $B_s$  produce voltaje inducido en una barra del rotor. La velocidad de las barras de la parte superior del rotor, con relación al campo magnético, es hacia la derecha de modo que el voltaje inducido en las barras superiores es hacia fuera de la página, mientras que el voltaje inducido en las barras inferiores es hacia dentro de la página. Esto origina un flujo de corriente hacia fuera en las barras superiores, y hacia dentro en las inferiores.

---

<sup>4</sup> Referencia Bibliográfica 2

Sin embargo, puesto que el conjunto del rotor es inductivo, la corriente pico del rotor queda en atraso con relación al voltaje del rotor. El flujo de corriente del rotor produce un campo magnético del rotor  $B_R$ . Finalmente, puesto que el par inducido  $\tau_{ind}$  en la máquina está dado por:

$$\tau_{ind} = k B_R \times B_S \quad \text{Ecuación (1.3)}$$

En donde  $k$  es un factor que depende de la construcción de la máquina.

La dirección del par resultante va en sentido contrario a las manecillas del reloj. Puesto que la dirección del par inducido en el rotor va en sentido contrario a las manecillas del reloj, el rotor se acelera en esa dirección.

Sin embargo, existe un límite superior finito para la velocidad del motor. Si el rotor del motor de inducción estuviera rotando a la velocidad sincrónica, las barras del rotor serían estacionarias con respecto al campo magnético y no habría voltaje inducido. Si  $e_{ind}$  fuera igual a 0, no habría corriente en el rotor ni tampoco campo magnético rotórico.

Sin campo magnético rotórico, el par inducido sería cero y el rotor se frenaría como resultado de las pérdidas por rozamiento. En consecuencia, un motor de inducción puede acelerar hasta una velocidad cercana a la de sincronismo pero nunca puede alcanzar el par completo.

## 1.5 CONCEPTO DE DESLIZAMIENTO DEL ROTOR<sup>5</sup>

El voltaje inducido en una barra del rotor de motor de inducción depende de la velocidad del rotor con respecto a los campos magnéticos. Puesto que el comportamiento de un motor de inducción depende del voltaje y la corriente del rotor, con frecuencia es más lógico hablar de su velocidad relativa. En general se utilizan dos términos para definir el movimiento relativo entre el rotor y los campos magnéticos.

---

<sup>5</sup> Referencia Bibliográfica 2

Uno de ellos es la velocidad de deslizamiento, definida como la diferencia entre la velocidad sincrónica y la velocidad del rotor:

$$n_{\text{des}} = n_{\text{sinc}} - n_m \quad \text{Ecuación (1.4)}$$

Donde :

$n_{\text{des}}$  = velocidad de deslizamiento de la máquina

$n_{\text{sinc}}$  = velocidad de los campos magnéticos

$n_m$  = velocidad mecánica del eje del motor

El otro término utilizado para describir el movimiento relativo es el deslizamiento, el cual es la velocidad relativa expresada sobre una base en por unidad en porcentaje. El deslizamiento se define como:

$$s = \frac{n_{\text{sinc}} - n_m}{n_{\text{sinc}}} \quad \text{Ecuación (1.5)}$$

Esta ecuación también se puede expresar en términos de la velocidad angular  $\omega$  (radianes por segundo) como:

$$s = \frac{\omega_{\text{sinc}} - \omega_m}{\omega_{\text{sinc}}} * 100 \% \quad \text{Ecuación (1.6)}$$

Nótese que si el rotor gira a la velocidad sincrónica  $s = 0$ , mientras que si el rotor está estacionario,  $s = 1$ . Todas las velocidades normales de los motores caen dentro de estos límites. Es posible expresar la velocidad mecánica del eje del rotor en términos de la velocidad sincrónica y el deslizamiento. Resolviendo las ecuaciones 1.5 y 1.6 para la velocidad mecánica se obtiene:

$$n_m = (1 - s)n_{\text{sinc}} \quad \text{Ecuación (1.7)}$$

$$\omega_m = (1 - s)\omega_{\text{sinc}} \quad \text{Ecuación (1.8)}$$

## 1.6 FRECUENCIA ELÉCTRICA EN EL ROTOR<sup>6</sup>

Un motor de inducción trabaja induciendo tensiones y corrientes en el rotor de la máquina; por esa razón, a veces se le llama transformador rotante. Como transformador, el primario (estator) induce un voltaje al secundario (rotor), pero, a diferencia del transformador, la frecuencia secundaria no es necesariamente la misma que la frecuencia primaria. Si el rotor de un motor está bloqueado tal que no puede moverse, el rotor tendrá la misma frecuencia que el estator. Por el contrario, si el rotor gira a velocidad sincrónica, la frecuencia en el rotor será cero.

A  $n_m = 0$ , la frecuencia del rotor es  $f_r = f_e$ , y el deslizamiento  $s = 1$ . A  $n_m = n_{\text{sinc}}$  la frecuencia del rotor es  $f_r = 0$  Hz y el deslizamiento es  $s = 0$ . Para cualquier velocidad intermedia, la frecuencia del rotor es directamente proporcional a la diferencia entre la velocidad del campo magnético  $n_{\text{sinc}}$  y la velocidad del rotor  $n_m$ . Puesto que el deslizamiento del rotor está definido como se indica en la ecuación 1.5, la frecuencia del rotor puede ser expresada como:

$$f_r = sf_e \quad \text{Ecuación (1.9)}$$

En donde  $f_e$  es la frecuencia del estator,  $f_r$  es la frecuencia del rotor y  $s$  es el deslizamiento.

Existen varias formas alternativas útiles de esta expresión. Una de las expresiones más comunes se obtiene sustituyendo la ecuación del deslizamiento en la ecuación de la frecuencia y sustituyendo luego por  $n_{\text{sinc}}$  en el denominador de la expresión:

---

<sup>6</sup> Referencia Bibliográfica 2

$$f_r = \frac{n_{\text{sinc}} - n_m}{n_{\text{sinc}}} f_e \quad \text{Ecuación (1.10)}$$

Reemplazando  $n_{\text{sinc}}$ , dada en la Ecuación (1.1), tal que:

$$f_r = (n_{\text{sinc}} - n_m) \frac{P}{120f_e} f_e \quad \text{Ecuación (1.11)}$$

Entonces.

$$f_r = \frac{P}{120} (n_{\text{sinc}} - n_m) \quad \text{Ecuación (1.12)}$$

## 1.7 CIRCUITO EQUIVALENTE DE UN MOTOR DE INDUCCIÓN<sup>7</sup>

Para operar, un motor de inducción depende de la inducción de voltajes y corrientes en su circuito rotor desde el circuito del estator.

Debido a que la inducción de voltajes y corrientes en el circuito del rotor de un motor de inducción es en esencia una operación de transformación, el circuito equivalente de un motor de inducción se produce de manera muy similar al circuito equivalente de un transformador.

Un motor de inducción es llamado máquina de excitación única puesto que la potencia es suministrada solo al circuito del estator. Dado que un motor de inducción no tiene circuito de campo independiente, su modelo no contendrá una fuente de voltaje interno como el voltaje interno generado  $E_A$  en una máquina sincrónica.

---

<sup>7</sup> Referencia Bibliográfica 2

Es posible deducir un circuito equivalente de un motor de inducción a partir del conocimiento de los transformadores y de cuanto ya se conoce sobre la variación de frecuencia del rotor con la velocidad en los motores de inducción.

### 1.7.1 EL MODELO DEL TRANSFORMADOR DE UN MOTOR DE INDUCCIÓN

La figura 1.8 muestra el circuito equivalente transformador, por fase, el cual representa la operación de un motor de inducción. Como en cualquier transformador existe cierta resistencia y autoinductancia en los devanados primarios (del estator), la cuales deben ser representadas en el circuito equivalente de la máquina.

La resistencia del estator se llamará  $R_1$  y la reactancia de dispersión será llamada  $X_1$ . Estas dos componentes aparecen justo a la entrada en le modelo de la máquina.

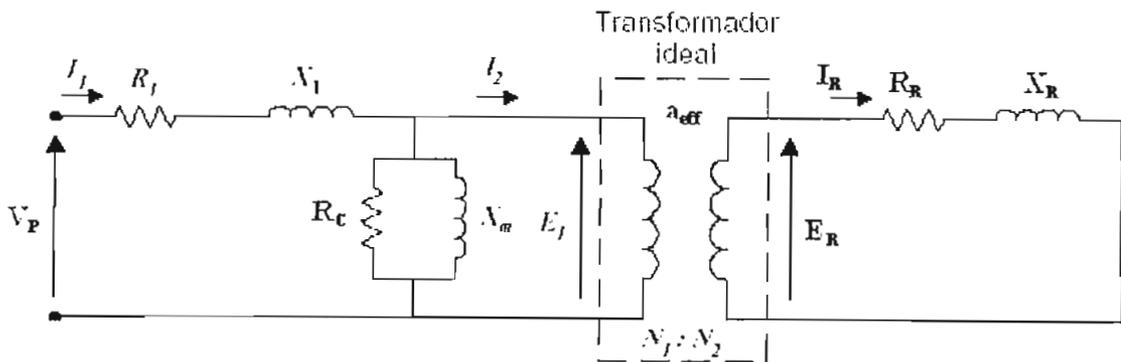


Figura 1.8: Modelo transformador de un motor de inducción.

Así mismo, como cualquier transformador con núcleo de hierro, el flujo en la máquina está relacionado con la integral del voltaje aplicado  $E_1$ . La curva de la fuerza magnetomotriz contra el flujo para esa máquina es comparada a la curva similar para un transformador de potencia, en la figura 1.9.

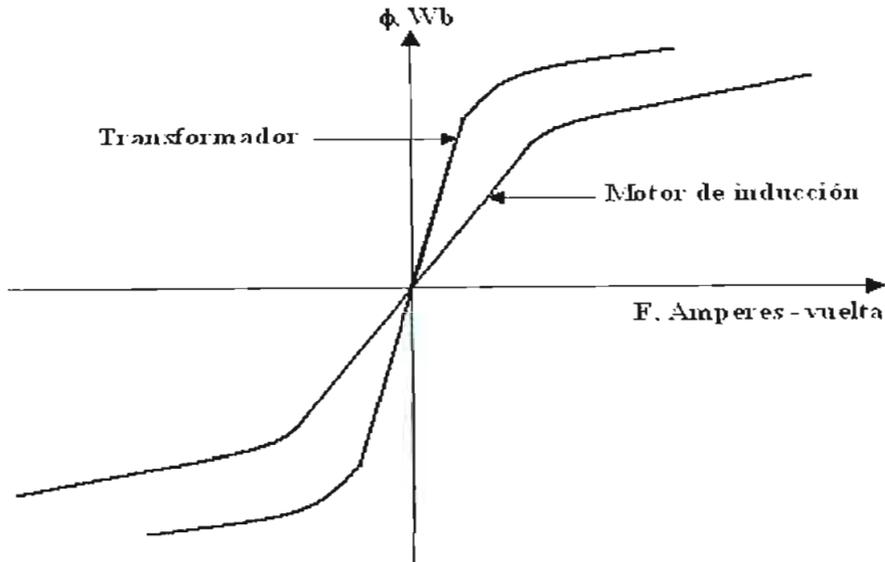


Figura 1.9: Curva de magnetización de un motor de inducción comparada con la de un transformador.

Nótese que la pendiente de la curva fuerza magnetomotriz – flujo del motor de inducción es mucho menos pronunciada que al curva de un buen transformador. Esto se debe a la existencia de un entrehierro en el motor de inducción, el cual aumenta grandemente la reactancia del camino del flujo y reduce, por tanto, el acoplamiento entre los devanados primario y secundario.

Una mayor reluctancia ocasionada por el entrehierro significa que se requiera más alta corriente de magnetización para obtener un nivel de flujo dado. Entonces, la reactancia de magnetización  $X_M$  en el circuito equivalente tendrá mucho menor valor que en un transformador normal.

El voltaje primario interno del estator  $E_1$  está acoplado al secundario  $E_R$  por un transformador ideal con relación efectiva de vueltas  $a_{\text{eff}}$ . La relación efectiva de vueltas  $a_{\text{eff}}$  es fácil de determinar en un motor de rotor devanado es básicamente la relación entre los conductores por fase del estator y los conductores por fase del rotor, modificada por las diferencias dadas por los factores de paso y de distribución.

En el caso de un motor de rotor de jaula de ardilla, es un tanto difícil ver con claridad  $a_{eff}$  debido a que no hay devanados distintos en este rotor. En todo caso, hay una relación efectiva de vueltas para el motor.

El voltaje  $E_R$  producido en el rotor ocasiona a su vez un flujo de corriente en el circuito rotor cortocircuitado (o secundario) de la máquina.

Las impedancias primarias y la corriente de magnetización del motor de inducción son muy similares a las componentes correspondientes en el circuito equivalente del transformador. Un circuito equivalente del motor de inducción difiere de un circuito equivalente del transformador en los efectos de variación de la frecuencia del rotor sobre el voltaje del rotor  $E_R$  y en las impedancias del rotor  $R_R$  y  $jX_R$ .

### 1.7.2 CIRCUITO MODELADO DEL ROTOR

En un motor de inducción, cuando se aplica voltaje a las bobinas del estator, se induce un voltaje en los devanados del rotor de la máquina. En general, cuanto mayor sea el movimiento relativo entre los campos magnéticos del rotor y del estator, mayor será el voltaje resultante en el rotor y la frecuencia del rotor.

El mayor movimiento relativo ocurre cuando el rotor se encuentra estacionario, condición llamada de rotor bloqueado, de modo que en esta condición se inducen el máximo voltaje y la máxima frecuencia del rotor. El mínimo voltaje (0 V) y la mínima frecuencia (0 Hz) ocurren cuando el motor se mueve con la misma velocidad que el campo magnético del estator, caso en que no hay movimiento relativo.

La magnitud y frecuencia del voltaje inducido en el rotor a cualquier velocidad entre estos extremos es directamente proporcional al deslizamiento del rotor. Entonces, si la magnitud del voltaje inducido para cualquier deslizamiento está dada por la ecuación:

$$E_R = sE_{R_0} \quad \text{Ecuación (1.13)}$$

Y la frecuencia del voltaje inducido para cualquier valor de deslizamiento estará dada por la Ecuación (1.9):

Este voltaje es inducido en un rotor que contiene tanto resistencia como reactancia.

La resistencia del rotor  $R_R$  es constante, independientemente del deslizamiento, mientras que la reactancia del rotor se afecta de manera más complicada por el deslizamiento.

La reactancia de un rotor de motor de inducción depende de la inductancia del rotor y de la frecuencia del voltaje y la corriente del rotor. Si la inductancia del rotor es  $L_R$ , la reactancia del rotor está dada por

$$X_R = \omega_r L_R = 2\pi f_r L_R \quad \text{Ecuación (1.14)}$$

$$X_R = 2\pi s f_e L_R \quad \text{Ecuación (1.15)}$$

$$X_R = s(2\pi f_e L_R) \quad \text{Ecuación (1.16)}$$

$$X_R = sX_{R_0} \quad \text{Ecuación (1.17)}$$

Donde  $X_{R_0}$  es la reactancia del rotor en estado bloqueado.

El circuito equivalente resultante del rotor se muestra en la figura 1.10. El flujo de corriente en el rotor se puede encontrar como:

$$I_R = \frac{E_R}{R_R + jX_R} = \frac{E_R}{R_R + jsX_{R_0}} = \frac{E_{R_0}}{R_R / s + jX_{R_0}} \quad \text{Ecuación (1.18)}$$

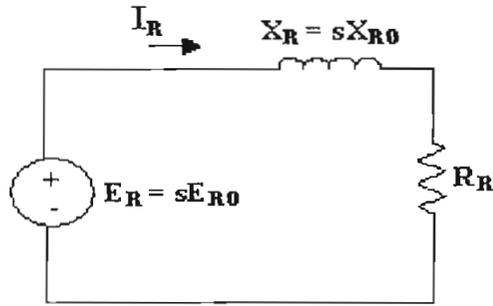


Figura 1.10: Circuito modelo del rotor.

En la ecuación 1.18 se nota que es posible tratar todos los efectos del rotor debidos a la variación de la velocidad rotórica como ocasionados por una impedancia variable alimentada con potencia desde una fuente de voltaje constante  $E_{R0}$ . La impedancia equivalente del rotor desde este punto de vista es:

$$Z_{R,eq} = \frac{R_R}{s} + jX_{R0} \quad \text{Ecuación (1.19)}$$

En la figura 1.11 se muestra el circuito equivalente tomando como referencia la ecuación (1.17).

El voltaje del rotor es constante  $E_{R0}$  y la impedancia del rotor  $Z_{R,eq}$  contiene todos los efectos de la variación del deslizamiento del rotor.

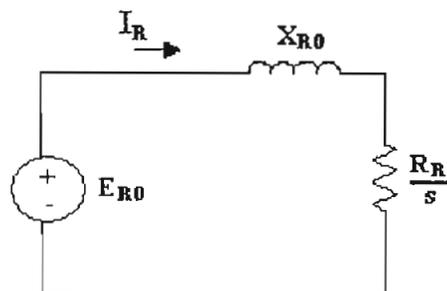


Figura 1.11: Circuito modelo del rotor con todos los efectos de frecuencia concentrados en  $R_R$ .

### 1.7.3 CIRCUITO EQUIVALENTE FINAL

Para producir el circuito equivalente por fase final de un motor de inducción, es necesario referir al lado del estator la parte del modelo correspondiente al rotor. El circuito modelo del rotor que será referido al lado del estator se muestra en la figura 1.11, el cual tiene todos los efectos de la variación de velocidad concentrados en el término de impedancia.

En un transformador normal los voltajes, las corrientes y las impedancias del lado secundario del aparato pueden ser referidos al lado primario mediante la relación de vueltas del transformador:

$$V_P = V'_S = aV_S \quad \text{Ecuación (1.20)}$$

$$I_P = I'_S = \frac{I_S}{a} \quad \text{Ecuación (1.21)}$$

$$Z'_S = a^2 Z_S \quad \text{Ecuación (1.22)}$$

Donde el superíndice prima se aplica a los valores de voltaje, corriente e impedancia referidos.

Se puede hacer la misma clase de transformación para el circuito del rotor del motor de inducción. Si la relación efectiva de vueltas de un motor de inducción es  $a_{\text{eff}}$  el voltaje transformado del rotor es:

$$E_1 = E'_R = a_{\text{eff}} E_{R_0} \quad \text{Ecuación (1.23)}$$

La corriente rotórica es:

$$I_2 = \frac{I_R}{a_{\text{eff}}} \quad \text{Ecuación (1.24)}$$

Y la impedancia rotórica es:

$$Z_2 = a_{\text{eff}}^2 \left( \frac{R_R}{s} + jX_{R_0} \right) \quad \text{Ecuación (1.25)}$$

Si definimos ahora:

$$R_2 = a_{\text{eff}}^2 R_R \quad \text{Ecuación (1.26)}$$

$$X_2 = a_{\text{eff}}^2 X_{R_0} \quad \text{Ecuación (1.27)}$$

El circuito equivalente final por fase del motor de inducción corresponde al de la figura 1.12.

La resistencia rotórica  $R_R$  y la reactancia del rotor en estado bloqueado  $X_{R_0}$  son muy difíciles o imposibles de determinar de manera directa en los rotores de jaula de ardilla; así mismo, también es difícil obtener la relación de vueltas efectiva  $a_{\text{eff}}$  en los rotores de jaula de ardilla. Sin embargo, es posible hacer mediciones que darán directamente los valores referidos de resistencia  $R_2$  y de reactancia  $X_2$  aunque  $R_R$ ,  $X_{R_0}$  y  $a_{\text{eff}}$  no se conozcan por separado.

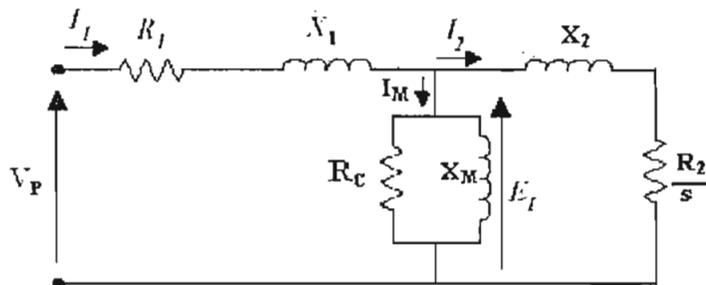


Figura 1.12: Circuito equivalente por fase en un motor de inducción.

## 1.8 MOTOR TRIFÁSICO DE INDUCCIÓN ALIMENTADO CON FUENTES NO SINUSOIDALES<sup>8</sup>

La aplicación de un voltaje simétrico de período constante pero no sinusoidal a los terminales del motor da como resultado corrientes trifásicas simétricas pero no sinusoidales. Estas corrientes se pueden descomponer en una componente fundamental más las componentes armónicas.

### 1.8.1 CIRCUITO EQUIVALENTE PARA VOLTAJES NO SINUSOIDALES

Para la operación motriz en estado estable las no linealidades físicas del motor, tales como saturación magnética y la variación de la resistencia e inductancia con la corriente pueden ser despreciadas.

Si el motor puede ser analizado propiamente como un sistema lineal, las fuentes de voltaje no sinusoidales pueden ser resueltas en series de Fourier y cada componente armónico aplicado separadamente a un circuito equivalente apropiado. El efecto total se lo puede obtener aplicando el principio de superposición.

Comparando con el circuito equivalente a la frecuencia fundamental, los siguientes criterios son aplicados al circuito equivalente del  $n$ -ésimo armónico:

1. Todas las reactancias tienen un valor  $n$  veces el valor de la reactancia a la frecuencia fundamental.
2. El deslizamiento de operación es el deslizamiento de armónico  $s_n$ .
3. Se debe tomar en cuenta el efecto "SKIN" (variación de la resistencia con la frecuencia) en el cálculo de las resistencias y las reactancias para armónicos de alta frecuencia.

---

<sup>8</sup> Referencia Bibliográfica 5

Para la velocidad sincrónica  $n_{\text{sinc}}$  a la frecuencia fundamental, una componente armónica de orden  $n$  da como resultado una velocidad sincrónica de orden  $n^* n_{\text{sinc}}$ .

Si la máquina esta rotando a una velocidad angular  $w$  el  $n$ -ésimo armónico del deslizamiento es:

$$s_n = \frac{n^* n_{\text{sinc}} \mp n_m}{n^* n_{\text{sinc}}} \quad \text{Ecuación (1.28)}$$

$$s_n = \frac{n \mp (1-s)}{n} \quad \text{Ecuación (1.29)}$$

El signo negativo significa la rotación del campo en sentido directo, el mismo que se obtiene con los armónicos de orden 1, 7, 13, etc., mientras que el signo positivo se refiere a la rotación del campo en sentido contrario obtenido con los armónicos de orden 5, 11, 17, etc.

La frecuencia del rotor en términos de las componentes armónicas del primario es:

$$f_{2n} = n^* s_n^* f \quad \text{Ecuación (1.30)}$$

Donde:  $n$  es el orden del armónico. Entonces:

$$f_{2n} = [n \mp (1-s)]^* f \quad \text{Ecuación (1.31)}$$

El circuito general equivalente para operación al  $n$ -ésimo armónico de frecuencia es el mostrado en la figura 1.13:

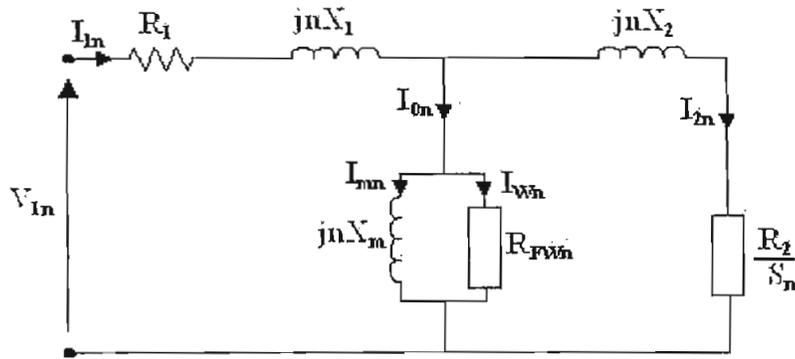


Figura 1.13: Circuito equivalente para el  $n$ -ésimo armónico de frecuencia.

Cuando el deslizamiento  $s$  es pequeño,  $s_n \approx 1$ , luego:

$$f_{2n} \approx n * f \quad \text{Ecuación (1.32)}$$

## 1.9 POTENCIA Y PAR EN LOS MOTORES DE INDUCCIÓN<sup>9</sup>

Debido a que los motores de inducción son máquinas de excitación única, sus relaciones de potencia y par difieren bastante de las relaciones en las máquinas sincrónicas.

### 1.9.1 PÉRDIDAS Y DIAGRAMA DE FLUJO DE POTENCIA

Un motor de inducción se puede describir básicamente como un transformador rotante. Su entrada es un sistema trifásico de voltajes y corrientes.

En un transformador normal, la salida es potencia eléctrica desde los devanados secundarios. Los devanados secundarios de un motor de inducción (el rotor) están cortocircuitados de tal forma que no existe salida eléctrica de los motores normales de inducción sino mecánica.

<sup>9</sup> Referencia Bibliográfica 2

La relación entre la potencia eléctrica de entrada y la potencia mecánica de salida de este motor se muestra en el diagrama de flujo de potencia de la figura 1.14.

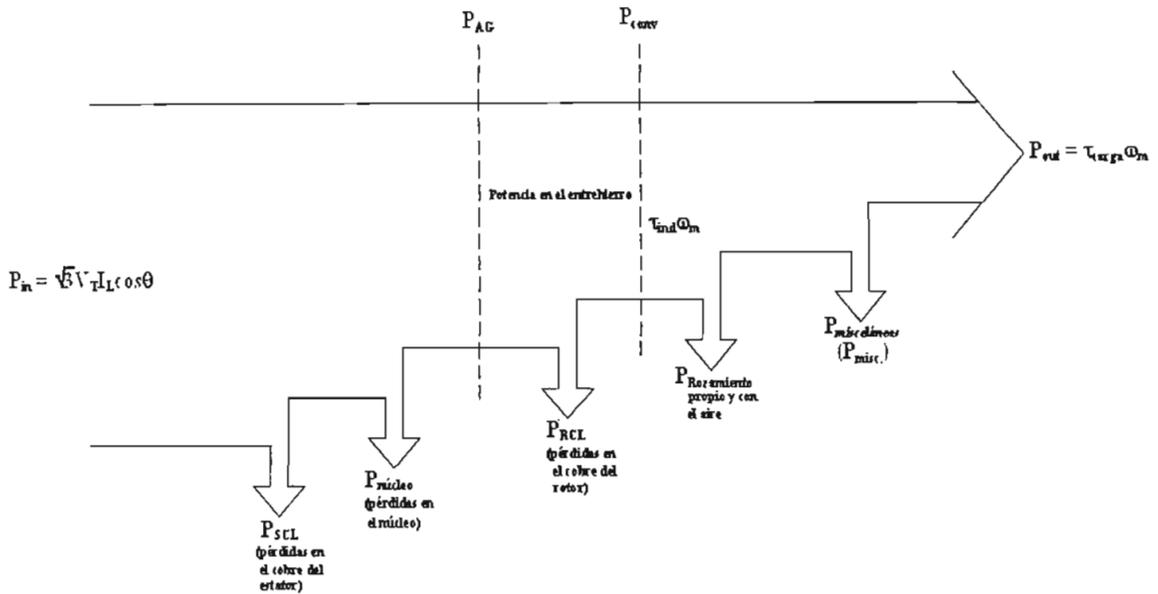


Figura 1.14: Flujo de potencia en un motor de inducción.

La potencia de entrada al motor de inducción  $P_{in}$  se presenta en forma de voltajes y corrientes eléctricas trifásicas.

Las primeras pérdidas encontradas en la máquina son  $I^2R$  en los devanados del estator (pérdidas en el cobre del estator  $P_{SCL}$ ). Luego, alguna cantidad de potencia se pierde por histéresis y por corrientes parásitas del estator ( $P_{nucleo}$ ). La potencia remanente en este punto se transfiere al rotor de la máquina a través del entrehierro situado entre el rotor y el estator. Esta potencia es llamada potencia en el entrehierro  $P_{AG}$  de la máquina.

Después que la potencia ha sido transferida al rotor, algo de ella se disipa como pérdidas  $I^2R$  (pérdidas en el cobre del rotor  $P_{RCL}$ ) y la restante se convierte de potencia eléctrica en mecánica ( $P_{conv}$ ). Por último, las pérdidas por rozamiento propio y por rozamiento con el aire ( $P_{F\&W}$ ) y las pérdidas misceláneas ( $P_{misc}$ ) se restan. La potencia restante es la de salida del motor ( $P_{out}$ ).

Las pérdidas en el núcleo no siempre aparecen en el diagrama de flujo de potencia en el punto mostrado en la figura 1.14. Debido a la naturaleza de las pérdidas en el núcleo, el lugar en el que sean tenidas en cuenta dentro de esta máquina es un tanto arbitrario.

Las pérdidas en el núcleo de un motor de inducción corresponden en parte al circuito del estator y en parte al circuito del rotor.

Puesto que un motor de inducción opera normalmente a una velocidad cercana a la velocidad sincrónica, el movimiento relativo de los campos magnéticos sobre la superficie del rotor es muy lento y las pérdidas en el núcleo del rotor son muy pequeñas comparadas con las pérdidas en el núcleo del estator.

Debido a que la fracción más grande de pérdidas en el núcleo proviene del circuito del estator, todas las pérdidas en el núcleo se agrupan en ese punto en el diagrama. Estas pérdidas se representan en el circuito equivalente del motor de inducción por una resistencia  $R_C$  (o la conductancia  $G_C$ ).

Si las pérdidas en el núcleo no están dadas por un número de (X vatios), en lugar de estar dadas como un elemento del circuito, se agrupan con frecuencia en conjunto con las pérdidas mecánicas y se restan en el punto del diagrama donde se localizan las pérdidas mecánicas.

Cuanto mayor sea la velocidad de un motor de inducción, mayor es su rozamiento propio y con el aire, así como mayores las pérdidas misceláneas.

Por otra parte, cuanto mayor sea la velocidad del motor (hasta  $n_{sinc}$ ), menores serán sus pérdidas en el núcleo. En consecuencia, a veces estas tres clases de pérdidas se agrupan y se denominan pérdidas rotacionales.

Con frecuencia las pérdidas rotacionales completas de un motor se consideran constantes frente a la velocidad variable debido a que las pérdidas compuestas cambian en dirección opuesta al cambio de velocidad.

### 1.9.2 POTENCIA Y PAR

En la figura 1.12 se muestra el circuito equivalente de un motor de inducción. Si se examina con minuciosidad este circuito, se puede utilizar para deducir las ecuaciones de potencia y par que gobiernan la operación del motor.

La corriente de entrada a la fase del motor se puede hallar dividiendo el voltaje de entrada entre la impedancia total equivalente:

$$I_1 = \frac{V_P}{Z_{eq}} \quad \text{Ecuación (1.33)}$$

Donde:

$$Z_{eq} = R_1 + jX_1 + \frac{1}{G_C - jB_M + \frac{1}{\frac{R_2}{s} + jX_2}} \quad \text{Ecuación (1.34)}$$

Pueden hallarse las pérdidas en el cobre del estator, las pérdidas en el núcleo y las pérdidas en el cobre del rotor.

Las pérdidas en el cobre del estator en las tres fases están dadas por:

$$P_{SCL} = 3I^2 R_1 \quad \text{Ecuación (1.35)}$$

Las pérdidas en el núcleo están dadas por:

$$P_{núcleo} = 3E_1^2 G_C \quad \text{Ecuación (1.36)}$$

De modo que la potencia en el entrehierro puede encontrarse como:

$$P_{AG} = P_{in} - P_{SCL} - P_{nucleo} \quad \text{Ecuación (1.37)}$$

El único elemento del circuito equivalente donde puede ser consumida la potencia en el entrehierro es la resistencia  $R_2/s$ .

Entonces, la potencia en el entrehierro también puede estar dada por:

$$P_{AG} = 3I_2^2 \frac{R_2}{s} \quad \text{Ecuación (1.38)}$$

Las pérdidas resistivas reales en el circuito rotor están dadas por la ecuación:

$$P_{RCL} = 3I_R^2 R_R \quad \text{Ecuación (1.39)}$$

Puesto que la potencia no se modifica cuando es referida a través de un transformador ideal, las pérdidas en el cobre del rotor pueden expresarse como:

$$P_{RCL} = 3I_2^2 R_2 \quad \text{Ecuación (1.40)}$$

Después que se han restado las pérdidas en el cobre del estator, las pérdidas en el núcleo y las pérdidas en el cobre del rotor de la potencia de entrada al motor, la potencia restante se convierte de potencia eléctrica en mecánica. Esta potencia convertida, que a veces se denomina potencia mecánica desarrollada, está dada por:

$$P_{conv} = P_{AG} - P_{RCL} \quad \text{Ecuación (1.41)}$$

$$P_{conv} = 3I_2^2 \frac{R_2}{s} - 3I_2^2 R_2 \quad \text{Ecuación (1.42)}$$

$$P_{conv} = 3I_2^2 R_2 \left( \frac{1}{s} - 1 \right) \quad \text{Ecuación (1.43)}$$

$$P_{conv} = 3I_2^2 R_2 \left( \frac{1-s}{s} \right) \quad \text{Ecuación (1.44)}$$

Nótese, de las ecuaciones 1.38 y 1.40 que las pérdidas en el cobre del rotor son iguales a la potencia en el entrehierro multiplicada por el deslizamiento:

$$P_{RCL} = sP_{AG} \quad \text{Ecuación (1.45)}$$

Entonces, cuanto menor sea el deslizamiento en el motor, menores serán las pérdidas en el rotor de la máquina.

Si el rotor no está girando, el deslizamiento  $s = 1$  y la potencia en el entrehierro es consumida del todo en el rotor. Esto es lógico puesto que el rotor no está girando, la potencia de salida debe ser cero.

De las ecuaciones 1.41 y 1.45 se origina también otra relación entre la potencia en el entrehierro y la potencia convertida en mecánica:

$$P_{conv} = (1-s)P_{AG} \quad \text{Ecuación (1.46)}$$

Si se conocen las pérdidas por rozamiento propio, con el aire y las pérdidas misceláneas se pueden hallar la potencia de salida como:

$$P_{out} = P_{conv} - P_{F\&W} - P_{misc} \quad \text{Ecuación (1.47)}$$

El par inducido  $\tau_{ind}$  en una máquina se define como el par generado por la conversión de potencia interna eléctrica en mecánica.

Este par difiere del par real disponible en los terminales del motor en una cantidad igual a los pares de rozamiento propio y rozamiento con el aire de la máquina. El par inducido está dado por la ecuación:

$$\tau_{ind} = \frac{P_{conv}}{\omega_m} \quad \text{Ecuación (1.48)}$$

En donde:

$\tau_{ind}$  = par inducido.

$P_{conv}$  = Potencia convertida en el entrehierro.

$\omega_m$  = Velocidad mecánica de rotación.

Este par también es llamado par desarrollado de la máquina.

El par inducido de un motor de inducción se puede expresar en forma diferente. La ecuación 1.8 expresa la velocidad real en términos de la velocidad sincrónica y el deslizamiento, mientras que la ecuación 1.46 expresa la potencia convertida en el entrehierro en términos de la potencia en el entrehierro y el deslizamiento. Sustituyendo estas dos ecuaciones en la ecuación 1.48, se obtiene:

$$\tau_{ind} = \frac{(1-s)P_{AG}}{(1-s)\omega_{sinc}} \quad \text{Ecuación (1.49)}$$

$$\tau_{ind} = \frac{P_{AG}}{\omega_{sin c}} \quad \text{Ecuación (1.50)}$$

La última ecuación es muy útil porque expresa el par inducido directamente en términos de la potencia en el entrehierro y de la velocidad sincrónica, que no varía.

### 1.9.3 SEPARACION DE LAS PÉRDIDAS EN EL COBRE DEL ROTOR Y LA POTENCIA CONVERTIDA, EN EL CIRCUITO EQUIVALENTE DEL MOTOR DE INDUCCION

En un motor de inducción una parte de la potencia que llega a través del entrehierro se consume como pérdidas en el cobre del rotor y otra parte se convierte en potencia mecánica para accionar el eje del motor.

Es posible separar los dos usos de la potencia en el entrehierro, e indicarlo por separado en el circuito equivalente del motor.

La ecuación 1.38 de una expresión de la potencia total en el entrehierro de un motor de inducción, mientras que la ecuación 1.40 da las pérdidas reales del rotor en el motor.

La potencia en el entrehierro es la potencia que podría ser consumida en una resistencia de valor  $R_2/s$ , mientras que las pérdidas en el cobre del rotor son la potencia que podría ser consumida en una resistencia de valor  $R_2$ . La diferencia entre ellas es la potencia convertida en el entrehierro  $P_{conv}$ , que debe ser la potencia consumida en una resistencia de valor:

$$R_{conv} = \frac{R_2}{s} - R_2 = R_2 \left( \frac{1}{s} - 1 \right) \quad \text{Ecuación (1.51)}$$

$$R_{conv} = R_2 \left( \frac{1-s}{s} \right) \quad \text{Ecuación (1.52)}$$

En la figura 1.15 se muestra el circuito por fase con las pérdidas en el cobre del rotor y la potencia eléctrica convertida en mecánica, separadas en distintos elementos.

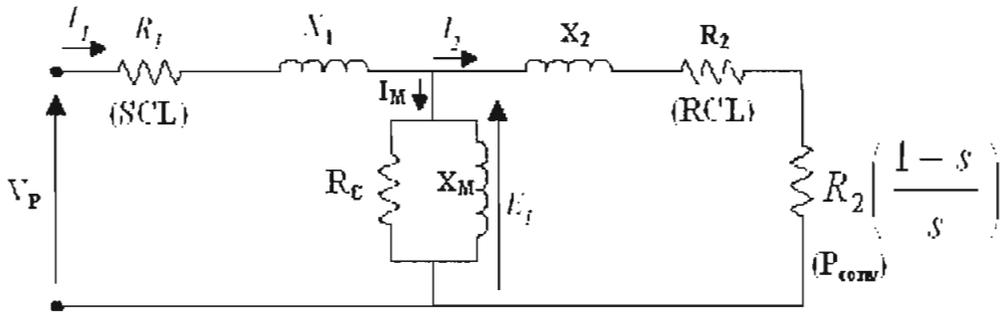


Figura 1.15: Circuito equivalente por fase con las pérdidas en el rotor y en el cobre separadas.

#### 1.9.4 DEDUCCION DE LA ECUACION DEL PAR INDUCIDO EN UN MOTOR DE INDUCCION

Si en el circuito equivalente por fase de un motor de inducción mostrado en la figura 1.12 se desprecia el efecto de la resistencia  $R_C$  se tiene el circuito mostrado en la figura 1.16:

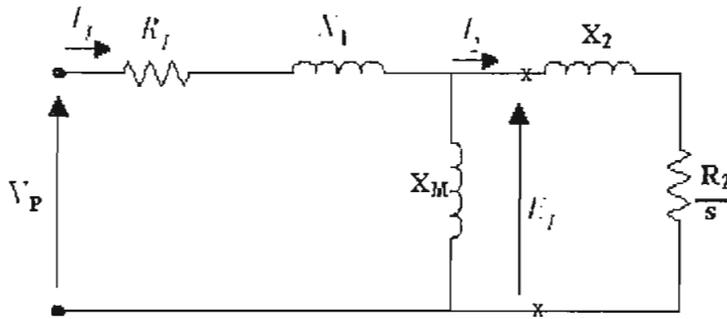


Figura 1.16: Circuito equivalente por fase de un motor de inducción despreciando  $R_C$ .

Aunque hay varias formas de resolver el circuito de la figura 1.16 para la corriente  $I_2$ , quizás sea más fácil determinar el equivalente Thévenin de la porción del circuito a la izquierda de las X de la figura.

El teorema de Thévenin establece que cualquier circuito lineal que pueda separarse del resto del sistema mediante dos terminales puede reemplazarse por una sola fuente de voltaje en serie con una impedancia equivalente.

Si se aplicara esto al circuito equivalente del motor de inducción, el circuito resultante sería una simple combinación de elementos en serie, como se muestra en la figura 1.17.

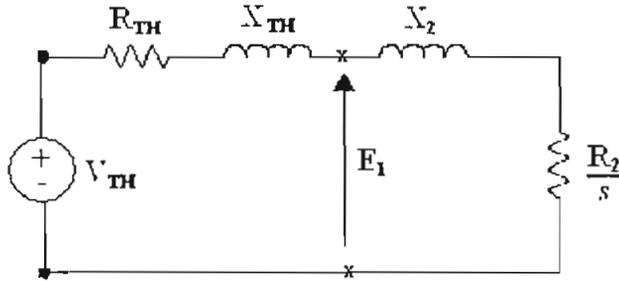


Figura 1.17: Circuito equivalente simplificado de un motor de inducción

Para calcular el equivalente Thévenin del lado de entrada del circuito equivalente del motor de inducción, primero se abren los terminales del circuito en las X y se halla el voltaje de circuito abierto resultante allí.

Luego, para encontrar la impedancia de Thévenin, se cortocircuita la fuente del voltaje de fase y se encuentra la  $Z_{eq}$  vista hacia adentro de los terminales.

La figura 1.18 muestra los terminales abiertos utilizados para encontrar el voltaje de Thévenin. Se tiene un divisor de voltaje:

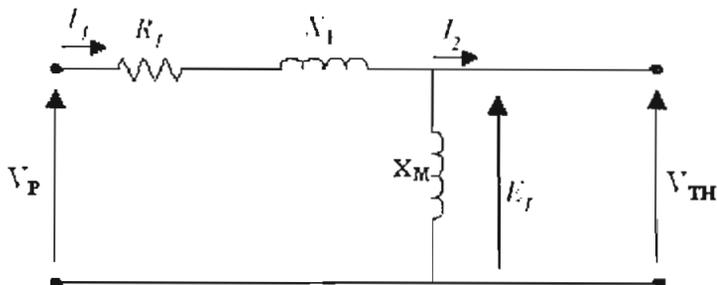


Figura 1.18: Voltaje equivalente de Thévenin a la entrada de un motor de inducción.

$$V_{TH} = V_P \frac{Z_M}{Z_M + Z_1} \quad \text{Ecuación (1.53)}$$

$$V_{TH} = V_P \frac{jX_M}{R_1 + jX_1 + jX_M} \quad \text{Ecuación (1.54)}$$

La magnitud del voltaje de Thévenin  $V_{TH}$  es:

$$V_{TH} = V_P \frac{X_M}{\sqrt{R_1^2 + (X_1 + X_M)^2}} \quad \text{Ecuación (1.55)}$$

Puesto que la reactancia de magnetización  $X_M \gg X_1$  y  $X_M \gg R_1$ , la magnitud del voltaje de Thévenin es aproximadamente:

$$V_{TH} = V_P \frac{X_M}{X_1 + X_M} \quad \text{Ecuación (1.56)}$$

En la figura 1.19 se muestra el circuito de entrada cuando el voltaje de la fuente de entrada está cortocircuitado. Las dos impedancias están en paralelo y la impedancia de Thévenin está dada por:

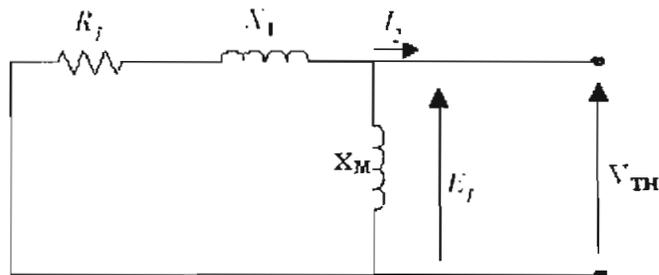


Figura 1.19: Impedancia equivalente de Thévenin en el circuito de entrada.

$$Z_{TH} = \frac{Z_1 Z_M}{Z_1 + Z_M} \quad \text{Ecuación (1.57)}$$

La impedancia se reduce a:

$$Z_{TH} = R_{TH} + jX_{TH} = \frac{jX_M(R_1 + jM_1)}{R_1 + j(X_1 + X_M)} \quad \text{Ecuación (1.58)}$$

Puesto que la reactancia de magnetización  $X_M \gg X_1$  y  $X_M \gg R_1$ , la resistencia y la reactancia de Thévenin están dadas aproximadamente por:

$$R_{TH} = R_1 \left( \frac{X_M}{X_1 + X_M} \right)^2 \quad \text{Ecuación (1.59)}$$

$$X_{TH} \approx X_1 \quad \text{Ecuación (1.60)}$$

El circuito equivalente resultante se muestra en la figura 1.17. En este circuito, la corriente  $I_2$  está dada por:

$$I_2 = \frac{V_{TH}}{Z_{TH} + Z_2} \quad \text{Ecuación (1.61)}$$

$$I_2 = \frac{V_{TH}}{R_{TH} + \frac{R_2}{s} + jX_{TH} + jX_2} \quad \text{Ecuación (1.62)}$$

La magnitud de esta corriente es:

$$I_2 = \frac{V_{TH}}{\sqrt{\left( R_{TH} + \frac{R_2}{s} \right)^2 + (X_{TH} + X_2)^2}} \quad \text{Ecuación (1.63)}$$

Tomando en cuenta la ecuación 1.38, y reemplazando la ecuación 1.63 en la misma, se tiene que la potencia del entrehierro está dada por:

$$P_{AG} = \frac{3V_{TH}^2 R_2}{s \left[ \left( R_{TH} + \frac{R_2}{s} \right)^2 + (X_{TH} + X_2)^2 \right]} \quad \text{Ecuación (1.64)}$$

Considerando la ecuación 1.50, y reemplazando la ecuación 1.64 en la misma, el par inducido al rotor está dada por:

$$\tau_{ind} = \frac{3V_{TH}^2 R_2}{s \omega_{\text{sync}} \left[ \left( R_{TH} + \frac{R_2}{s} \right)^2 + (X_{TH} + X_2)^2 \right]} \quad \text{Ecuación (1.65)}$$

La figura 1.20 muestra un dibujo del par del motor de inducción como función de la velocidad (y del deslizamiento); la figura 1.21 muestra el dibujo con las velocidades por encima y por debajo del rango normal en el motor.

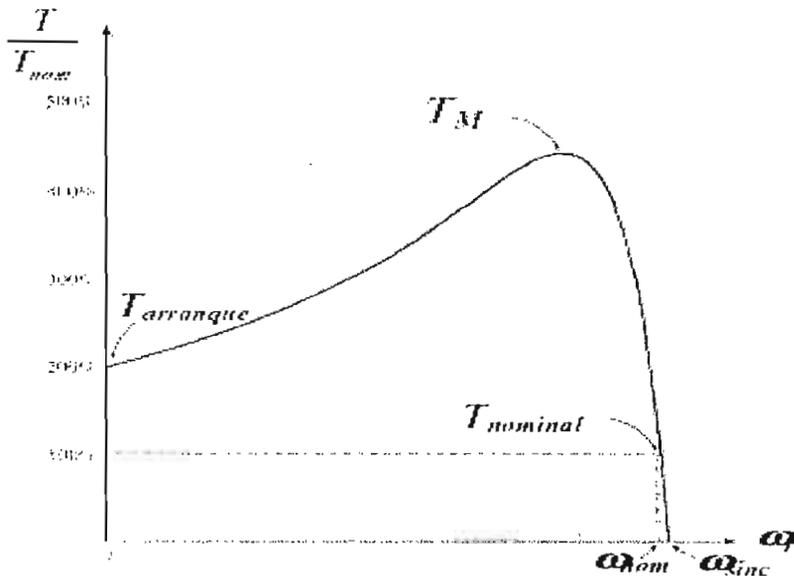


Figura 1.20: Curva par – velocidad para un motor típico de inducción.

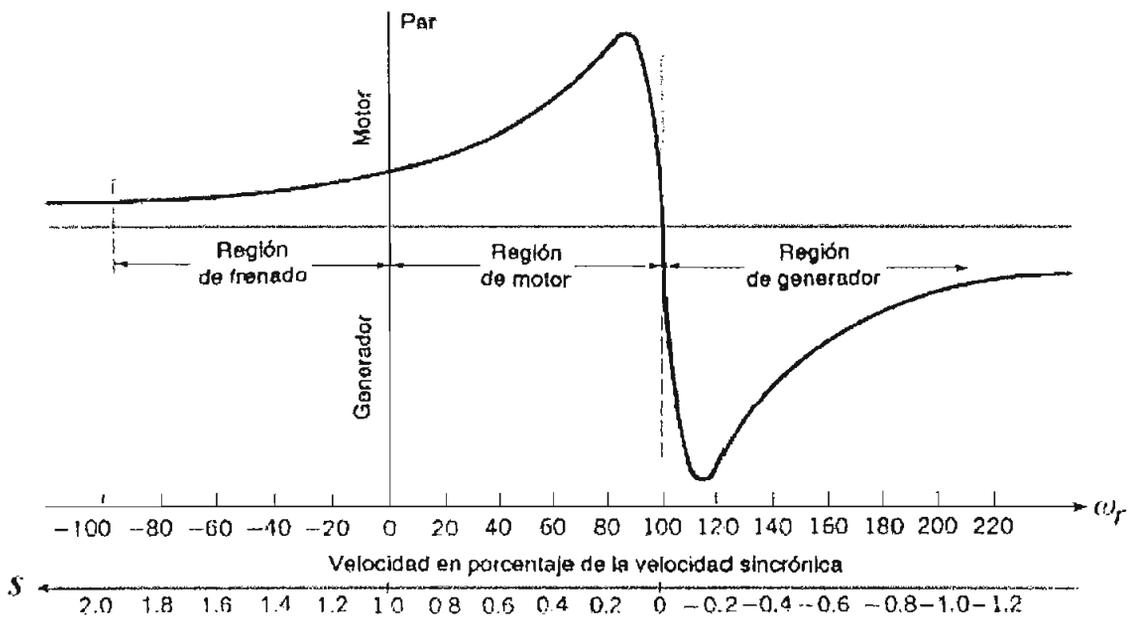


Figura 1.21: Curva par – velocidad para un motor típico de inducción que muestra los rangos extendidos de operación (región de frenado y región de operación).

#### 1.9.4.1 Comentarios sobre la curva par – velocidad del motor de inducción

La curva par – velocidad del motor de inducción provee de varios elementos de información importantes sobre la operación de los motores de inducción. Esta información se resume enseguida:

1. El par inducido de un motor es cero a la velocidad sincrónica.
2. La curva par – velocidad es aproximadamente lineal entre vacío y plena carga. En este rango, la resistencia del rotor es mucho mayor que su reactancia; por tanto la corriente rotórica, el campo magnético del rotor y el par inducido crecen linealmente cuando crece el deslizamiento.
3. Existe un par máximo posible que no puede ser excedido. Este par, llamado par máximo o par de desviación, equivale a dos o tres veces el par nominal de plena carga del motor.

4. El par de arranque del motor es un poco mayor que el par de plena carga, de modo que el motor arrancará portando cualquier carga que pueda alimentar a plena potencia.
5. Nótese el par inducido en el motor, para un deslizamiento dado, varía con el cuadrado del voltaje aplicado. Este hecho es de utilidad para el control de la velocidad de los motores de inducción.
6. Si la velocidad del rotor de un motor de inducción es mayor que la sincrónica, la dirección del par inducido en la máquina se invierte y la máquina opera como generador, convirtiendo potencia mecánica en potencia eléctrica.
7. Si el motor gira en sentido contrario a la dirección de los campos magnéticos, el par inducido en la máquina la detendrá muy rápidamente y tratará de girarla en la dirección opuesta. Puesto que invertir la dirección de rotación del campo magnético es sólo conmutar cualquiera de las dos fases del estator, este hecho puede ser utilizado para frenar con rapidez un motor de inducción.

### **1.9.5 PAR MAXIMO EN UN MOTOR DE INDUCCION**

Tomando en cuenta la ecuación 1.50 para el par inducido, el máximo par posible ocurre cuando la potencia en el entrehierro es máxima. Puesto que la potencia en el entrehierro es igual a la potencia consumida en la resistencia  $R_2/s$ , el par máximo inducido ocurrirá cuando la potencia consumida por esa resistencia es máxima.

Al observar el circuito equivalente mostrado en la figura 1.17, en una situación en la cual el ángulo de carga es fijo, el teorema de la máxima transferencia de potencia establece que la máxima transferencia de potencia a la resistencia de carga  $R_2/s$  ocurrirá cuando la magnitud de esta impedancia sea igual a la magnitud de la impedancia de la fuente. La impedancia equivalente de la fuente en el circuito es:

$$Z_{fuente} = R_{TH} + jX_{TH} + jX_2 \quad \text{Ecuación (1.66)}$$

Por tanto, la máxima transferencia de potencia ocurre cuando:

$$\frac{R_2}{s} = \sqrt{R_{TH}^2 + (X_{TH} + X_2)^2} \quad \text{Ecuación (1.67)}$$

Resolviendo la ecuación 1.67 para el deslizamiento, el deslizamiento para el par máximo está dado por:

$$s_{m\acute{a}x} = \frac{R_2}{\sqrt{R_{TH}^2 + (X_{TH} + X_2)^2}} \quad \text{Ecuación (1.68)}$$

La resistencia referida del motor  $R_2$  aparece únicamente en el numerador, de modo que el deslizamiento del rotor al par máximo es directamente proporcional a la resistencia del rotor. El valor del par máximo se puede encontrar insertando en la ecuación 1.65 la expresión para el deslizamiento a par máximo mostrado en la ecuación 1.68. la ecuación resultante para el par máximo es:

$$\tau_{ind} = \frac{3V_{TH}^2}{2\omega_{sinc} \left[ R_{TH} + \sqrt{R_{TH}^2 + (X_{TH} + X_2)^2} \right]} \quad \text{Ecuación (1.69)}$$

Este par es proporcional al cuadrado del voltaje de alimentación y está en relación inversa con el tamaño de las impedancias del estator y la reactancia del rotor. Cuanto menores sean las reactancias de una máquina, mayor es el par máximo que puede desarrollar.

Nótese que el deslizamiento al cual ocurre el par máximo es directamente proporcional a la resistencia del rotor (ecuación 1.68), pero el valor del par máximo es independiente del

valor de la resistencia del rotor (ecuación 1.69). La característica par – velocidad para un motor de inducción de rotor devanado se muestra en la figura 1.22.

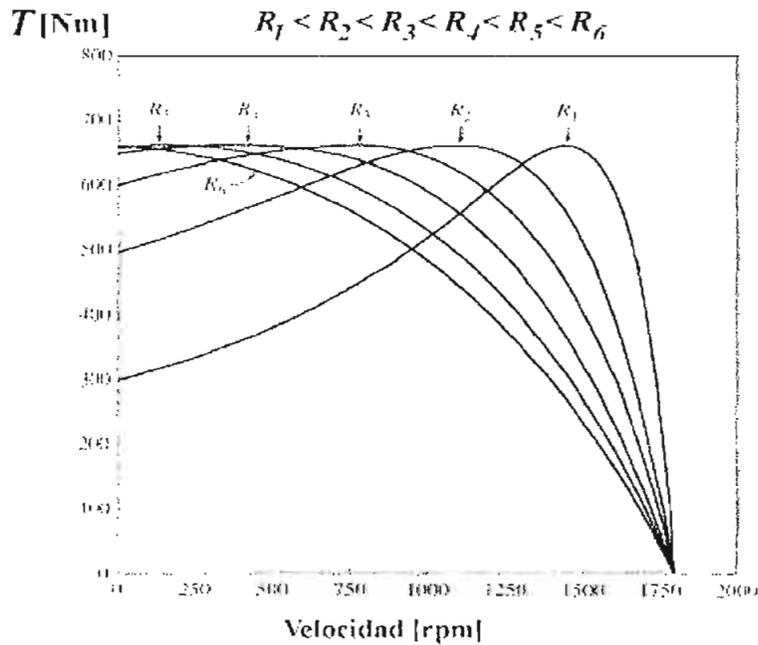


Figura 1.22: Efecto de la variación de la resistencia del rotor sobre la característica par – velocidad de un motor de inducción de rotor devanado.

Es posible introducir resistencia en el circuito de un rotor devanado debido a que los terminales de éste se sacan del estator a través de anillos rozantes. Nótese en la figura 1.22 que cuando aumenta la resistencia del rotor, decrece la velocidad correspondiente al par máximo, pero este permanece constante.

Es posible sacar ventaja de esta característica de los motores de inducción de rotor devanado para arrancar cargas muy pesadas. Si se inserta una resistencia en el circuito del rotor, se puede ajustar el par máximo para que ocurra en las condiciones de arranque. Entonces, el par máximo posible estaría disponible para arrancar cargas pesadas. Por otra parte, cuando la carga está en movimiento, se puede quitar la resistencia externa del circuito y el par máximo llegará cerca de la velocidad sincrónica de operación normal.

## 1.10 FACTOR DE POTENCIA<sup>10</sup>

Puesto que el motor es una carga balanceada y el voltaje aplicado es sinusoidal, el factor de potencia está dado por el coseno del ángulo de fase entre el voltaje y la corriente de la fuente  $\phi_1$  (por fase).

$$fp = \cos \phi_1 \quad \text{Ecuación (1.70)}$$

La variación del factor de potencia con el deslizamiento es indicado en la figura 1.23:

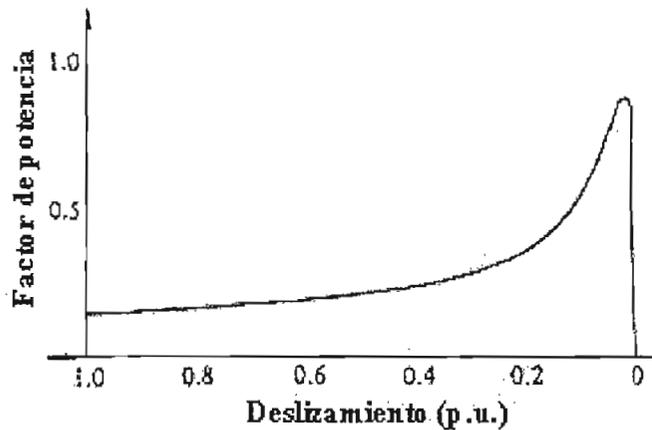


Figura 1.23: Variación del factor de potencia en función del deslizamiento.

El factor de potencia en el motor de inducción es usualmente bajo a bajas velocidades.

## 1.11 ARRANQUE DE MOTORES DE INDUCCION<sup>11</sup>

En muchos casos, los motores de inducción pueden ser puestos en marcha conectándolos simplemente a la red; a veces, sin embargo, hay buenas razones para no hacerlo así.

<sup>10</sup> Referencia Bibliográfica 5

<sup>11</sup> Referencia Bibliográfica 2

Por ejemplo, la corriente de arranque requerida puede causar una caída en el voltaje del sistema de potencia tal que haga inaceptable el arranque a través de la línea.

En motores de inducción de rotor devanado, el arranque puede llevarse a cabo con corrientes relativamente pequeñas, insertando resistencia extra en el circuito del rotor durante el arranque. Esta resistencia extra no sólo aumenta el par en el arranque sino que reduce su corriente.

En los motores de inducción jaula de ardilla, la corriente de arranque puede variar con gran amplitud dependiendo, en principio, de la potencia nominal del motor y de la resistencia efectiva del rotor en la condiciones de arranque.

Para estimar la corriente del rotor en condiciones de arranque, todos los motores de jaula de ardilla tienen ahora una letra código de arranque (no se debe confundir con la letra de clase de diseño) en su placa de características. La letra código limita la cantidad de corriente que el motor puede tomar en condiciones de arranque.

Estos límites se expresan en términos de la potencia aparente de arranque como función de su potencia nominal en caballos de fuerza. La tabla 1.1 contiene los kilovoltamperes de arranque por caballo de fuerza para cada letra código.

Para determinar la corriente de arranque de un motor de inducción, se lee el voltaje nominal, la potencia nominal y la letra código en su placa de características. Entonces la potencia aparente de arranque  $S_{start}$  para el motor será:

$$S_{start} = P_n * \text{Factor de letra código} \quad \text{Ecuación (1.71)}$$

En donde:

$S_{start}$  = Potencia aparente de arranque.

$P_n$  = Potencia nominal en caballos de fuerza.

La corriente de arranque se puede encontrar de la ecuación:

$$I_L = \frac{S_{start}}{\sqrt{3}V_T} \quad \text{Ecuación (1.72)}$$

$I_L$  = Corriente de línea.

$V_T$  = Voltaje línea – línea.

<b>Letra código nominal</b>	<b>Rotor bloqueado kVA/hp</b>
A	0 – 3.15
B	3.15 – 3.55
C	3.55 – 4.00
D	4.00 – 4.50
E	4.50 – 5.00
F	5.00 – 5.60
G	5.60 – 6.30
H	6.30 – 7.10
J	7.70 – 8.00
K	8.00 – 9.00
L	9.00 – 10.00
M	10.00 – 11.00
N	11.20 – 12.50
P	12.50 – 14.00
R	14.00 – 16.00
S	16.00 - 18.00
T	18.00 – 20.00
U	20.00 – 22.40
V	22.40 y superiores

Tabla 1.1

Si es necesario, se puede reducir la corriente de arranque de un motor de inducción mediante un circuito de arranque, sin embargo, al realizar esta operación también se reducirá el par de arranque del motor.

### 1.11.1 ARRANQUE DE UN MOTOR JAULA DE ARDILLA<sup>12</sup>

En la figura 1.24, la curva  $T_M$  muestra la curva par motor – velocidad para un motor jaula de ardilla típico y la curva  $T_L$  el par motor – velocidad de su carga. Una vez que se construye el motor jaula de ardilla, no pueden cambiarse sus parámetros, y su característica par – velocidad es fija. Durante el periodo de arranque el motor sigue en su totalidad la curva par motor - velocidad  $T_M$ , hasta que alcanza la velocidad a la que el par motor del motor es igual al par motor de la carga.

A una velocidad no más baja de la nominal el par motor de la carga  $T_L$  debería ser mayor que el par motor del motor  $T_M$ ; de otra manera será incapaz de alcanzar su velocidad nominal.

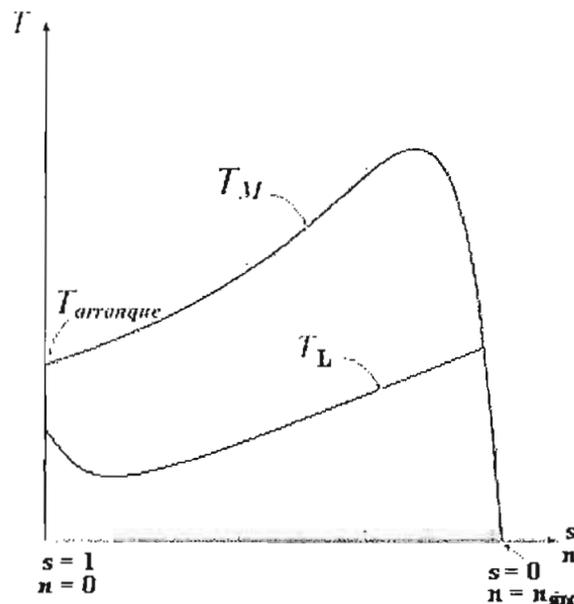


Figura 1.24: Características par motor – velocidad de un motor jaula de ardilla y su carga.

<sup>12</sup> Referencia Bibliográfica 1

Para un motor jaula de ardilla, la corriente de arranque es la misma que la corriente de cortocircuito. Cuando arranca el motor jaula de ardilla, este toma en principio su corriente de rotor frenado de la línea.

La variación de la corriente y el par motor durante el período de arranque depende únicamente de los parámetros del motor<sup>13</sup> y son independientes del par motor de oposición de la carga.

Cuando se conecta un motor de inducción con rotor jaula de ardilla a un sistema de distribución que alimenta también a cargas de lámparas incandescentes, es indeseable la elevada corriente de arranque del motor ya que ésta puede producir una caída de tensión considerable y de aquí una variación en la intensidad luminosa. Cuando la caída de tensión es grande, puede producirse la salida de otros motores. En muchos casos tales como ventiladores y bombas centrífugas, donde el par de arranque requerido es pequeño, puede reducirse la corriente de arranque del motor con lo cual decrece al par de arranque. Esto puede llevarse a cabo por los medios siguientes:

- a) Resistencia en serie.
- b) Reactancia en serie.
- c) Autotransformador.
- d) Conexión estrella – delta.
- e) Arranque con una sección del arrollamiento.

De la ecuación 1.65, se deduce que el par de un motor de inducción varía con el cuadrado de su tensión final. Una reducción de la tensión final del motor, para reducir la corriente de arranque se usa en los métodos indicados de a) a d).

Cuando se utiliza una resistencia o una reactancia en serie, la corriente de arranque que en este caso es igual a la corriente de línea, se reduce directamente con su tensión final mientras que el par motor de arranque se reduce con el cuadrado de la tensión final.

---

<sup>13</sup> En el Anexo 1 se hace referencia a la obtención de los parámetros de un motor de inducción mediante las pruebas de vacío y de rotor bloqueado.

Por ejemplo, con una resistencia o reactancia en serie que produce una caída de tensión de 30 %, la corriente de línea será el 70 % de su valor a tensión plena y el par del motor de arranque será el 49 % de su valor original.

Cuando se usa un autotransformador, como se indica en la figura 1.25, la corriente de línea y la corriente del motor no son iguales; la corriente de la línea es la corriente primaria del transformador mientras que la corriente del motor es la corriente secundaria; por lo tanto, la relación del motor debe ser la misma que la relación de la tensión del motor (tensión secundaria del transformador) a la tensión de la línea (tensión primaria del transformador), para que los kVA primarios y secundarios sean los mismos.

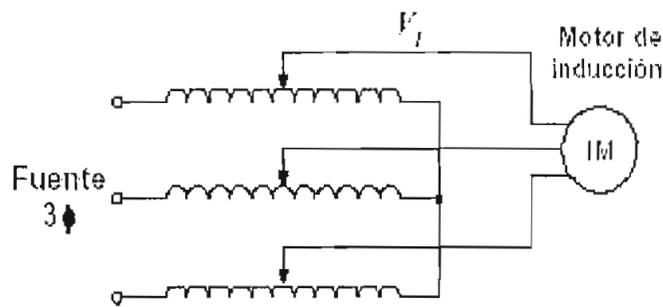


Figura 1.25: Arranque de un motor jaula de ardilla con la ayuda de un autotransformador.

El autotransformador reduce la corriente de línea con el cuadrado de la tensión final del motor mientras que la resistencia o reactancia reducen la corriente de línea, al mismo par de arranque, directamente con la tensión final. Para el mismo par de arranque el autotransformador produce una mayor reducción de la corriente de línea que la resistencia o reactancia pero es más costoso.

La aplicación de la conexión estrella – delta es como sigue: Normalmente, el motor funciona con el estator conectado en delta. En el arranque, se conecta el arrollamiento en estrella, como se muestra en la figura 1.26. Si el motor arranca con el estator conectado en estrella, la corriente de línea es  $1/3$  de la corriente de línea con el estator conectado en delta: esto se debe al hecho de que la tensión de fase en la conexión estrella es  $1/\sqrt{3}$  veces

la tensión de fase en la conexión en delta y la corriente de línea en la conexión estrella es también  $1/\sqrt{3}$  veces la corriente de línea en conexión delta.

También, se disminuye el par de arranque en  $1/3$  de su valor con el estator conectado en delta, ya que el cambio de delta a estrella disminuye la tensión de fase a  $1/\sqrt{3}$  de su valor original y el par es proporcional al cuadrado de la tensión de fase. La transformación delta – estrella se usa principalmente para arrancar motores pequeños.

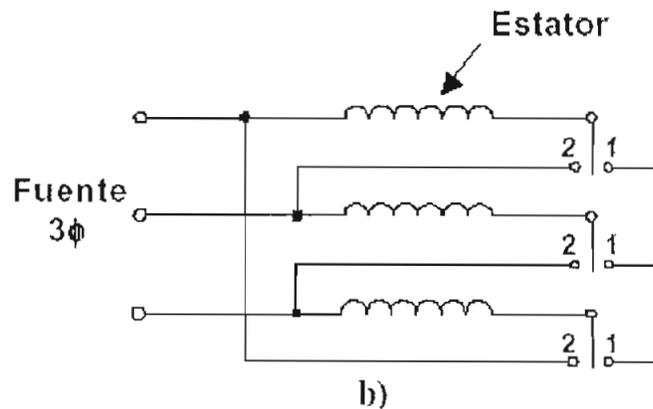


Figura 1.26: Arranque estrella – delta de un motor jaula de ardilla.

En el método de arranque con una sección del arrollamiento, el arrollamiento del estator debe consistir, para funcionamiento normal, de dos o más circuitos paralelos en cada fase. Para el arranque, se usa primero uno de los circuitos paralelos y después se conectan separadamente los otros circuitos sobre la línea. Usando uno de los circuitos paralelos se incrementa la impedancia del arrollamiento del estator y se reduce la corriente y par de arranque.

### 1.11.2 ARRANQUE DE UN MOTOR DE ROTOR DEVANADO<sup>14</sup>

En el motor de rotor devanado, la resistencia del circuito del rotor no es fija como en el caso del motor jaula de ardilla; ésta puede variarse entre un valor infinitamente grande (anillos rozantes abiertos) y la resistencia del arrollamiento del rotor  $r_2$  (anillos rozantes

<sup>14</sup> Referencia Bibliográfica 1

en cortocircuito).

En la sección 1.9.5 se mencionó que el deslizamiento al cual ocurre el par máximo es directamente proporcional a la resistencia del rotor y cada valor de resistencia en el rotor determina otra curva par - velocidad, pero el valor del par máximo es independiente del valor de la resistencia del rotor y en la figura 1.22 se muestra las características par - velocidad de un motor devanado para diversos valores de resistencia en el rotor. En la misma figura se puede notar que el valor de la resistencia del rotor influye en el par de arranque.

De lo expuesto se concluye que en el circuito del rotor de un motor de inducción se puede introducir una resistencia externa  $R_{ex}$  que se puede utilizar para arrancar un motor de rotor devanado. En la figura 1.27 se muestra un motor de inducción de rotor devanado con resistencias externas adicionales en el rotor. El valor dado de esta resistencia puede determinarse fácilmente.

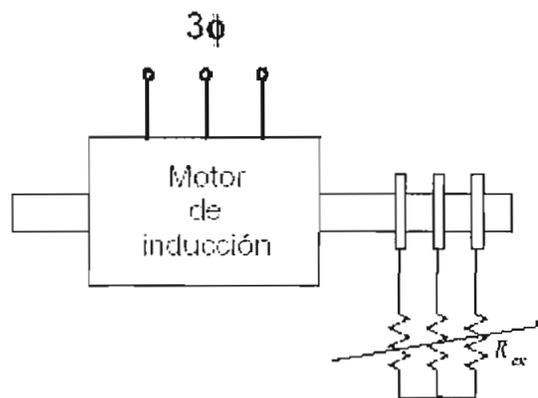


Figura 1.27: Motor de inducción de rotor devanado y resistencias adicionales en el rotor.

Como un ejemplo, se considerará el caso donde es deseable que el motor desarrolle el par nominal en reposo ( $s = 1$ ). Al par nominal es deseable que la  $R_{ex}$  sea cero para evitar una reducción en el rendimiento por las pérdidas en el cobre adicionales en la resistencia externa. Si el deslizamiento a par nominal es  $s_n$ , entonces a par nominal la relación:

$$\frac{R_2 + R_{ex}}{s} = \frac{R_2}{s_n} \quad \text{Ecuación (1.73)}$$

En reposo donde  $s = 1$ , se tiene:

$$\frac{R_2 + R_{ex}}{s} = \frac{R_2 + R_{ex}(s=1)}{1} \quad \text{Ecuación (1.74)}$$

Para que aparezca el par nominal en reposo, la ecuación 1.73 debe ser igual a la ecuación 1.74, obteniéndose una expresión para encontrar el valor de  $R_{ex}$ .

$$R_{ex}(s = 1) = R_2 \left( \frac{1 - s_n}{s_n} \right) \quad \text{Ecuación (1.75)}$$

Después del arranque, para un motor sin carga (en vacío), la corriente en el estator de un motor de inducción está entre el 30 % y el 50 % del valor de la corriente nominal

## 1.12 CONTROL DE VELOCIDAD EN MOTORES DE INDUCCIÓN<sup>15</sup>

El rango normal de operación de un motor de inducción típico (clases de diseño A, B, C<sup>16</sup>) está confinado a menos de 5 % de deslizamiento y la variación de velocidad en ese rango es más o menos de 5 % de deslizamiento y la variación de velocidad en ese rango es más o menos directamente proporcional a la carga sobre el eje del motor. Aun, si el deslizamiento fuera mayor, la eficiencia del motor sería muy pobre puesto que las pérdidas en el cobre del rotor son directamente proporcionales al deslizamiento del motor. Existen sólo dos técnicas para controlar la velocidad de un motor de inducción, una de las cuales consiste en variar la velocidad sincrónica puesto que la velocidad del rotor siempre permanece cerca de  $n_{sinc}$ . La otra técnica consiste en variar el deslizamiento del motor para una carga dada.

<sup>15</sup> Referencia Bibliográfica 1

<sup>16</sup> En el Anexo 2 se hace referencia a las clases de diseño de motores de inducción.

Al analizar la ecuación 1.1 se puede notar que las únicas formas en que se puede variar la velocidad sincrónica del motor son:

- 1) Cambiando la frecuencia eléctrica.
- 2) Cambiando el número de polos del motor.

El control del deslizamiento puede ser llevado a cabo bien sea variando la resistencia del rotor o variando el voltaje en los terminales del motor.

### **1.12.1 CONTROL DE VELOCIDAD DEL MOTOR DE INDUCCIÓN MEDIANTE EL CAMBIO DE POLOS**

Existen dos métodos importantes para cambiar el número de polos en un motor de inducción:

- 1) Método de polos consecuentes.
- 2) Devanados de estator múltiples.

El método de polos consecuentes para controlar la velocidad es bastante antiguo. Se basa en el hecho de que el número de polos en los devanados estáticos de un motor de inducción se puede cambiar con facilidad en relación 2:1 con sólo efectuar simples cambios en la conexión de las bobinas.

La figura 1.28 muestra un estator de un motor de inducción sencillo de dos polos adecuado para cambio de polos. Nótese que las bobinas individuales son de muy corto paso ( $60^\circ$  a  $90^\circ$ ). Las figuras 1.29 y 1.30 muestran la fase a de los devanados por separado para mayor claridad en detalle.

La figura 1.29 muestra el flujo de corriente en la fase a de los devanados del estator en un instante de tiempo durante la operación normal. Notar que el campo magnético sale del estator en el grupo de fase superior (formando un polo norte) y entra al estator en el grupo

de la fase inferior (formando un polo sur). Este devanado está produciendo dos polos magnéticos estáticos.

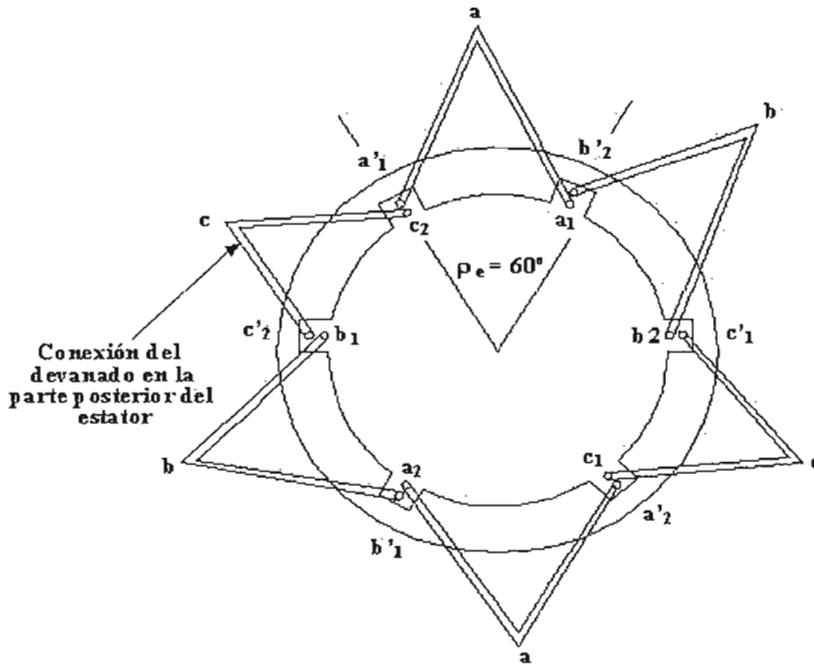


Figura 1.28: Devanado estático de dos polos para cambio de polos.

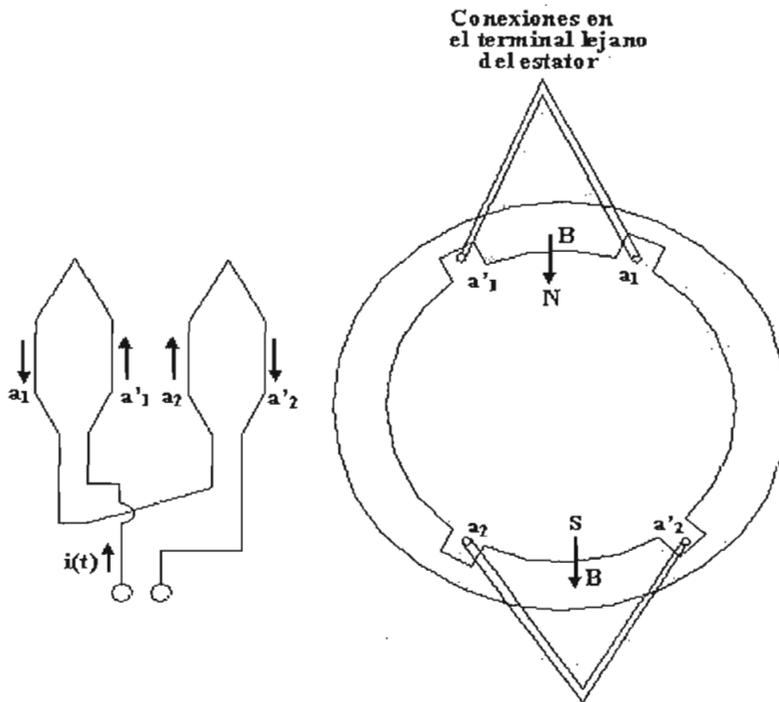


Figura 1.29: Vista en detalle de una fase de un devanado de polos cambiantes. Configuración de dos polos, una bobina es un polo norte y la otra, un polo sur.

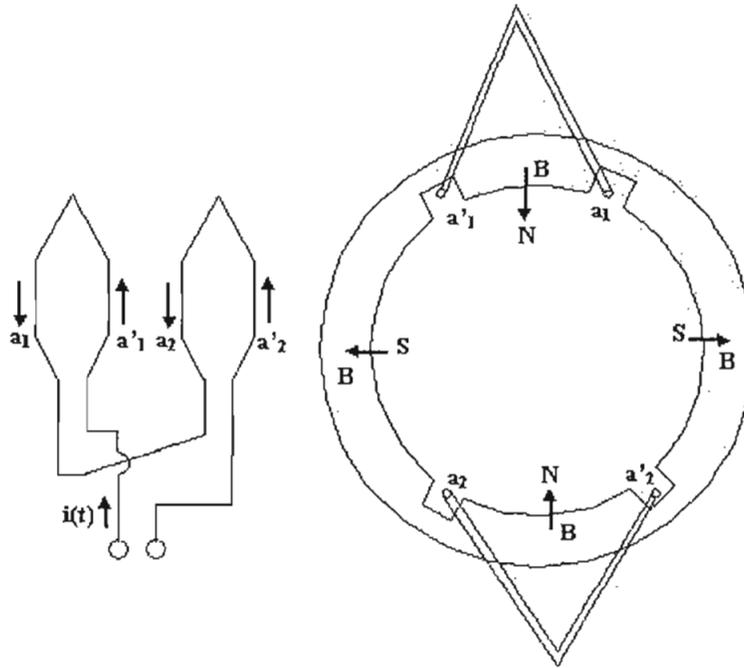


Figura 1.30: Vista en detalle de una fase de un devanado de polos cambiantes. Cuando la conexión en una de las bobinas se invierte, los dos son polos norte y el flujo magnético retorna al estator en puntos intermedios entre las bobinas. Los polos sur son llamados polos consecuentes, y el devanado es ahora de cuatro polos.

Suponiendo que se invierte la dirección del flujo de corriente en el grupo de fase inferior del estator (figura 1.30). Entonces, el campo magnético sale del estator tanto en el grupo de la fase inferior como en la fase superior (cada uno de ellos es un polo magnético).

El flujo magnético en esta máquina debe retornar al estator entre los dos grupos de fase produciendo un par de polos sur magnéticos consecuentes. Ahora el estator tiene cuatro polos magnéticos, el doble que antes.

En tal motor el rotor es de diseño de jaula de ardilla y, puesto que un rotor jaula de ardilla tiene siempre tantos polos inducidos en él como los que hay en el estator, se puede adaptar cuando cambia el número de polos en éste.

Cuando el motor de dos polos se reconecta para operar con cuatro polos, el par máximo resultante del motor de inducción puede ser igual al de antes (conexión par constante), la

mitad de su valor anterior o dos veces su valor previo, dependiendo de cómo se reordenen los devanados del estator. La figura 1.31 muestra las conexiones posibles del estator y su efecto en la curva par velocidad.

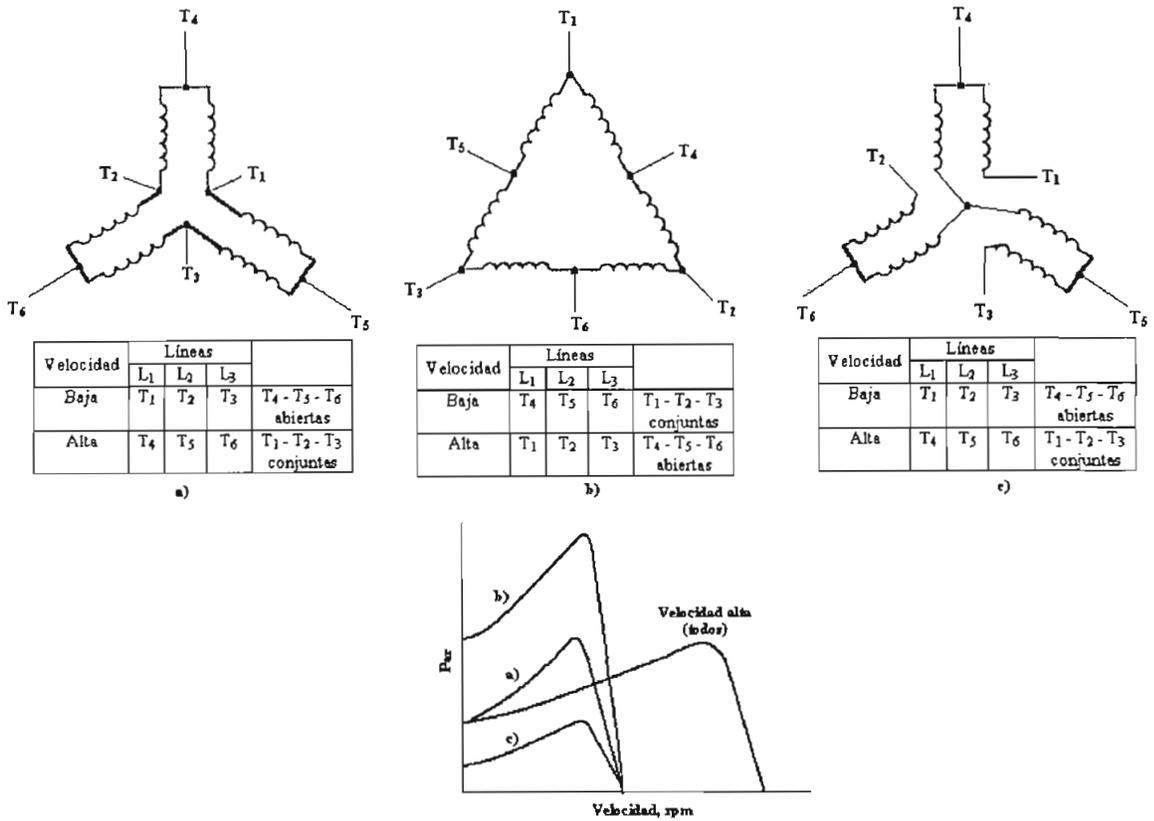


Figura 1.31: Conexiones posibles de las bobinas del estator en un motor de polos cambiantes, junto con las características resultantes par – velocidad.

La mayor desventaja del método de polos consecuentes para cambiar la velocidad es que las velocidades deben estar en relación 2:1. Para superar esta limitación, se emplearon estatores de devanados múltiples con diferente número de polos, de los cuales sólo se energizaba uno en cada oportunidad.

Por ejemplo el motor podría ser devanado con grupos de cuatro y seis polos de devanados estáticos y, en un sistema de 60 Hz, su velocidad sincrónica podría cambiarse de 1800 rpm a 1200 rpm suministrando potencia a otro grupo de devanados. Los devanados estáticos múltiples aumentan el costo del motor y por tanto se utilizan sólo cuando es necesario.

la velocidad del motor por encima o por debajo de la base. En la ecuación 1.76, un aumento o una disminución de la frecuencia afecta al denominador, y se obtienen las características par - velocidad mostradas en las figuras 1.32, 1.33 y 1.34.

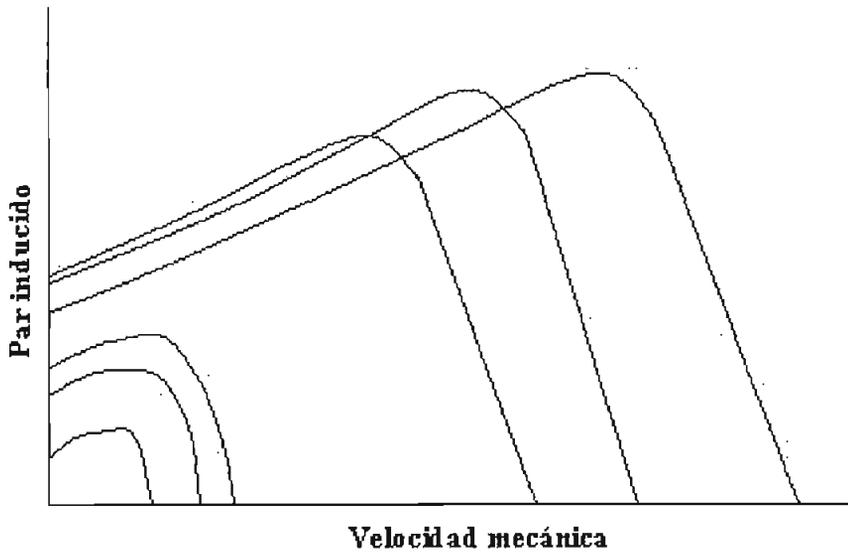


Figura 1.32: Familia de curvas características de par – velocidad por debajo de la velocidad base., suponiendo que el voltaje de línea disminuye linealmente con la frecuencia.

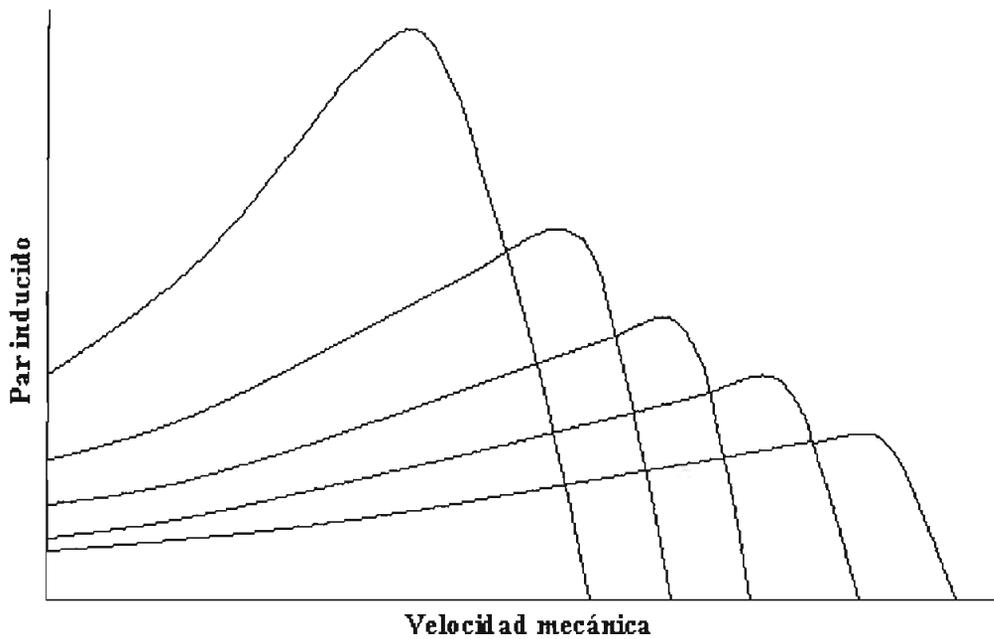


Figura 1.33: Familia de curvas características de par – velocidad para velocidades por encima de la velocidad base, suponiendo que se mantiene constante el voltaje de línea.

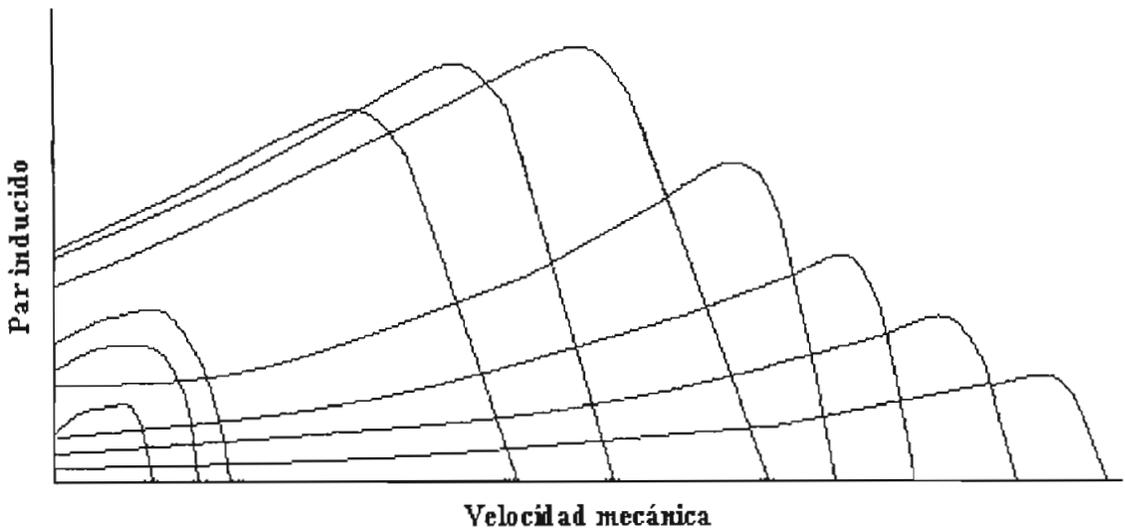


Figura 1.34: Curvas características par – velocidad para todas las frecuencias.

Un controlador de frecuencia variable para motor de inducción, puede ser muy flexible y puede controlar la velocidad de un motor de inducción sobre un rango de velocidad que va desde el tan pequeño de 5 % de la velocidad base hasta cerca del doble de ésta. Es importante mantener ciertos límites de voltaje y par sobre el motor cuando varía la frecuencia para asegurar una operación confiable.

Cuando se opera a velocidades inferiores a la velocidad base del motor, es necesario reducir el voltaje aplicado a los terminales del estator para obtener una operación adecuada. El voltaje aplicado a los terminales del estator deberá disminuir linealmente con la disminución de la frecuencia en él. Este proceso se llama degradación (derating). Si esto no se hace, se saturará el acero del núcleo del motor de inducción y fluirán corrientes de magnetización excesivas en la máquina.

Los motores de inducción están diseñados para operar cerca del punto de saturación de sus curvas de magnetización; por lo tanto, el aumento en el flujo debido a la disminución de frecuencia causará un flujo excesivo de corriente de magnetización en el motor.

Para evitar corrientes de magnetización excesivas, es costumbre disminuir el voltaje aplicado al estator en proporción directa a la disminución de la frecuencia siempre que la frecuencia esté por debajo de la nominal del motor.

Cuando el voltaje aplicado a un motor de inducción varía linealmente con la frecuencia por debajo de la velocidad base, el flujo en el motor permanece aproximadamente constante. Entonces, el máximo par que puede suministrar el motor permanece alto. Sin embargo, la potencia máxima nominal del motor debe ser disminuida linealmente con la reducción de frecuencia para evitar el sobrecalentamiento del circuito del estator. La potencia suministrada al motor de inducción trifásico está dado por:

$$P = \sqrt{3}V_L I_L \cos\theta \quad \text{Ecuación (1.76)}$$

Donde:

$P$  = Potencia suministrada.

$V_L$  = Voltaje de alimentación.

$I_L$  = Corriente de línea.

Si se disminuye el voltaje  $V_L$ , la potencia máxima  $P$  también debe ser disminuida a la corriente que fluye en el motor llegará a ser excesiva y el motor se sobrecalentará.

La figura 1.32 muestra una familia de curvas características par – velocidad del motor de inducción para velocidades menores que la velocidad base suponiendo que la magnitud del voltaje del estator varía linealmente con la frecuencia.

Cuando la frecuencia eléctrica aplicada al estator excede la frecuencia nominal del motor, el voltaje del estator es mantenido constante en el valor nominal. Aunque consideraciones de saturación permitirían elevar al voltaje nominal para proteger el aislamiento del devanado del motor. Cuanto mayor sea la frecuencia eléctrica sobre la velocidad base, disminuyen el flujo resultante en la máquina y el par máximo. La figura 1.33 muestra una

familia de curvas características de par – velocidad del motor de inducción a velocidades por encima de la nominal, si el voltaje del estator se mantiene constante.

Si el voltaje del estator varía linealmente con la frecuencia por debajo de la velocidad base y su valor nominal se mantiene constante a velocidades por encima de la velocidad base, la familia resultante de características par – velocidad se muestra en la figura 1.34. La velocidad nominal del motor que aparece en las figuras 1.32, 1.33 y 1.34 es 1800 rpm.

En el pasado, la principal desventaja del control de frecuencia eléctrica como método de cambio de velocidad era que se requería un generador o un cambiador mecánico de frecuencia exclusivos para hacerlo operativo. Este problema desapareció con el desarrollo de los modernos controladores de frecuencia variable y estado sólido, para motor de inducción.

### **1.12.3 CONTROL DE VELOCIDAD MEDIANTE CAMBIO DEL VOLTAJE DE LINEA**

De la ecuación 1.76, se nota que el par desarrollado por un motor de inducción es proporcional al cuadrado del voltaje aplicado, manteniendo constantes el resto de parámetros dentro de la ecuación.

Una reducción de voltaje producirá una reducción cuadrática del torque, desminuyendo la velocidad. Un aumento de voltaje producirá un incremento cuadrático del torque; el límite ante un aumento de voltaje esta dado por la corriente máxima que pueden soportar los conductores y por la calidad del aislamiento para soportar el incremento de temperatura.

Si una carga tiene una característica par – velocidad como la mostrada en la figura 1.34, la velocidad del motor puede ser controlada en un rango limitado, variando el voltaje de la línea. Este método se utiliza a veces para manejar pequeños motores de ventilación.

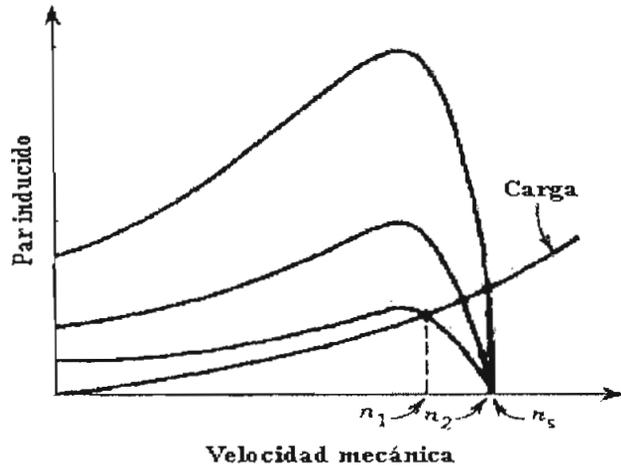


Figura 1.34: Control de velocidad de un motor de inducción por variación del voltaje de línea.

## CAPÍTULO 2

### ACCIONAMIENTOS DE VELOCIDAD VARIABLE

#### 2.1 INTRODUCCION

Un accionamiento de velocidad variable (VSD, de las siglas en inglés: Variable Speed Drive) está constituido por un motor y algún tipo de controlador. Los primeros accionamientos eléctricos consistían en combinaciones de motores de CA y CC que eran utilizados como controladores rotatorios. A su vez, los primeros controladores eléctricos empleaban rectificadores con tiristores como los SCR, para controlar la tensión y por consiguiente, la velocidad de los motores de CC. Esta clase de VSD de CC tiene todavía un extenso uso y ofrece una capacidad de control bastante sofisticada. Sin embargo, el motor de CC es caro, de gran tamaño y sus escobillas requieren de mantenimiento periódico.

El motor de inducción de CA, por el contrario, es sencillo, de bajo costo y tiene un extenso uso a nivel mundial. Pero para poder controlar la velocidad de un motor de inducción de CA, se requiere de un controlador más complejo que usualmente se denomina Convertidor de Frecuencia o Variador de Frecuencia (VFD, por sus siglas en inglés: Variable Frequency Drives).

#### 2.2 PRINCIPIO DE ACCIONAMIENTOS DE VELOCIDAD VARIABLE<sup>17</sup>

Los componentes básicos de los accionamientos eléctricos de velocidad variable se indicados en la figura 2.1.

---

<sup>17</sup> Referencia bibliográfica 5.

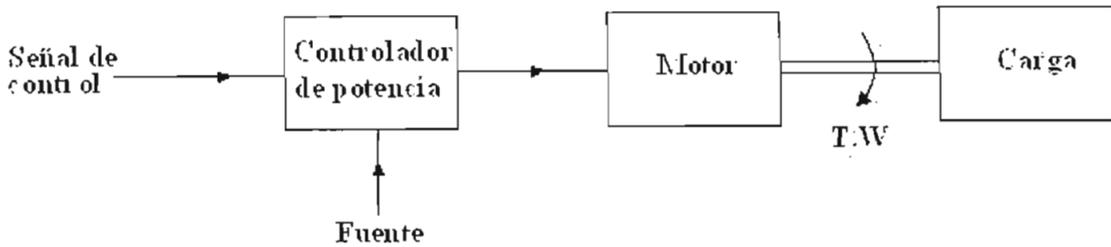


Figura 2.1: Componentes de un accionamiento de velocidad variable.

El motor o actuador entrega torque a la carga y controla su velocidad, y el controlador de potencia entrega la potencia necesaria al motor. La potencia de salida desarrollada por un motor eléctrico es matemáticamente igual al producto del torque al eje y la velocidad rotacional del eje. El valor del torque desarrollado usualmente varía automáticamente para satisfacer la demanda del torque de carga más cualquier torque asociado con la fricción y ventilación.

El incremento de la potencia al eje debido al incremento del torque de carga es usualmente abastecido por el movimiento automático de la corriente demandada por el motor. Sin embargo, cualquier cambio significativo en la velocidad del motor es obtenido de una manera controlada haciendo algún ajuste en el motor o en la fuente de alimentación.

La variable básica a ser controlada en un motor eléctrico es su velocidad al eje, esto contrasta con el generador eléctrico donde la variable básica a ser controlada es el voltaje generado a los terminales de la máquina.

### 2.3 PRINCIPALES FACTORES QUE SE CONSIDERAN EN LA SELECCIÓN DE UN ACCIONAMIENTO DE VELOCIDAD VARIABLE<sup>18</sup>

No existe una lista apropiada de los principales requerimientos de un accionamiento. La lista es diversa debido a que existe un amplio rango de aplicaciones de los accionamientos.

<sup>18</sup> Referencia bibliográfica 5.

La siguiente lista de factores a ser considerados en la selección de un accionamiento de velocidad variable cubre la mayoría de los requerimientos. Estos factores pueden ser aplicados a accionamientos mecánicos e hidráulicos, así como también a accionamientos eléctricos.

- Costo de los equipos.
- Rango de velocidad.
- Eficiencia.
- Regulación de velocidad.
- Controlabilidad.
- Requerimientos de frenado.
- Confiabilidad.
- Relación potencia-peso.
- Factor de potencia.
- Factor de carga y relación de trabajo.
- Disponibilidad de voltaje.
- Efectos de la variación del voltaje.
- Caídas de tensión en la alimentación (carga de la fuente).
- Medio ambiente.
- Costos de funcionamiento.

### **2.3.1 COSTO DE LOS EQUIPOS**

Anteriormente, el costo de capital variaba bruscamente con el rango del accionamiento y era mayormente debido al costo del motor de accionamiento y a su control de engranajes.

En muchos sistemas de motor controlados por tiristores o transistores, especialmente accionamientos del motor de inducción, el costo de los tiristores o transistores, asociados con los circuitos de control y protecciones es más grande que el costo del motor.

En un motor de inducción jaula de ardilla, su costo esta cerca de  $1/3$  a  $1/2$  el costo de un motor de CC del mismo rango de potencia, pero los semiconductores de potencia y el equipo asociado es más caro para los sistemas de motor de inducción. El rango de velocidad y la relación potencia - peso afectan el rango del accionamiento y de ahí el costo.

Con frecuencia la selección de un accionamiento resulta poco complicada debido a que el motor ya se encuentra instalado y el requerimiento del rango de velocidad no es excesivo. Sin embargo, cuando se selecciona un sistema de accionamiento en base a fundamentos la consideración cuidadosa de los mismos puede evitar problemas durante su instalación y operación, y también producir ahorros significativos en el costo.

### **2.3.2 RANGO DE VELOCIDAD**

Un accionamiento con un amplio rango de velocidad es más difícil de efectuar que uno con rangos restringidos de velocidad. Esto implica consideraciones en la eficiencia del motor, factor de potencia y regulación de velocidad.

Accionamientos de velocidad variable de un amplio rango de velocidad, requieren tiristores o transistores de altos rangos para que soporten las altas corrientes asociadas con la operación a baja velocidad.

Parada y operación a baja velocidad del accionamiento de velocidad variable presenta problemas adicionales en el control y protecciones, y puede reducir severamente el radio potencia - peso del accionamiento.

El costo de capital varía con el rango requerido de velocidad. En algunas aplicaciones un rango discreto de velocidades de operación puede ser más aceptable que un rango continuo de velocidad variable y es más probable a ser mucho más económico. Si se necesitan

solamente dos o tres velocidades diferentes, esto afectará profundamente en el momento de escoger el accionamiento, el motor de accionamiento y también los aparatos de control.

### **2.3.3 EFICIENCIA**

La eficiencia de un accionamiento es la relación entre la potencia de salida y la potencia de entrada. Una baja eficiencia tiene dos serias desventajas:

- La energía desgastada tiene que ser pagada al mismo costo de la energía útil.
- La energía desgastada puede causar excesivo calentamiento de los componentes del accionamiento, especialmente el motor.

Una limitación en el uso de un motor eléctrico es la elevación de la temperatura. Una temperatura excesiva necesita la instalación de enfriamientos forzados bastante caros o más aún, sobredimensionamiento del motor de accionamiento para evitar sobrecalentamiento de los bobinados y por tanto destruir el aislamiento. Un trabajo continuo en altas temperaturas de trabajo puede causar deformación de las partes metálicas.

La eficiencia de los motores eléctricos a la velocidad nominal es alrededor del 60% para máquinas pequeñas (algunos HP) e incrementa al 90% para accionamientos de los cientos de HP. La operación de un motor a valores bajo su velocidad nominal es usualmente ineficiente y una operación continua a baja velocidad, a menudo causa problemas con el incremento de la temperatura. Para pequeños motores (menores a 1 HP) la baja eficiencia es acompañada por una baja relación potencia - peso.

### **2.3.4 REGULACIÓN DE VELOCIDAD**

La reducción de velocidad es la reducción fraccional de la velocidad debido a la aplicación del torque de carga. En muchos accionamientos un 5% de regulación de velocidad es aceptable y más aún deseable. Una regulación de velocidad igual a cero puede ser lograda por medio de un motor sincrónico controlado por frecuencia o por el uso de un

motor de inducción en un sistema de control en lazo cerrado con realimentación negativa de la velocidad.

### **2.3.5 CONTROLABILIDAD**

Un accionamiento de velocidad variable debe tener un aceptable funcionamiento tomando en cuenta la operación en estado estable y estado transitorio. La operación en estado estable está relacionada con la precisión del control es decir cuan cerrada la velocidad al eje del motor de accionamiento siguen las lentas excursiones de las señales de control del accionamiento. En sistemas de control la precisión de operación en estado estable es llamada funcionamiento "servo" del accionamiento para operación en lazo abierto o lazo cerrado.

Una importante consideración en la selección del accionamiento es la facilidad, esto es, con que accionamiento el lazo del servo puede ser cerrado puesto que muchas aplicaciones requieren velocidad constante o regulación de velocidad bastante baja.

Una adicional consideración es la velocidad de respuesta del sistema a cambios rápidos de la señal de control o la carga. Los parámetros físicos del motor y sistema de accionamiento son significantes en determinar la respuesta transitoria.

Un importante parámetro que afecta la respuesta transitoria del motor es por ejemplo la relación torque - inercia, considerando la respuesta transitoria de un motor eléctrico controlado con tiristores o transistores, es importante notar que la velocidad de respuesta de los tiristores y transistores de potencia y sus circuitos de disparo es virtualmente instantánea. Esta falta de retardo en la respuesta es una ventaja en la mayoría de aplicaciones de control y lleva a una mejor operación de estado estable.

### **2.3.6 REQUERIMIENTOS DE FRENADO**

En un accionamiento eléctrico algunas veces es aceptable solamente desconectar la fuente de energía para frenar el sistema, permitiendo que el accionamiento se deslice hasta que

la energía rotacional almacenada se desgaste en vencer la fricción y en las pérdidas eléctricas.

Sin embargo, hay muchas aplicaciones en las cuales una rápida desaceleración es requerida y algunas formas de frenado eléctrico deberían ser utilizadas. Si la energía rotacional almacenada puede ser retornada a la fuente por medio de apropiadas conexiones eléctricas, este modo de operación es conocido como freno regenerativo. En este modo de operación la máquina temporalmente está actuando como generador, convirtiendo su energía mecánica almacenada en energía eléctrica.

Una forma común del frenado eléctrico es conocida como frenado dinámico en el cual el motor de accionamiento temporalmente produce torque de desaceleración por la acción generador.

Sin embargo en este tipo de frenado la energía eléctrica convertida desde la energía mecánica almacenada no es retornada a la fuente pero es disipada como calor en resistencias externas de frenado o en algunos casos en la máquina de accionamiento.

El frenado dinámico algunas veces necesita control de engranajes y algunas veces fuente DC o fuente AC de baja frecuencia. Los frenados dinámicos y regenerativos son factibles para motores controlados por tiristores, pero en general los circuitos del frenado externo deben ser separados de los circuitos de funcionamiento como motor. Esto envuelve un hardware adicional más protección y enclavamientos entre la motorización y frenado.

En muchos accionamientos de velocidad variable es requerido por las leyes de algunos países europeos, no solamente utilizar frenos eléctricos sino incorporar algunas formas de frenado por fricción mecánica.

### **2.3.7 CONFIABILIDAD**

Un motor de inducción jaula de ardilla y un motor de reluctancia de imanes permanentes, son probablemente más confiables y requieren menos mantenimiento que cualquier otro tipo de motor, tales como un motor de CC. En adición el motor de inducción

tipo jaula es reconocido por la robustez que presenta, aunque ser de simple construcción. La confiabilidad de los accionamientos implica considerar la confiabilidad de los elementos utilizados y los controles asociados.

### **2.3.8 RELACIÓN POTENCIA - PESO**

En pocas aplicaciones de accionamientos tales como en aeronaves y sistemas de misiles, el requerimiento esencial es que los componentes sean livianos sin importar otras consideraciones.

En general, sin embargo, el requerimiento de una relación apropiada potencia - peso o algunas veces una relación potencia - tamaño tendrá como consecuencia el escoger entre diferentes formas de motores eléctricos.

### **2.3.9 FACTOR DE POTENCIA**

Los accionamientos de velocidad variable de máquinas de AC usualmente operan a un factor de potencia en retraso.

La presencia de un rectificador y/o un inversor o algunas formas de choppers generalmente reducen el factor de potencia (fp). El bajo factor de potencia de un motor de inducción conectado directamente a una fuente de alimentación, puede ser fácilmente compensado conectando capacitores a los terminales de la fuente de alimentación.

### **2.3.10 FACTOR DE CARGA Y RELACIÓN DE TRABAJO**

El incremento de temperatura de un motor eléctrico es una función de la relación de trabajo, así como también del nivel de corriente. Sobrecargas de corriente pueden ser aceptables si la relación de trabajo requiere solamente trabajo intermitente al valor de sobrecarga. El factor de carga es importante en grandes accionamientos debido a que la variación de la carga en la fuente de alimentación puede causar caídas de voltaje en las líneas de alimentación y por tanto afectar a otros consumidores.

### **2.3.11 DISPONIBILIDAD DE VOLTAJE**

Es necesario tener en cuenta que tipo de voltaje existe disponible y por tanto que tipos de accionamientos se pueden utilizar. En muchos países se dispone del sistema trifásico a cuatro hilos con frecuencia de 60 Hz. Este puede ser usado directamente o rectificado si se necesita una fuente de corriente continua. Con 60 Hz la máxima velocidad de un motor de inducción es 3600 r.p.m. Velocidades más altas se pueden obtener utilizando convertidores de frecuencia.

En muchos casos se posee maquinaria de accionamiento que no está acorde con la fuente de alimentación, por lo tanto se debería convertir la energía disponible de acuerdo a las necesidades y disponibilidades.

### **2.3.12 EFECTO DE LAS VARIACIONES DE LA FUENTE**

Algunas fuentes de alimentación tienen una variación de voltaje de  $\pm 5\%$  y una variación de la frecuencia del 1%. En accionamientos de propósitos generales, las variaciones de voltaje y frecuencia dentro de estos límites son inconvenientes pero no son probables de daños.

Sin embargo hay algunos accionamientos especiales donde los cambios de voltaje y frecuencia de la fuente puede causar serias variaciones ya sea en la posición o velocidad del motor de accionamiento. Donde esto es probable que ocurra es necesario intercalar estabilizadores de la fuente de alimentación.

### **2.3.13 CARGA DE LA FUENTE DE ALIMENTACIÓN**

Excepto para el caso de accionamientos muy grandes, la red de energía eléctrica es una barra infinita o una fuente de voltaje y frecuencia fija y forma de onda sinusoidal. Cuando los accionamientos son bastante grandes es necesario tener una línea dedicada para evitar caídas de voltaje en la red especialmente en el arranque.

El uso de accionamientos controlados involucra el flujo de armónicos de corriente en la línea de alimentación. Si son de suficiente magnitud pueden causar caídas de voltaje debido a los armónicos en las impedancias del sistema. Esto crearía armónicos de voltaje que afectarían directamente al consumidor en el punto de acoplamiento común y también a otros consumidores.

#### **2.3.14 MEDIO AMBIENTE**

Si los accionamientos de velocidad variable son situados en lugares hostiles, adversos y en un medio ambiente industrial, y si la atmósfera es corrosiva o explosiva, el motor de accionamiento debe ser totalmente cerrado. En las especificaciones se encontrarán que es a prueba de agua, o a prueba de fuego.

Los motores totalmente cerrados son voluminosos y caros, pues estos requieren de un sistema especial de enfriamiento. La presencia de altas temperaturas ambientales también crea problemas, es necesario por tanto que el motor sea diseñado con materiales aislantes especiales y algunas veces el rango de potencia debe ser incrementado, esto influye directamente en el costo.

#### **2.3.15 COSTOS DE FUNCIONAMIENTO**

Los costos de funcionamiento de la energía eléctrica están relacionados con el tamaño, eficiencia y factor de potencia del accionamiento.

Los costos de mantenimiento deben ser incluidos en cualquier accionamiento pero se debería tomar en cuenta el tipo de mantenimiento que se debe dar al momento de seleccionar el accionamiento. Por ejemplo, accionamientos con tiristores controlados envuelven circuitos de control electrónicos bastante caros, sin embargo en la actualidad están incrementando la construcción modular de controladores electrónicos y microprocesados que hace que el mantenimiento de rutina sea llevado a cabo por técnicos y no necesariamente por ingenieros especializados en el campo.

## 2.4 ACCIONAMIENTO DEL MOTOR TRIFÁSICO DE INDUCCIÓN POR MEDIO DE INVERSORES DE VOLTAJE Y FRECUENCIA VARIABLE<sup>19</sup>

De la ecuación 1.1, la velocidad sincrónica del motor trifásico de inducción es proporcional a la frecuencia de la fuente. La velocidad del motor puede ser controlada desde cero hasta valores más altos de su valor nominal variando la frecuencia de alimentación. Si la frecuencia de alimentación es reducida de su valor nominal, manteniendo el voltaje primario constante, el flujo  $\phi_m$  debería incrementar. La fuerza electromotriz interna del motor en función del flujo mutuo máximo está dada por:

$$E_1 = 4.44 * \phi_m * f * N \quad \text{Ecuación (2.1)}$$

Donde:

$E_1$  = Fuerza electromotriz interna.

$\phi_m$  = Flujo en el entrehierro por polo.

$f$  = Frecuencia de alimentación.

$N$  = Vueltas totales en serie por fase.

$E_1$  es aproximadamente igual al voltaje en los terminales del estator  $V_1$ . De la ecuación 2.1 se puede reemplazar el producto entre 4.44 y  $N$  por una constante  $K$ , y se tiene la siguiente ecuación:

$$V_1 = K * \phi_m * f \quad \text{Ecuación (2.2)}$$

La operación por encima del nivel del flujo nominal resulta en un incremento de las pérdidas en el cobre y una alta corriente de magnetización debido al indeseable alto nivel de saturación magnética.

---

<sup>19</sup> Referencia bibliográfica 5.

Con el propósito de mantener la operación a la densidad de flujo nominal cuando la velocidad es variada, es necesario variar la f.e.m.  $E_1$  en forma proporcional a la variación de  $f$ . De la ecuación 2.1 se tiene:

$$\frac{E_1}{f} = 4.44 * \phi_m * N \quad \text{Ecuación (2.3)}$$

La fuerza electromotriz  $E_1$  se varía indirectamente variando el voltaje de alimentación al estator.

El circuito equivalente del motor de inducción que se utiliza frecuentemente en su análisis es válido para diferentes frecuencias de operación. El rango de frecuencias usualmente utilizado en el control de velocidad del motor está entre cero y cien Hertz, esto implica que las resistencias pueden considerarse constantes. Las reactancias del motor  $X_1$ ,  $X_2$ ,  $X_m$ , son proporcionales a la frecuencia  $f$ . La inductancia de magnetización  $L_m$  es constante si el flujo del entrehierro es invariable.

De la figura 1.8:

$$E_1 = V_P - I_1 (R_1 + jX_1) \quad \text{Ecuación (2.4)}$$

Dividiendo ambos lados de la ecuación 2.4 para el valor de la frecuencia  $f$ , se tiene:

$$\frac{E_1}{f} = \frac{V_1}{f} - I_1 \left( \frac{R_1}{f} + j \frac{X_1}{f} \right) \quad \text{Ecuación (2.5)}$$

El valor  $\frac{I_1 * X_1}{f}$  se mantiene constante, pero el término  $\frac{I_1 * R_1}{f}$  incrementa a bajos valores de la velocidad (frecuencia). Para la mayoría de valores del rango de velocidad  $\frac{E_1}{f}$

puede mantenerse constante variando el voltaje terminal de tal manera que se puede mantener constante la relación  $\frac{V_1}{f}$ . Las características par - velocidad para  $\frac{E_1}{f}$  constante se muestran en la figura 2.2:

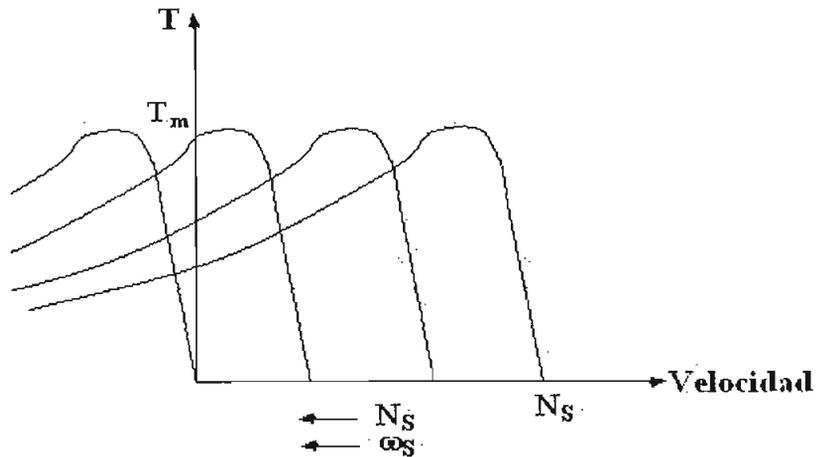


Figura 2.2: Curvas par - velocidad para la relación  $E_1/f$  constante.

A bajas velocidades el efecto de la resistencia del primario  $R_1$  causa una significativa reducción del torque máximo si la relación  $V_1/f$  se mantiene constante (debido a la caída de tensión en  $R_1$ ).

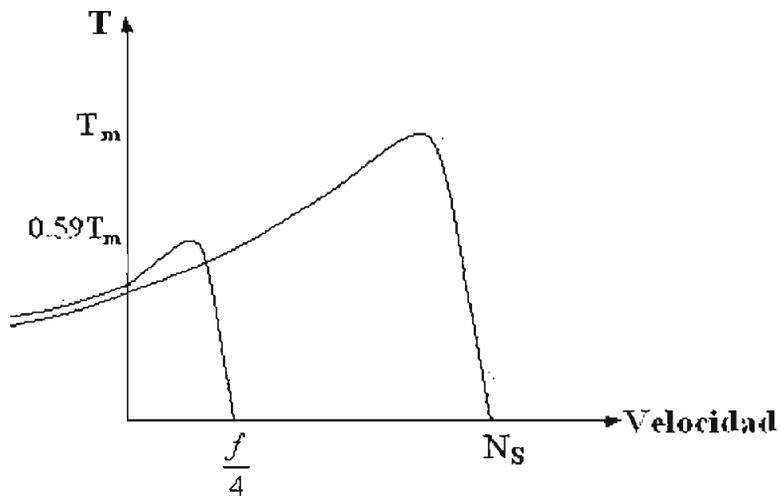


Figura 2.3: Cambio en la curva par - velocidad en bajas velocidades.

Como se puede ver en la figura 2.3, es necesario incrementar la relación  $V_1/f$  para mantener un alto torque a bajas velocidades. Para incrementar el torque sin cambiar la velocidad se mantiene la frecuencia fija mientras  $V_1$  es incrementado. Sin embargo, aunque la variación de frecuencia de entrada causa una variación proporcional de la velocidad sincrónica, la forma de las características torque – velocidad (figura 2.2) no cambian si la relación  $E_1/f$  es constante.

El uso de frecuencia variable produce resultados que son dramáticamente diferentes si comparamos con el uso de frecuencia constante. En efecto, la habilidad de operar un motor de inducción con la frecuencia primaria variable da todas las ventajas de operación normal a altas velocidades (baja corriente, alta eficiencia, buen factor de potencia, buena regulación de velocidad, deslizamiento pequeño, alto flujo) cuando se desea operar a cualquier velocidad.

Al agrupar los devanados en pares (de polos), la frecuencia del campo rotatorio será menor a mayor número de polos en el motor. Por ejemplo, dos polos a  $50/60\text{Hz} = 3000/3600$  rpm, pero cuatro polos a  $50/60\text{Hz} = 1500/1800$  rpm. En cualquier caso, la velocidad del campo giratorio depende de la frecuencia aplicada desde la fuente.

Por consiguiente, la velocidad del motor depende de la frecuencia aplicada, así como del arreglo del devanado y, en menor medida, de la carga.

Por lo tanto, para controlar la velocidad de un motor de inducción es necesario controlar la frecuencia de la fuente de alimentación.

Si se reduce la frecuencia, es necesario reducir la tensión o de lo contrario el flujo magnético será demasiado elevado y el motor se saturará. Por tal motivo también es necesario controlar la tensión.

Si se eleva la frecuencia por encima del valor nominal del motor, se necesitaría más tensión de la normal para mantener el flujo; usualmente esto es imposible por la limitación de tensión de la fuente. Por ello, es que existe menos torque disponible sobre la velocidad nominal del motor (ver figura 2.4).

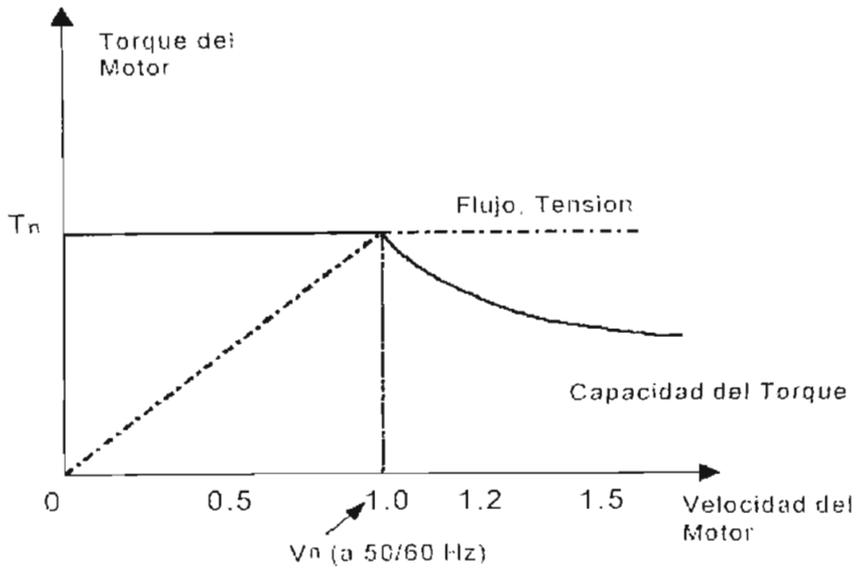


Figura 2.4: Reducción del par por encima de la velocidad nominal

Entonces, para poder controlar la velocidad de un motor de CA estándar es necesario controlar la frecuencia y tensión aplicadas.

A pesar de que es difícil controlar la tensión y las frecuencias a potencias elevadas, el uso de un motor de inducción estándar permite un sistema de control de velocidad a un costo razonable.

## 2.5 CONTROL DEL MOTOR DE INDUCCIÓN CON LA TÉCNICA PWM<sup>20</sup>

Este tipo de sistema de control de motores de AC es en la actualidad el más dominante en la industria de los accionamientos de velocidad variable.

Las técnicas de control PWM (de las siglas en inglés Pulse Width Modulated) permiten la variación de la amplitud y la frecuencia en el inversor, sin requerir un voltaje variable DC.

<sup>20</sup> Referencia bibliográfica 4.

La técnica PWM utiliza estados ON y OFF. Consiste en variar el ancho de un pulso de acuerdo al valor de una señal modulante (senoidal). Esto se consigue al comparar una portadora de frecuencia mayor, que por lo general es una señal triangular o diente de sierra, con la señal modulante. Si la magnitud de la modulante es mayor que la magnitud de la portadora estará en valor 1 u ON y viceversa, de esta forma si la modulante esta en su valor máximo el ancho de pulso en valor alto será máximo y viceversa, como se muestra en la figura 2.5, donde se usa como portadora una señal diente de sierra y como modulante una senoidal.

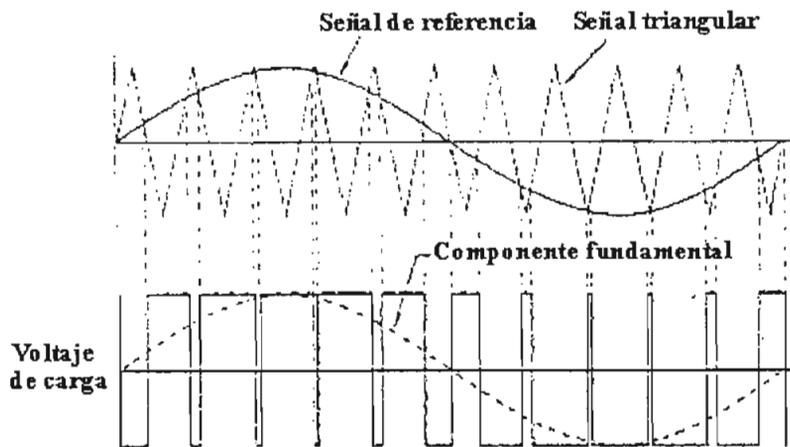


Figura 2.5: Técnica PWM.

Para recuperar la modulante basta con colocar un filtro pasa bajos en la salida con una frecuencia de corte menor a la frecuencia de la portadora.

Este método posee muchas ventajas, como el hecho de que es posible tener cualquier tipo de señal como modulante, permite hacer un aislamiento entre la parte de control y la de potencia generándose pulsos de control con lógica digital y pasar a través de optoacopladores y la más importante para las aplicaciones de control, es que se pueden sintetizar ondas de frecuencia y voltaje, que con la ayuda de un puente rectificador permiten alimentar directamente al motor, que por sí solo se convierte en el filtro de salida obteniendo menor distorsión armónica a la salida. Para el control de motores eléctricos es necesario tres ondas desfasadas  $120^\circ$ , esto se consigue al tener una portadora única y tres modulantes.

### 2.5.1 VARIACION DE LA FRECUENCIA

Para variar la frecuencia se varía simultáneamente la frecuencia de las tres señales modulantes, en tanto que la elección de la frecuencia de la portadora influye en el contenido armónico de los voltajes de salida que aparecen en las bandas laterales de la frecuencia de la portadora. Las frecuencias de la señal portadora que se escogen generalmente están en rangos menores a 6 kHz o mayores a 20 kHz. Se define la relación entre la frecuencia de la portadora y la modulante como  $M_f$  o relación de frecuencias:

$$M_f = \frac{f_p}{f_m} \quad \text{Ecuación (2.6)}$$

La relación mostrada en la ecuación 2.6 puede ser un número entero, en cuyo caso la frecuencia de la portadora no se mantiene constante y se calcula de acuerdo a la frecuencia de la modulante, por ejemplo, si se desea 50,5 Hz y para una relación de  $M_f = 15$  la frecuencia de la portadora deberá ser  $50,5 \text{ Hz} * 15 = 757,5 \text{ Hz}$ , además deben coincidir en el cruce por cero la señal portadora y las tres modulantes.

Cuando se elige la relación  $M_f$  se debe tratar de que sea un número impar para eliminar los armónicos pares y múltiplo de tres, debido a que como cada onda está desplazada  $120^\circ * 3 = 360^\circ$ , es decir equivalente a cero grados, eliminando los armónicos comunes más dominantes que tiene cada fase, además esto permite la sincronización del inicio de la portadora con cada una de las tres senoidales. Un valor típico para  $M_f$  suele ser 21 y así los armónicos estarán alrededor de 21 veces la fundamental, pero si la frecuencia es baja, por ejemplo 5 Hz, como se debe mantener la relación  $M_f$ , los armónicos estarán alrededor de 105 Hz.

Si se mantiene la frecuencia de la portadora fija, la relación  $M_f$  no necesariamente será entero, en cuyo caso se tiene una modulación asincrónica que implica que la frecuencia de la portadora (triangular o diente de sierra) no inicia en el mismo instante que la correspondiente onda senoidal, esto se da por que al no ser una relación exacta entre la modulante y la portadora uno o dos anchos de pulso pueden estar fuera de proporción por

cada una de las senoidales. La falta de sincronización produce subarmónicos indeseables que pueden aparecer bajo la frecuencia de la modulante, los cuales no son filtrados por el motor, sobrecalentándolo y produciendo además posibles vibraciones dependiendo de su magnitud. Este efecto se reduce si la frecuencia de la portadora es mayor. Para este tipo de modulación se usa la relación  $M_f$  mayor a 21, minimizando el efecto de la falta de sincronismo al ser los anchos de pulso que no coinciden menores.

### 2.5.2 VARIACION DEL VOLTAJE

Para controlar el voltaje de salida, se controla la amplitud de las tres señales senoidales modulantes. La relación entre la amplitud de la portadora y la modulante se define como índice de modulación  $M$ . Si se considera que la amplitud de la portadora se mantiene constante y es la amplitud de la modulante la que se varía, el índice de modulación varía entre cero para el valor mínimo de la modulante y 1 para el máximo.

Considerando que se parte de un voltaje continuo  $V_{dc}$ , la referencia de las ondas senoidales será  $V_{dc}/2$  ya que el máximo de la seno corresponde a  $V_{dc}$  y el mínimo a 0 voltios. Además para el sistema trifásico, las ondas están desfasadas  $120^\circ$  entre sí, con lo que las ecuaciones 2.7 a 2.9, partiendo del voltaje de la modulante senoidal de la fase A respecto al neutro  $V_{AN}$  es igual al voltaje DC dividido para dos por el índice de modulación, determinan que el voltaje entre líneas de salida es igual a:

$$V_{LL} = \frac{\sqrt{3} * V_{AN}}{2\sqrt{2}} \quad \text{Ecuación (2.7)}$$

$$V_{LL} = \frac{\sqrt{3}}{2\sqrt{2}} * M * V_{dc} \quad \text{Ecuación (2.8)}$$

$$V_{LL} = 0,6124 * M * V_{dc} \quad \text{Ecuación (2.9)}$$

El término  $\sqrt{2}$  se usa para sacar el valor RMS, el término  $\sqrt{3}$  se usa por ser un sistema trifásico.

Considerando que se parte de un sistema trifásico para formar la fuente de voltaje continuo por medio de un rectificador no controlado, el cual se filtra con un capacitor de alto valor formando un IFV (inversor como fuente de voltaje, ver figura 2.9), el rizado es despreciable. Se puede asumir que el voltaje  $V_{dc}$  es igual al pico del voltaje de entrada, con lo que el voltaje de salida será:

$$V_{dc} = V_{LL(IN)} * \sqrt{2} \quad \text{Ecuación (2.10)}$$

Reemplazando la ecuación anterior en la ecuación 2.8 se tiene las relaciones con el voltaje de entrada:

$$V_{LL(OUT)} = \frac{\sqrt{3}}{2\sqrt{2}} * M * V_{LL(IN)} * \sqrt{2} \quad \text{Ecuación (2.11)}$$

$$V_{LL(OUT)} = 0,866 * M * V_{LL(IN)} \quad \text{Ecuación (2.12)}$$

Manteniendo la relación  $V/f$  constante, la frecuencia correspondiente al voltaje con  $M = 10$  ( $V_{out}$  es 0,866 veces  $V_{in}$ ) es  $f = 0,866 * 60 = 51,96 \text{ Hz} \approx 52 \text{ Hz}$ . Esto hace necesario una compensación sobre aproximadamente sobre los 52 Hz, haciéndose necesario que  $M$  sea mayor a la unidad, lo que se denomina sobremodulación.

### 2.5.3 SOBREMÓDULACION

La sobremodulación, implica que en la generación del PWM, la modulante toma valores mayores que los de la portadora, haciendo que se pierda la información de estos puntos de la modulante. Existe una distorsión de la modulante que dependiendo de la relación de frecuencias  $M_f$  y conforme se incremente el índice de modulación  $M$ , la onda tiende a ser

cuadrada, pero que en general puede aproximarse a una onda cuadrada para valores de M mayores que 3.

Esto hace que el voltaje de salida no varíe linealmente con el índice de modulación, con un límite igual al voltaje que se obtiene en un inversor de onda cuadrada cuyo voltaje pico máximo está dado por la relación siguiente:

$$V_{LL(OUT)} = \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} * \frac{4}{\pi} * M * \frac{V_{dc}}{2} \quad \text{Ecuación (2.13)}$$

$$V_{LL(OUT)} = \frac{\sqrt{3}}{2\sqrt{2}} * \frac{4}{\pi} * M * V_{LL(IN)} * \sqrt{2} \quad \text{Ecuación (2.14)}$$

$$V_{LL(OUT)} = 1,103 * M * V_{LL(IN)} \quad \text{Ecuación (2.15)}$$

El voltaje varía linealmente con M desde cero a uno y hasta un máximo con sobremodulación de 1.103 al llegar una onda cuadrada, así como se muestra en la figura 2.6.

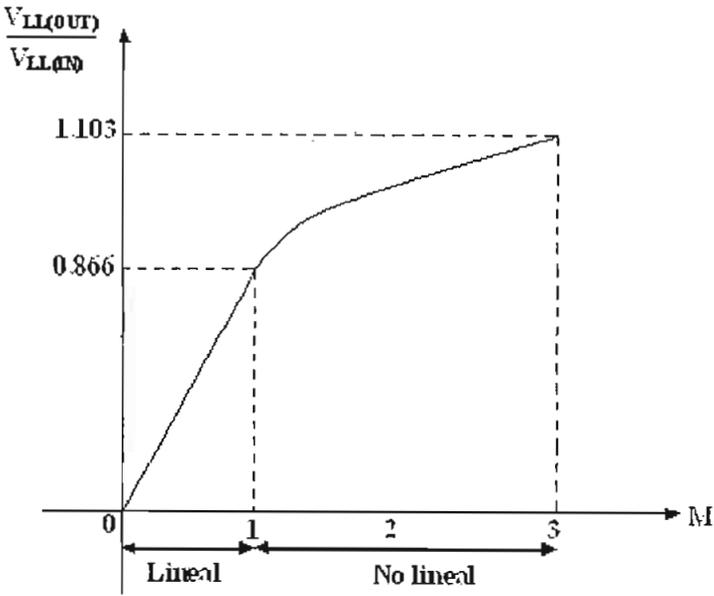


Figura 2.6: Variación del voltaje en función del índice de modulación M.

Por lo tanto, es necesaria la sobremodulación para mantener la relación  $V/f$  constante para valores de frecuencia aproximadamente mayores a 52 Hz hasta 60 Hz. Sobre los 60 Hz el voltaje se mantiene constante y se entra a trabajar en la zona de campo debilitado. Al trabajar con sobremodulación se pierde información de las ondas senoidales modulantes hasta llegar a una onda cuadrada, por lo cual incrementa el contenido armónico de las salidas.

#### **2.5.4 GENERACION DE PWM TRIFASICO.**

Para la generación de un PWM trifásico, es necesario definir la forma de generar señales portadora y modulantes, de tal forma que se cumpla con los requerimientos de frecuencia y voltaje variable para las modulantes y que la portadora pueda o no sincronizarse según sea el caso.

Este propósito puede conseguirse de una forma analógica, o digital.

##### **2.5.4.1 Técnica análoga**

Usando diferentes circuito osciladores es posible la generación de una onda portadora triangular o diente sierra, que ingresa a tres circuitos para ser comparada con tres señales senoidales desfasadas  $120^\circ$  cada una, con amplitud variable desde cero hasta los niveles necesarios para cumplir con la sobremodulación adecuada para compensar el voltaje.

Este método de generación implica el uso de sistemas analógicos que deben ser calibrados en conjunto, lo cual muchas veces da problemas por las interacciones entre los circuitos, además lograr la sincronización entre las señales modulantes y la portadora implica circuitos extra que aumentan la complejidad del sistema en un SPWM sincronizado. Para poder variar la amplitud de las senoidales se requiere tres circuitos amplificadores que varíen su ganancia de manera simultánea y en igual proporción. Todos estos circuitos son más sensibles al ruido y todos estos aspectos han hecho que esta técnica prácticamente no sea usada.

#### **2.5.4.2 Técnica híbrida**

Esta técnica emplea una combinación de componentes análogos y digitales. En general estas técnicas ayudan a reducir las desventajas asociadas con las implementaciones análogas (imprecisión, efectos de temperatura, no linealidad, etc.) reemplazando los generadores de señal análogos por digitales.

La mayoría de los esquemas híbridos generan las señales modulantes y portadoras en la manera digital utilizando memorias ROM, en las que tablas de valores contienen los datos de las formas de onda.

El dato digital que representa una forma de onda es convertido a una señal análoga utilizando conversores digital - análogos. La comparación de la modulante y la portadora es realizada en un comparador análogo. En algunos casos se puede utilizar un comparador digital.

#### **2.5.4.3 Método digital**

En esta método, se hace necesario un sistema microprocesado capaz de generar el PWM por medio de un algoritmo que sintetice la portadora y las tres señales senoidales desfasadas  $120^\circ$  con amplitud variable.

La forma en que cada microprocesador o microcontrolador pueda cumplir con este objetivo, depende de su velocidad de procesamiento, el número de bits con que trabaja, su capacidad de realizar operaciones matemáticas, entre otros. Por lo tanto, las ondas se pueden implementar mediante tablas, o sintetizándolas mediante algoritmos, lo cual implica operaciones matemáticas. Además se debe considerar que el microcontrolador puede ser usado para realizar otras tareas como el monitoreo y control de variables, esto hace que el microprocesador tenga la capacidad de generar las señales sin interrumpirse al realizar otras tareas.

Actualmente se tiene microcontroladores como los de la familia 8X196MX de Intel de 6 bits, que permiten la generación de las señales para un PWM con frecuencia de la

portadora y tiempo muerto programables, todo esto de manera casi independiente de las otras tareas que pueda estar realizando el mismo, gracias a que posee entre otros: conversores análogo digitales de resolución programable a 8 u 11 bits, manejo directo de registros sin el uso de acumulador, una capacidad de operaciones matemáticas destacable, entradas y salidas de alta velocidad y mucho más, permitiendo realizar un control cerrado del sistema.

También se usan DSP's (procesadores digitales de señal) que por su capacidad y velocidad de procesamiento permiten realizar los cálculos necesarios de algoritmos que sinteticen las señales necesarias para generar un PWM, además de poder controlar al sistema en lazo cerrado.

Las ventajas de los sistemas digitales como son, su precisión, su inmunidad al ruido, su facilidad de poder realizar cambios sin modificaciones de hardware únicamente cambiando su programa, la integración de conversores A/D y D/A que facilitan el control del sistema, entre otros, superan a los métodos analógicos por lo cual actualmente los inversores usan este método para la generación de señales PWM a más del control de su sistema.

## **2.6 VARIADOR DE FRECUENCIA<sup>21</sup>**

Se conoce como inversor a un circuito electrónico que transforma la corriente continua (CC) en corriente alterna (CA). Los controladores electrónicos de velocidad para motores de CA, por lo general, convierten primero el suministro de CA en CC mediante el uso de un rectificador y, posteriormente, lo convierten una vez más utilizando un puente inversor, en una fuente de frecuencia y tensión de CA variables. La conexión entre el rectificador y el inversor se denomina circuito intermedio. A continuación se muestra un diagrama de bloques de un controlador de velocidad, a menudo denominado VFD de Frecuencia.

La fuente, que puede ser monofásica (usualmente a baja potencia) o trifásica, es aplicada a un rectificador de onda completa que alimenta a los capacitores del circuito intermedio.

---

<sup>21</sup> Referencia bibliográfica 6.

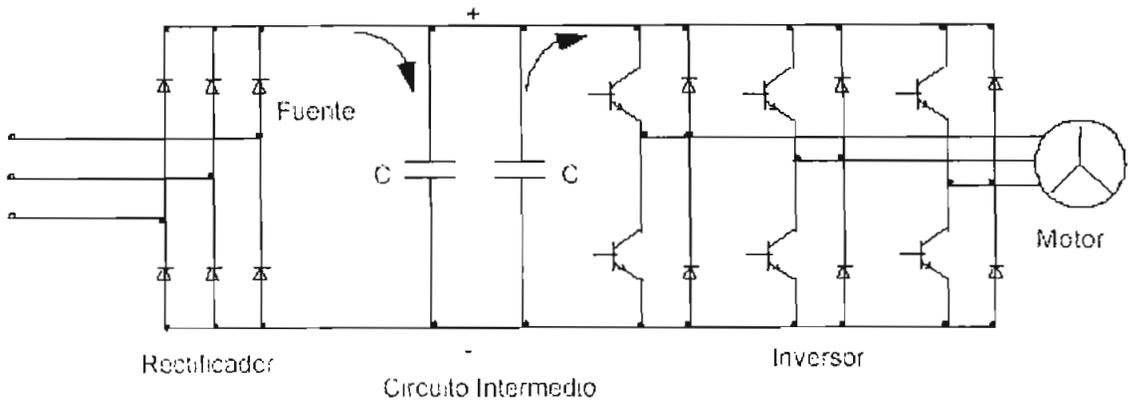


Figura 2.7: Diagrama de Bloques del Convertidor de Frecuencia

Los capacitores reducen los rizados voltaje (especialmente en el caso de fuentes monofásicas) y suministra energía en lapsos cortos cuando existe una interrupción de la energía de entrada. La tensión en los capacitores no es controlada y depende de la tensión máxima del suministro de CA. La tensión de CC es convertida nuevamente a CA a través de la Modulación por Ancho de Pulso (PWM).

La forma de onda deseada es creada conmutando los transistores de salida IGBTs (de las siglas en inglés *Insulated Gate Bipolar Transistors*) entre encendido y apagado a una frecuencia fija (la frecuencia de conmutación). Se puede generar la corriente deseada al variar el tiempo de encendido y apagado de los transistores IGBT, pero la tensión de salida todavía es una serie de pulsos de onda cuadrada. En la figura 2.8 se ilustra la Modulación por Ancho de Pulso.

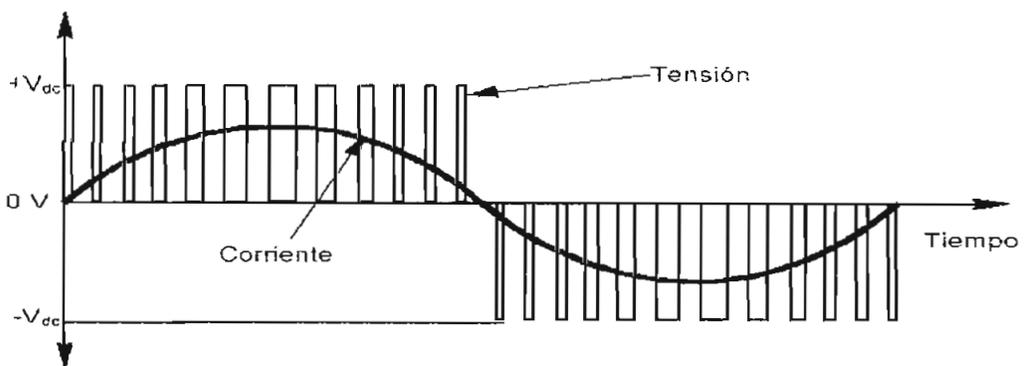


Figura 2.8: Modulación por Ancho de Pulso.

Existen muchos aspectos complejos de los variadores de frecuencia que deben considerarse durante el diseño:

- El sistema de control para calcular los requerimientos PWM es muy complejo y se necesitan circuitos integrados de diseño especial (ASIC).
- La electrónica de control a menudo se encuentra conectada al circuito intermedio, el cual está a su vez conectado a la fuente, por lo que las conexiones del cliente, pantalla, etc. deben de aislarse en forma segura.
- Es necesario monitorear cuidadosamente la corriente de salida para proteger el inversor y el motor durante alguna sobrecarga y/o cortocircuito.
- Los capacitores están descargados en la primera conmutación del circuito intermedio por lo que es necesario limitar la corriente de arranque utilizando, por lo general, un resistor que es desconectado (bypass) mediante un relé, después de algunos segundos de haber energizado el equipo.
- Todas las conexiones al VFD, en especial la fuente y las conexiones de control, pueden llevar mucha interferencia por lo que deben ser equipadas con componentes adecuados de protección.
- Se requiere una fuente de alimentación interna con distintas tensiones de salida para abastecer la electrónica de control.
- El VFD, en especial los transistores IGBT y diodos rectificadores, producen calor que debe ser disipado mediante el uso de un ventilador y un disipador.
- La tensión de salida PWM contiene muchos armónicos de alta frecuencia (debido a la rápida conmutación) que pueden ser una fuente importante de interferencia electromagnética (EMI).

- El rectificador de entrada absorbe corriente solamente durante el pico de la forma de onda de la fuente por lo que las corrientes de entrada tienen un factor de forma débil (es decir, el valor RMS [valor cuadrático medio] puede ser bastante elevado, pero esto no significa que el VFD sea ineficiente).

El diseño de un VFD práctico debe ser de fácil uso e instalación. El diseño o ingeniería de los variadores de gran tamaño es por lo general específico para cada aplicación; el diseño de los convertidores de menor tamaño es para aplicaciones generales y por tanto es estándar

## CAPITULO 3

### DISEÑO DEL TABLERO DE CONTROL

#### 3.1 GENERALIDADES

En el diseño del tablero de control se considera el diseño eléctrico y las dimensiones que tendrá el tablero de control. Primero, se determinan los elementos para protección y luego los conductores necesarios para las conexiones entre el convertidor de frecuencia, los elementos de protección y los bornes que tienen tendrán acceso en la parte exterior del tablero, en donde están disponibles los terminales de control y potencia del convertidor de frecuencia.

#### 3.2 CONVERTIDOR DE FRECUENCIA MICROMASTER<sup>22</sup>

Los equipos MICROMASTER constituyen una gama de convertidores de frecuencia fabricados por SIEMENS, para controlar la velocidad de motores de CA trifásicos.

Existen varios modelos que van desde el MICROMASTER compacto de entrada monofásica de 120 vatios hasta el MICROMASTER de entrada trifásica de 7,5 kilovatios.

Los convertidores están controlados por microprocesador e incorporan tecnología de vanguardia IGBT que les confiere fiabilidad y flexibilidad. Un procedimiento especial de modulación de duración de impulsos con frecuencia de repetición de impulsos ultrasónicos seleccionable permite que el funcionamiento del motor sea sumamente silencioso.

---

<sup>22</sup> Gama de convertidores de frecuencia SIEMENS. Referencia bibliográfica 6.

El convertidor y el motor disponen de protección proporcionada por un amplio sistema de funciones protectoras. Para obtener más información sobre productos, ejemplos, aplicaciones, distancias máximas de cables, etc., se puede consultar la referencia bibliográfica 9.

### 3.2.1 CARACTERÍSTICAS

- Facilidad de instalación, programación y puesta en servicio.
- Control de bucle cerrado mediante el uso de una función de bucle de control proporcional e integral (PI).
- Alto par de arranque con elevación automática de corriente en arranque.
- Capacidad de control remoto a través del enlace serie RS485 mediante el uso del protocolo USS con posibilidad de controlar hasta 31 convertidores.
- Provisión de una amplia gama de parámetros que permiten la configuración de los convertidores para su utilización en la práctica en una totalidad de aplicaciones.
- Controles del panel frontal tipo membrana para sencillez de funcionamiento.
- Memoria no volátil incorporada para almacenar ajustes de parámetros.
- Ajustes de parámetros predeterminados en fábrica y programados previamente para satisfacer los requisitos de la normativa vigente en Europa y en América del Norte.
- Control de la frecuencia de salida (y, por lo tanto, del régimen del motor) mediante uno de los cinco procedimientos siguientes:

(1) Consigna de frecuencia digital.

- (2) Consigna analógica de alta resolución (entrada de tensión o corriente).
  - (3) Potenciómetro externo para controlar el régimen del motor.
  - (4) Frecuencias fijas mediante entradas binarias.
  - (5) Transmisión de datos vía remota (USS protocol, PROFIBUS, CANbus)
- Freno por inyección de CC incorporado con FRENADO MIXTO especial.
  - Tiempos de aceleración/deceleración con redondeo de rampa programable.
  - Compensación automática de carga con control del flujo de corriente.
  - Dos salidas para relé individual totalmente programable incorporada.
  - Salida analógica incorporada.
  - Conector externo sub-D de 9 pines para la conexión de un panel operador o para realizar una interfase RS485.
  - Ventilador de refrigeración integral controlado.
  - Límite de corriente rápido (FCL) para activación de desenganche libre fiable.
  - Diseño compacto, lo cual proporciona un mayor ahorro de espacio.

### **3.2.2 MICROMASTER. ESPECIFICACIONES**

Modelo: MM150/2

Numero de serie: 6SE3116 – 8CB40.

Potencia nominal: 1.5 kW.

Salida continua: 2.8 kVA.

Rango de voltaje de entrada: 1 - 3 AC, 230 V  $\pm$  15 %.

Corriente de salida nominal: 6.4 A.

Corriente de salida máxima: 7 A.

Corriente de entrada (máxima): 9.5 A.

Fusible principal recomendado: 16 A.

Peso: 4 kg.

Frecuencia de entrada (Hz): 47 – 63.

Factor de potencia:  $\geq 0.7$ .

Gama de frecuencias de salida (Hz): 0 – 650.

Modo de operación: Posibilidad de cuatro cuadrantes.

Control de temperatura de motor: Control mediante  $I^2t$

Eficiencia del convertidor: 97 %.

Dimensiones: W1\*H1\*D1 (mm) = 149 \* 184 \* 145

W\*H (mm) = 138\*174 (ver figura 3.1)

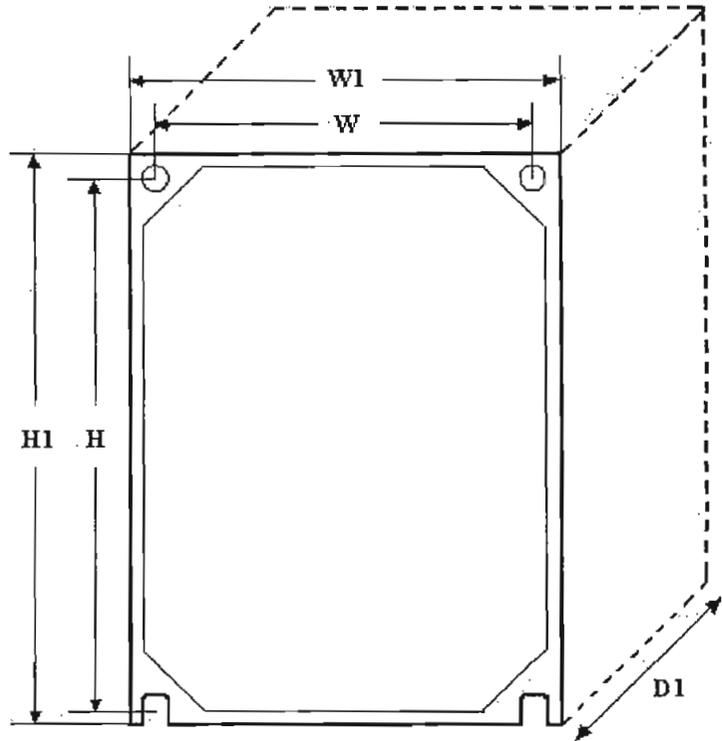


Figura 3.1: Dimensiones de Micromaster 6SE3116 – 8CB40.

Capacidad de sobrecarga: 150 % por 60 segundos, respecto a la intensidad de corriente nominal.

Protección contra: Exceso de temperatura en el convertidor.

Exceso de temperatura en el motor.

Sobretensión y tensión insuficiente.

Protección adicional: Contra cortocircuitos y protección contra sobrecarga por averías por puesta a tierra.

Protección contra funcionamiento sin carga (circuito abierto).

Regulación y control: FCC (control de flujo de corriente), curva de tensión en función de la frecuencia.

Consigna analógica: 0 -10 V/2 – 10 V (se recomienda potenciómetro de 4.7 k $\Omega$ ).

0 – 20 mA / 4 -20 mA.

Resolución de consigna analógica: 10 bits.

Estabilidad de consigna: Analógica < 1%.

Digital < 0.02 %.

Tiempos de rampa (segundos): 0 – 650.

Salidas de control: 2 relés de 240 V AC / 1 A; 24 V DC / 2 A.

Interfase: RS485.

Temperatura de operación: 0 °C hasta + 40 °C (sobre 50 °C sin cubierta).

Temperatura de transporte y almacenamiento: -40 °C hasta + 70 °C.

Ventilación: Refrigeración por colección o refrigeración con ventilador, dependiendo de la potencia nominal.

Humedad: 90 % sin condensación.

### **3.2.3 TERMINALES DE POTENCIA**

En la figura 3.2 se muestra los terminales de potencia del convertidor, a los que se tiene acceso en el tablero. Los conductores de entrada de alimentación al convertidor se conectan a los terminales L/L2 – N/L3 (1 fase) o a los terminales L1, L/L2, N/L3 (tres fases).

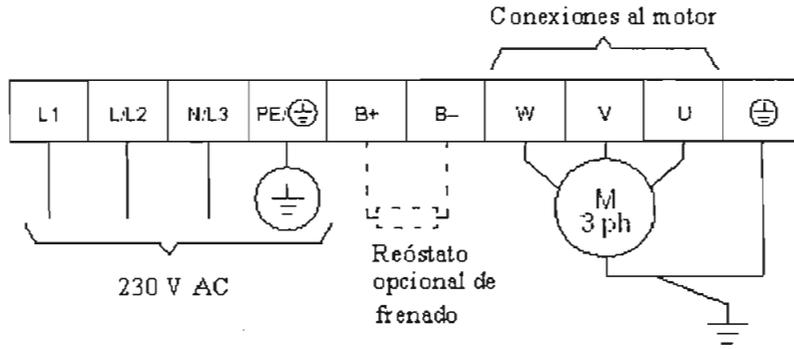


Figura 3.2: terminales de potencia.

En el terminal PE/⊕ se conecta el neutro de la fuente. El motor y la tierra se conectan a los terminales U, V, W y ⊕ respectivamente.

En caso de ser necesario se puede fijar conectores de horquilla para colocar un reóstato de frenado y montar los conectores en los bornes B+ y B-.

### 3.2.4 TERMINALES DE CONTROL (X501)

En la figura 3.3 se muestra los terminales de control del convertidor, a los que se tiene acceso en el tablero. En la tabla 3.1 se hace una descripción de cada uno de los terminales de control.

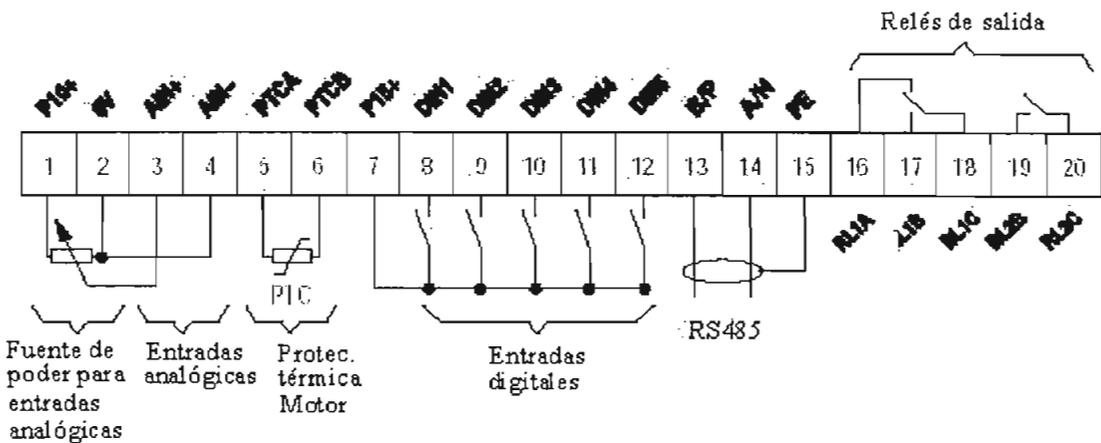


Figura 3.3: Terminales de control.

Terminal de Control (X501)	Descripción	Valor	Función	Notas
1	P10+	+10 V	Suministro de electricidad	Máx. 3 mA
2	0V	0 V	Suministro de electricidad	Tierra
3	AIN+	0 – 10 V/0 – 20 mA o 2 – 10 V/4 – 20 mA	Entrada analógica	Conexión (+) Resistencia de entrada = 300 Ω
4	AIN–		Entrada analógica	Conexión (-)
5	PTCA		Entrada Motor PTC	
6	PTCB		Entrada Motor PTC	
7	P15+	+15 V	Suministro de electricidad por DIN1 - 5	Máx. 20 mA
8	DIN1		Entrada digital 1	13 – 33 V, max. 8 mA
9	DIN2		Entrada digital 2	13 – 33 V, max. 8 mA
10	DIN3		Entrada digital 3	13 – 33 V, max. 8 mA
11	DIN4		Entrada digital 4	13 – 33 V, max. 8 mA
12	DIN5		Entrada digital 5	13 – 33 V, max. 8 mA
13	B/P		RS485 'B' cable (+)	Para protocolo USS
14	A/N		RS485 'A' cable (-)	Para protocolo USS
15	PE		Protección a tierra	
16	RL1A	Máx. 1 A / 230 V AC	Relé 1	Normalmente cerrado
17	RL1B	2 A / 24 V DC	Relé 1	Normalmente abierto
18	RL1C		Relé 1	Común
19	RL2B	Máx. 1 A / 230 V AC	Relé 2	Normalmente abierto
20	RL2C	2 A / 24 V DC	Relé 2	Común

Tabla 3.1: Terminales de control del convertidor Micromaster 6SE3116 – 8CB40.

### 3.3 CALCULO DE PROTECCIONES

#### 3.3.1 PROTECCION PARA EL CONVERTIDOR DE FRECUENCIA

Para protección del convertidor de frecuencia, se considera que el convertidor tiene una capacidad de sobrecarga de 150 % por 60 segundos, respecto a la intensidad de corriente máxima de entrada.

En base a lo expuesto en el párrafo anterior, en el cálculo de la capacidad del interruptor que se utilizará para protección del convertidor de frecuencia, se hace la siguiente consideración:

$$\text{Capacidad interruptor (A)} = 1.5 * I_{\text{Entrada máxima}} \quad \text{Ecuación (3.1)}$$

Entonces:

$$\text{Capacidad interruptor (A)} = 1.5 * 9.5 A \quad \text{Ecuación (3.2)}$$

$$\text{Capacidad interruptor (A)} = 14.25 A \quad \text{Ecuación (3.3)}$$

En base al valor obtenido en la ecuación 3.3, se determina que se utilizará un interruptor de 16 A, debido a que esta es la capacidad de disyuntores normalizada mas cercana a la calculada. Este interruptor se colocará entre el convertidor y la fuente de alimentación.

### 3.3.2 PROTECCION PARA EL MOTOR

El convertidor de frecuencia se usará para controlar un motor trifásico de inducción con las siguientes características:

Tensión nominal: 220 / 380 V.

Potencia nominal: 2 CV.

Intensidad nominal: 7 / 4.04 A.

Frecuencia: 60 Hz.

Torque mínimo: 1800 rpm.

Para el cálculo de la protección del motor, se considera que en el arranque, la corriente de entrada del motor se eleva al 150%, respecto a la intensidad de corriente nominal de entrada. Entonces:

$$\text{Capacidad interruptor (A)} = 1.5 * I_{\text{Entrada nominal}} \quad \text{Ecuación (3.4)}$$

$$\text{Capacidad interruptor (A)} = 1.5 * 7A \quad \text{Ecuación (3.5)}$$

$$\text{Capacidad interruptor (A)} = 10.25A \quad \text{Ecuación (3.6)}$$

En base al valor obtenido en la ecuación 3.6, se determina que se utilizará un interruptor de 16 A, debido a que esta es la capacidad de disyuntores normalizada mas cercana a la calculada. Este interruptor se colocará entre el motor y el convertidor de frecuencia.

### 3.4 CONDUCTORES

#### 3.4.1 CONDUCTOR PARA TERMINALES DE POTENCIA

En la determinación de la capacidad de los conductores a usar en los terminales de potencia se toma en cuenta los resultados obtenidos en las ecuaciones 3.3 y 3.6, es decir:

Para la alimentación de la fuente al convertidor (conexión entre los terminales L1, L/L2 y N/L3 del convertidor, el interruptor de protección para el convertidor y los bornes correspondientes en la parte frontal del tablero) se considera que a la entrada del convertidor se tendrá una intensidad máxima de 14.25 A, y el calibre de conductor recomendado es el 14 AWG. El mismo calibre de conductor se usa para la conexión entre los terminales B+, B- y PE/  $\oplus$  del convertidor y los bornes correspondientes en la parte frontal del tablero.

Para la alimentación del convertidor al motor (conexión entre los terminales W, V y U del convertidor, el interruptor de protección para el motor y los tres bornes de correspondientes en la parte exterior del tablero) se considera que a la entrada del motor se tendrá una intensidad máxima de 10.5 A, y el calibre de conductor recomendado es el 14 AWG. El mismo calibre de conductor se usa para la conexión entre el terminal  $\oplus$  del convertidor y el borne correspondiente en la parte frontal del tablero.

#### 3.4.2 CONDUCTOR PARA TERMINALES DE CONTROL

En la determinación de la capacidad de los conductores a usar en los terminales de control se toma en cuenta los valores mostrados en la tabla 3.1, de lo cual se tiene que en dichos terminales existirá máximo un voltaje de 230 V AC, 24 V DC y también la corriente máxima que circulará es de 2 A. En base a esto, el utilizará cable UTP de diez polos para conectar los terminales de control del convertidor y los bornes correspondientes en la parte frontal del tablero.

### 3.5. DIMENSIONES DEL TABLERO

Considerando las dimensiones que tiene el micromaster 6SE3116 – 8CB40, que se necesita espacio para colocar dos interruptores de 16 amperios para protección del convertidor de frecuencia y del motor; que en el tablero estarán disponibles los terminales de potencia, los terminales de control del convertidor mediante bornes, y también espacio suficiente para ventilación del convertidor, se han tomado las siguientes dimensiones del tablero  $w1*h1*d1$  (mm): 380\*380\*250 (ver figura 3.4). En la figura 3.4 se muestra el tablero y la disposición del convertidor, los terminales de potencia, los terminales de control, y los interruptores.

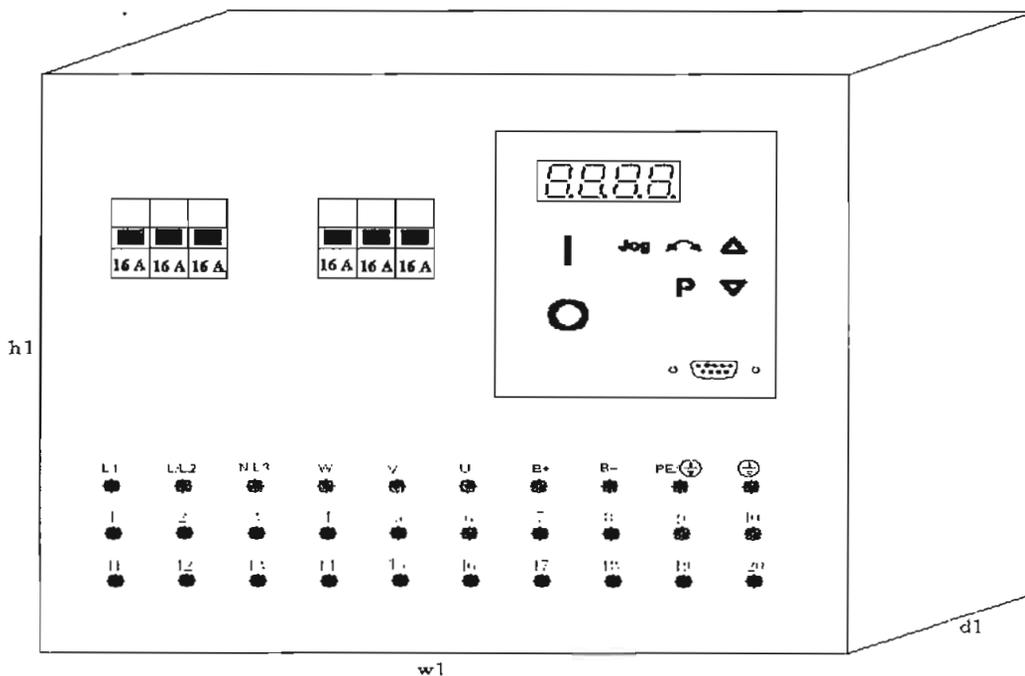


Figura 3.4: Tablero de control.

En la figura 3.5 se muestra las distancias (en milímetros) de separación entre los elementos que están en el tablero, tomando una vista frontal:

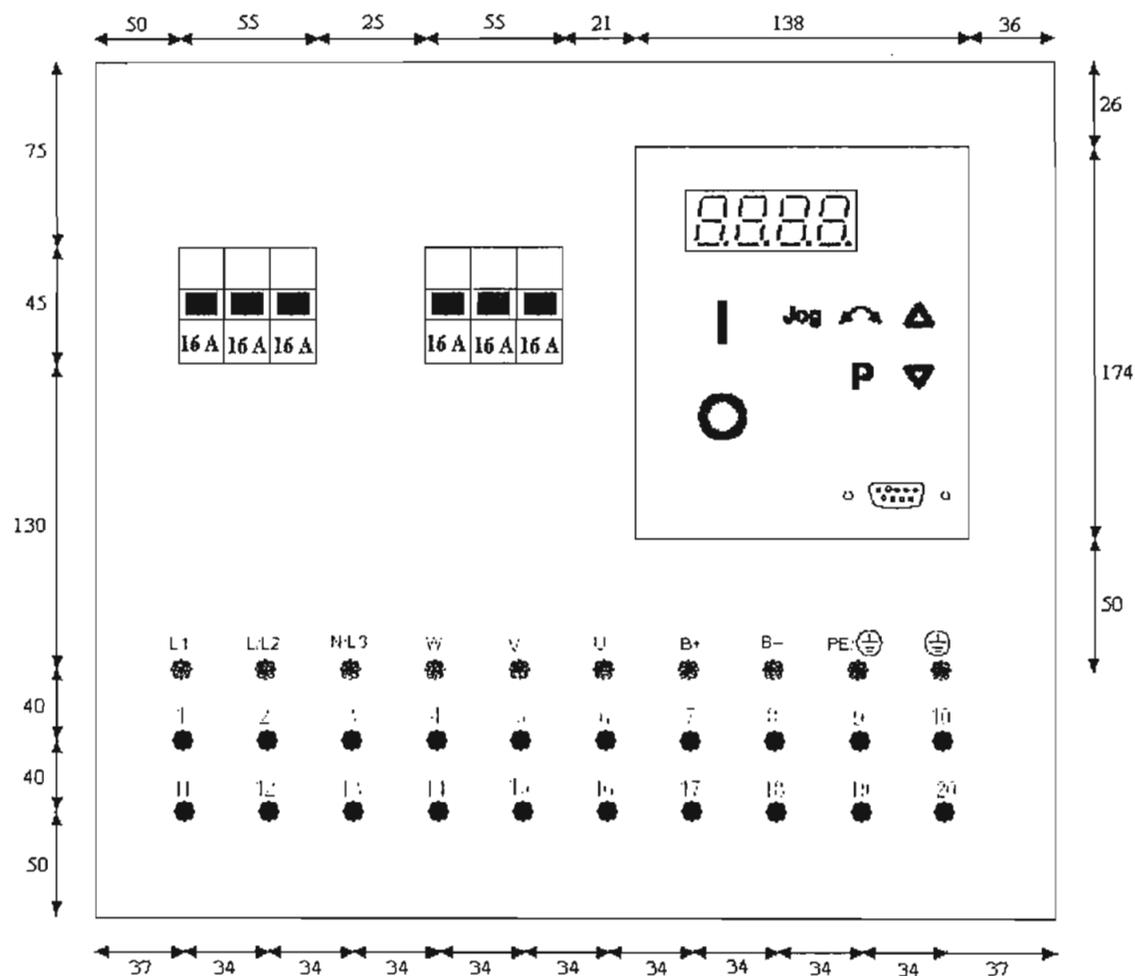


Figura 3.5: Vista frontal del tablero de control.

## CAPITULO 4

### INSTALACION DEL TABLERO DE CONTROL

#### 4.1 GENERALIDADES

La instalación comprende la disposición en la que van el convertidor de frecuencia y los elementos de protección, dentro del tablero de control. También se incluye la parte de comunicación entre el convertidor de frecuencia y un PLC para poder realizar control remoto sobre el convertidor de frecuencia.

#### 4.2 CONDICIONES DE TRABAJO

Temperatura: Mínima de trabajo 0 °C.

Máxima de trabajo 40 °C.

Impactos: No dejar caer el convertidor, ni someterlo a impactos bruscos.

Vibraciones: La zona en la que se use el tablero de control, no debe estar expuesta a vibraciones.

Radiación electromagnética: No usar el tablero de control cerca fuentes de radiación electromagnética.

Sobrecalentamiento: Usar el tablero siempre verticalmente, para asegurar la máxima refrigeración.

#### 4.3 INSTALACION ELECTRICA

El la figura 4.1 se muestra el esquema de conexiones eléctricas realizada desde la fuente, pasando por el tablero de control hasta llegar al motor.

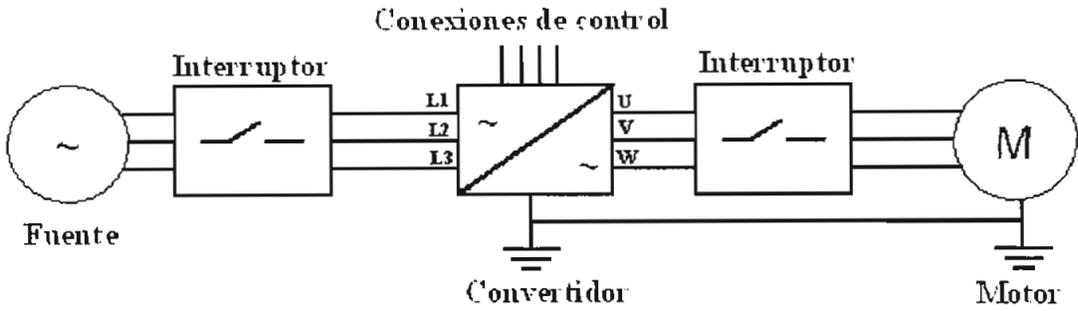


Figura 4.1: Instalación eléctrica

### 4.3.1 FUENTE

La fuente de alimentación puede ser monofásica o trifásica. En el numeral 3.4.1 se determinó que el calibre del conductor para conectar el convertidor desde la fuente es el 14 AWG. En el numeral 3.4.2 se determinó que el calibre de conductor recomendado para la conexión entre el convertidor de frecuencia y el motor es el 14 AWG.

#### 4.3.1.1 Requerimientos adicionales de la fuente de alimentación

A fin de tener una operación confiable, la fuente de alimentación del convertidor debe seleccionarse de acuerdo a la capacidad del mismo; además es necesario considerar lo siguiente:

##### 4.3.1.1.1 Límites de tensión

El convertidor está diseñado para operar en un amplio rango de tensiones como sigue:

$$208\text{V} - 240\text{V} \pm 15\%, \text{ es decir } 177\text{V} - 276\text{V}$$

El convertidor operará a la frecuencia de la fuente de alimentación, en un rango permisible desde 47 hasta 63 Hz. Las fuentes de alimentación pueden tener valores que exceden los rangos anteriores. Por ejemplo:

- Al final de líneas de alimentación largas, la tensión en áreas remotas puede aumentar excesivamente durante la noche y los fines de semana cuando ya no se encuentran presentes grandes cargas.
- Las industrias con fuentes de alimentación controladas y generadas localmente pueden tener una regulación y control deficientes.
- Los sistemas de alimentación en ciertas partes del mundo no satisfacen los límites de tolerancia establecidos. Por ello se verificó que en el Laboratorio de Máquinas Eléctricas, fuente de alimentación permanece en un valor de 210 V AC, que está dentro de los límites antes mencionados, por que de lo contrario, la operación fuera de dichas tolerancias muy probablemente podría ocasionar daños o el equipo simplemente no funcionará.

#### *4.3.1.1.2 Disturbios en la fuente*

Muchas de las fuentes de alimentación están perfectamente controladas y permanecen dentro del rango de tolerancia, pero se ven afectadas por los disturbios locales. Dichos disturbios pueden ocasionar una operación con fallas y dañar el convertidor. Hay algunos equipos que pueden producir disturbios, como por ejemplo:

- El equipo para corrección del factor de potencia. La conexión sin supresores de tensión de los bancos de capacitores puede producir tensiones transitorias muy grandes y es una causa muy común de daño de los convertidores de frecuencia.
- Los equipos soldadores en general, en especial las soldadoras RF y de resistencias.
- Otros accionamientos, controladores de temperatura por semiconductores, etc.

El convertidor de frecuencia está diseñado para absorber un alto nivel de disturbios en la fuente; por ejemplo, picos de tensión de hasta 4 kV.

#### 4.3.1.1.3 *Suministros sin puesta a tierra*

Algunas instalaciones industriales operan con suministros aislados de la tierra protectora. Esto permite que el equipo continúe operando después de una falla a tierra. Sin embargo, los MICROMASTER también están diseñados para operar en suministros puestos a tierra y el neutro de la fuente debe estar conectado a tierra.

#### 4.3.1.1.4 *Limitaciones del motor*

La velocidad del motor está determinada principalmente por la frecuencia aplicada. La velocidad del motor disminuye un poco conforme la carga y con ello deslizamiento aumenta.

Si la carga es demasiada, el motor excederá el torque máximo y perderá velocidad o se detendrá. La mayoría de los motores y convertidores de frecuencia operan al 150% de la carga durante un lapso breve, por ejemplo, 60 segundos.

Generalmente, el motor es enfriado mediante un ventilador integrado que opera a la velocidad del motor. Dicho ventilador está diseñado para enfriar el motor con carga máxima y a velocidad nominal. Si un motor opera a una frecuencia más baja y torque máximo (es decir, corriente elevada), el enfriamiento puede ser inadecuado.

Los fabricantes de los motores proporcionan la información necesaria sobre la aplicación del factor de corrección, pero una curva típica de la corrección limitaría el torque de salida al 75% a una frecuencia de cero, alcanzando el torque nominal a 50% de la velocidad de placa (ver diagrama). Se debe asegurar que no se excedan dichos límites por períodos prolongados durante una operación.

Con el uso de la función  $I^2t$  (explicada en el parámetro P074<sup>23</sup>) se puede ayudar a proteger el motor.

---

<sup>23</sup> ANEXO 4. Parámetros del convertidor Micromaster 6SE3116 – 8CB40.

Debido a las limitaciones de los rodamientos, la operación a alta velocidad de los motores estándar de dos polos por ejemplo, generalmente se limita al doble de la velocidad nominal de operación (es decir, hasta 6000 ó 7200 rpm). Sin embargo, dado el debilitamiento de campo sobre velocidad nominal del motor (ya que la tensión de salida se limita a aproximadamente la tensión de entrada), se reduce la velocidad máxima antes mencionada y el torque máximo también caerá en proporción inversa a la velocidad.

#### 4.3.1.1.5 Consideraciones sobre la carga

Los requerimientos del convertidor y del motor están determinados por el rango de velocidad y los requerimientos de torque de la carga. La relación entre velocidad y torque es diferente para cargas distintas. Muchas cargas pueden considerarse como cargas de torque constante (ver figura 4.2). Es decir, que el torque permanece durante el rango de la velocidad de operación. Ejemplos típicos de cargas de torque constante son las bandas transportadoras, compresores y bombas de desplazamiento positivo.

Algunas cargas tienen una característica de torque variable (ver figura 4.3), es decir, que el torque aumenta con la velocidad. Ejemplos típicos de cargas de torque variable son las bombas centrífugas y ventiladores. En dichas aplicaciones, la carga es proporcional al cuadrado de la velocidad y por lo tanto, la potencia es proporcional al cubo de la velocidad.

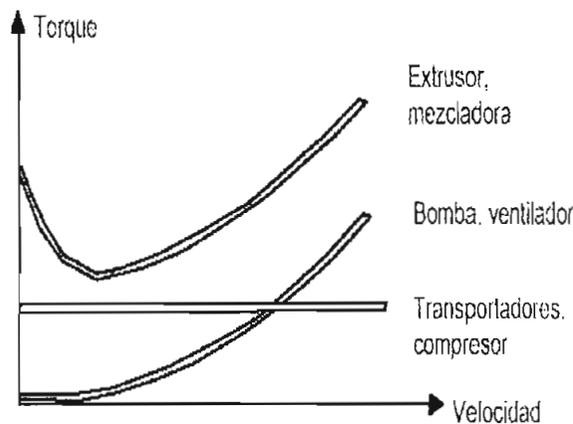


Figura 4.2: Curvas par – velocidad para algunas cargas de torque constante.

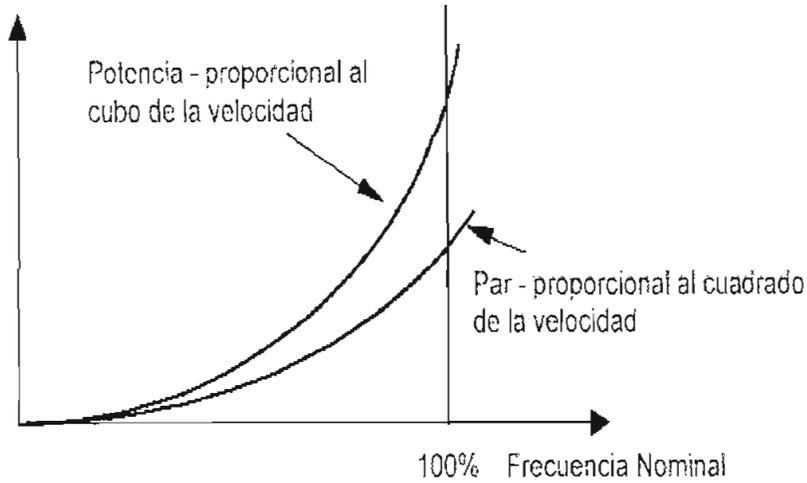


Figura 4.3: Curva par – velocidad de una carga de torque variable.

Esto significa que a bajas velocidades existe una gran reducción de potencia y por consiguiente, ahorro de energía; una ventaja importante derivada de instalar accionamientos de velocidad variable en bombas y ventiladores. Por ejemplo, una reducción de velocidad del 10% producirá una reducción teórica de potencia del 35%.

Debido a que se reduce en gran medida la potencia, la tensión aplicada al motor también se puede reducir y lograr un ahorro adicional de energía. Para carga cuadráticas como “bomba y ventilador” existe disponible una relación especial tensión-frecuencia, configurando el parámetro  $P077=2^{24}$ .

#### 4.3.2 INTERRUPTORES

La capacidad de protección se basa en la corriente de entrada. La corriente de entrada es mayor que la corriente de salida debido a que el factor de forma de la corriente es elevado. Se utilizan interruptores termomagnéticos dado que convertidores de frecuencia y en motores, las corrientes de arranque se incrementan hasta el 150 % de la corriente de carga nominal, con el objetivo de que disparos involuntarios de los interruptores termomagnéticos no representen problema alguno.

<sup>24</sup> ANEXO 4. Parámetros del convertidor Micromaster 6SE3116 – 8CB40.

En los numerales 3.3.1 y 3.3.2 se determinó que la capacidad de los interruptores es de 16 A.

### **4.3.3 CONVERTIDOR**

La alimentación puede ser monofásica (alimentando sólo los terminales L2 y L3) o trifásica (alimentando los terminales L1, L2 y L3). La conexión del convertidor de frecuencia con el motor se realiza a través de los terminales U, V y W. Los terminales de potencia del convertidor (L1, L2, L3, U, V, W, PE, B+, B- y tierra) y los terminales de control (numerados del 1 al 20) tienen acceso mediante bornes dispuestos en la forma que se indica en la figura 3.5.

### **4.3.4 MOTOR**

La mayoría de los motores, en particular a bajas potencias, están diseñados para operar a tensiones de 230 V o 400V. La tensión se selecciona generalmente arreglando los terminales del motor adecuadamente. Las instrucciones para la conexión a 230V (delta) por lo general vienen en la tapa de la caja de terminales.

Es claro que un convertidor de frecuencia con una entrada monofásica o trifásica de baja tensión producirá una salida trifásica de baja tensión y el motor deberá conectarse en forma correspondiente.

## **4.4 COMUNICACIÓN ENTRE EL CONVERTIDOR DE FRECUENCIA Y UN PLC SIEMENS S7 – 224**

### **4.4.1 PLC S7 – 224<sup>25</sup>**

La gama S7-200 de SIEMENS comprende diversos sistemas de automatización pequeños (Micro-PLCs) que se pueden utilizar para numerosas tareas.

---

<sup>25</sup> Referencia bibliográfica 7.

Gracias a su diseño compacto, su bajo costo y su amplio juego de operaciones, los sistemas de automatización S7-200 son idóneos para controlar tareas sencillas. El software de programación basado en Windows ofrece la flexibilidad necesaria para solucionar las tareas de automatización.

El S7-224 vigila las entradas y cambia el estado de las salidas conforme al programa de usuario que puede incluir operaciones de lógica booleana, operaciones con contadores y temporizadores, operaciones aritméticas complejas, así como comunicación con otros aparatos inteligentes. Gracias a su diseño compacto, su configuración flexible y su amplio juego de operaciones, el S7-224 es especialmente apropiado para solucionar numerosas tareas de automatización.

La CPU S7-224 incorpora en una carcasa compacta un microprocesador, una fuente de alimentación integrada, así como circuitos de entrada y de salida que conforman un potente Micro-PLC (ver figura 4.4). Tras haber cargado el programa en el S7-224, éste contendrá la lógica necesaria para observar y controlar los aparatos de entrada y salida de la aplicación.

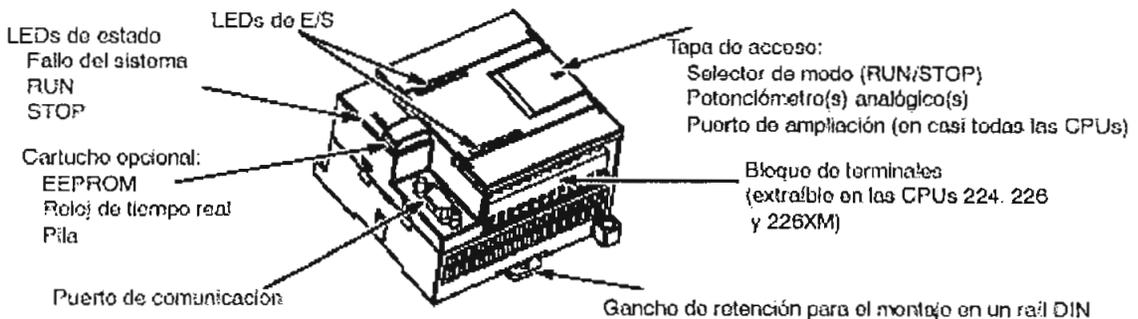


Figura 4.4: Micro-PLC S7-224

En la tabla 4.1 se comparan de forma resumida algunas de las funciones de la CPU.

<b>Función</b>	<b>CPU 224</b>
Dimensiones físicas (mm)	120,5 x 80 x 62
Memoria del programa	8192 bytes
Memoria de datos	5120 bytes
Memoria de backup	190 horas (típico)
E/S integradas	14 E / 10 S
Módulos de ampliación	7 módulos
Contadores rápidos	
Fase simple	6 a 30 kHz
2 fases	4 a 20 kHz
Salidas de impulsos (c.c.)	2 a 20 kHz
Potenciómetros analógicos	2
Reloj de tiempo real	Incorporado
Puertos de comunicación	1 RS-485
Aritmética en coma flotante	Sí
Tamaño de la imagen de E/S digitales	256 (128 E / 128 S)
Velocidad de ejecución booleana	0,37 microsegundos/operación

Tabla 4.1: Funciones de la CPU 224.

#### 4.4.1.2 Conectar la alimentación del S7-224

Primero que todo es preciso conectar el S7-224 a una fuente de alimentación. La figura 4.5 muestra el cableado de una CPU S7-224 con alimentación c.c. (corriente continua) ó c.a. (corriente alterna).

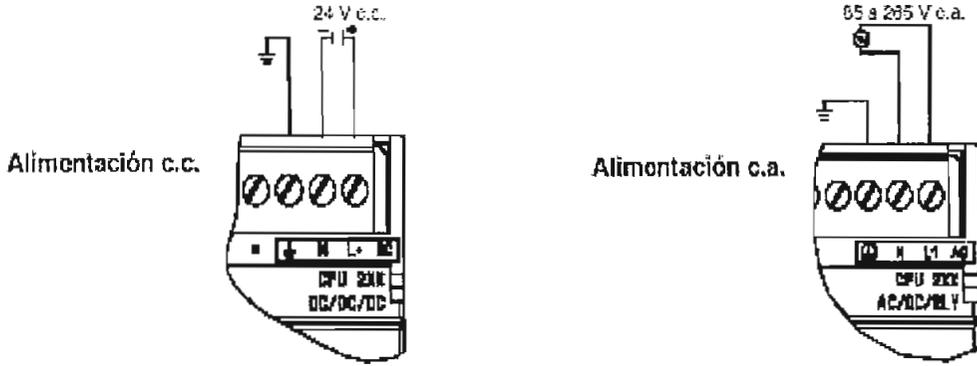


Figura 4.5: Conectar la alimentación del S7-200.

#### 4.4.1.3 Conectar el cable multimaestro RS-232/PPI

La figura 4.6 muestra un cable multimaestro RS-232/PPI que conecta el S7-224 con la unidad de programación. Para conectar el cable:

1. Unir el conector RS-232 (identificado con "PC") del cable multimaestro RS-232/PPI al puerto de comunicación de la unidad de programación. (por ejemplo, conectar a COM1.)
2. Unir el conector RS-485 (identificado con "PPI") del cable multimaestro RS-232/PPI al puerto 0 ó 1 del S7-224.
3. Vigilar que los interruptores DIP del cable multimaestro RS-232/PPI estén configurados como muestra la figura 2-2, para determinar la velocidad de transmisión (por ejemplo 96000 baudios)

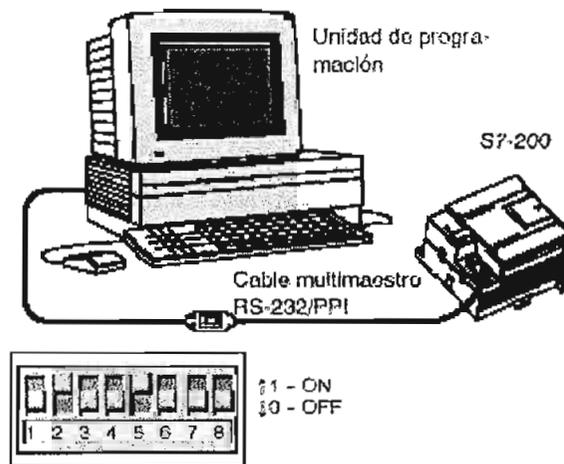


Figura 4.6: Conectar el cable multimaestro RS-232/PPI

#### 4.4.1.4 El S7-224 ejecuta las tareas en un ciclo

El S7-224 ejecuta una serie de tareas de forma repetitiva. Esta ejecución se denomina ciclo. Como muestra la figura 4-2, el S7-200 ejecuta la mayoría de las tareas siguientes (o todas ellas) durante un ciclo:

- Leer las entradas: el S7-224 copia el estado de las entradas físicas en la imagen del proceso de las entradas.
- Ejecutar la lógica de control en el programa: el S7-224 ejecuta las operaciones del programa y guarda los valores en las diversas áreas de memoria.
- Procesar las peticiones de comunicación. el S7-224 ejecuta las tareas necesarias para la comunicación.
- Efectuar el autodiagnóstico de la CPU: el S7-224 verifica si el firmware, la memoria del programa y los módulos de ampliación están trabajando correctamente.
- Escribir en las salidas: los valores almacenados en la imagen del proceso de las salidas se escriben en las salidas físicas

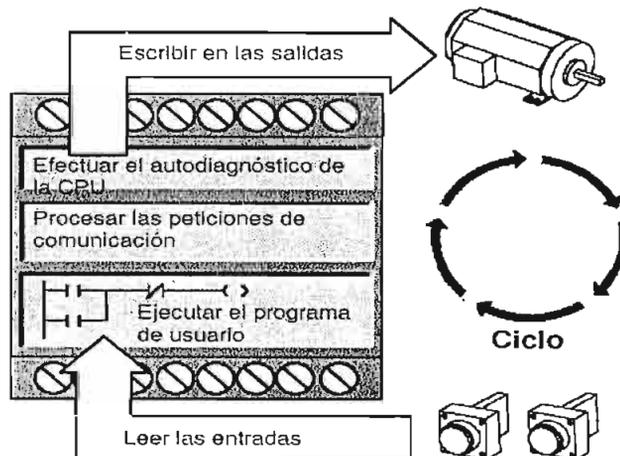


Figura 4.7: Ciclo del S7 -224.

La ejecución del ciclo depende de si el S7-224 está en modo STOP o RUN. El programa se ejecutará si el S7-224 está en modo RUN. En cambio, no se ejecutará en modo STOP.

#### **4.4.2 PAQUETE DE PROGRAMACIÓN STEP 7-MICRO/WIN**

El paquete de programación STEP 7-Micro/WIN constituye un entorno de fácil manejo para desarrollar, editar y observar el programa necesario con objeto de controlar la aplicación. STEP 7-Micro/WIN comprende tres editores que permiten desarrollar de forma cómoda y eficiente el programa de control.

##### **4.4.2.1 Requisitos del sistema**

STEP 7-Micro/WIN se puede ejecutar en un ordenador (PC), o bien en una unidad de programación de Siemens (por ejemplo, en una PG 760). El PC o la PG deberán cumplir los siguientes requisitos mínimos:

- Sistema operativo: Windows 95, Windows 98, Windows 2000, Windows Me (Millennium Edition), Windows NT 4.0 (o una versión posterior), Windows XP Professional.
- 100 MB libres en el disco duro (como mínimo).
- Ratón (recomendado)

##### **4.4.2.2 Opciones de comunicación**

Se tienen dos opciones de programación para conectar el PC al S7-224, a saber: una conexión directa vía un cable PPI multimaestro, o bien un procesador de comunicaciones (CP) con un cable MPI. El cable de programación PPI multimaestro es el método más usual y más económico de conectar el PC al S7-224. Este cable une el puerto de comunicación del S7-224 con el puerto serie del PC. El cable de programación PPI multimaestro también se puede utilizar para conectar otros dispositivos de comunicación al S7-224.

#### 4.4.2.3 Iniciar STEP 7-MICRO/WIN

Luego de instalar el programa STEP 7-Micro/WIN, en el escritorio de la pantalla de presentación de Windows, aparece el icono de STEP 7-Micro/WIN, con el cual se accede al programa para crear un nuevo proyecto o abrir uno existente y poder cargarlo en el S7 - 224. La figura 4.8 muestra el ambiente del programa.



Figura 4.8: Ambiente del programa STEP 7-Micro/WIN

#### 4.4.2.4 Verificar los parámetros de comunicación de STEP 7-MICRO/WIN

En un proyecto se utilizan los ajustes estándar de STEP 7-Micro/WIN y del cable multimaestro RS-232/PPI. Para verificar los ajustes:

1. Vigilar que la dirección del cable PC/PPI esté ajustada a 0 en el cuadro de diálogo "Comunicación".

2. Vigilar que el interface del parámetro de red esté configurado para el cable PC/PPI (COM1).
3. Vigilar que la velocidad de transferencia esté ajustada a 9,6 kbit/s.

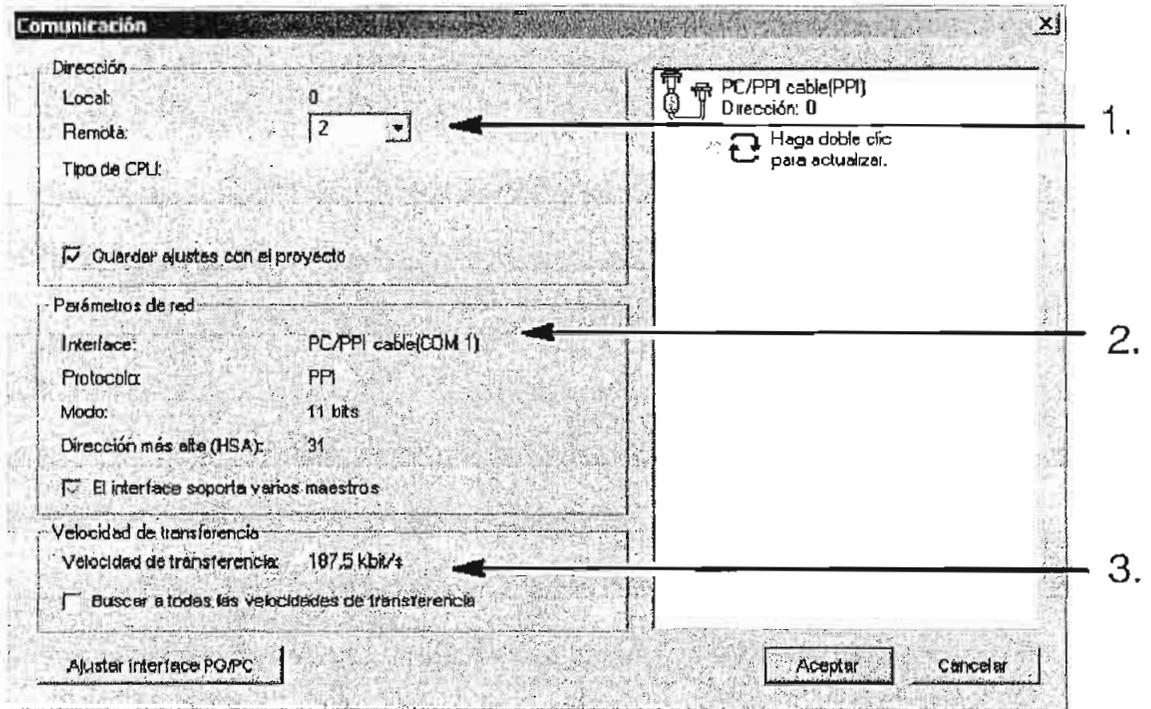


Figura 4.9: Verificar los parámetros de comunicación

#### 4.4.2.5 Establecer la comunicación con el S7-224

Se utiliza el cuadro de diálogo “Comunicación” para establecer la comunicación con el S7-224:

1. En el cuadro de diálogo “Comunicación”, al hacer doble clic en el icono “Actualizar”. STEP 7-Micro/WIN buscará el S7-224 y se visualiza un icono “CPU” correspondiente a la CPU S7-224 conectada.
2. Se selecciona el S7-224 y haga clic en “Aceptar”.

Si STEP 7-Micro/WIN no encuentra el S7-224, hay que verificar los parámetros de comunicación y repetir los pasos descritos arriba. Tras haber establecido la comunicación con el S7 224 se podrá crear un programa o abrir uno existente y cargarlo.

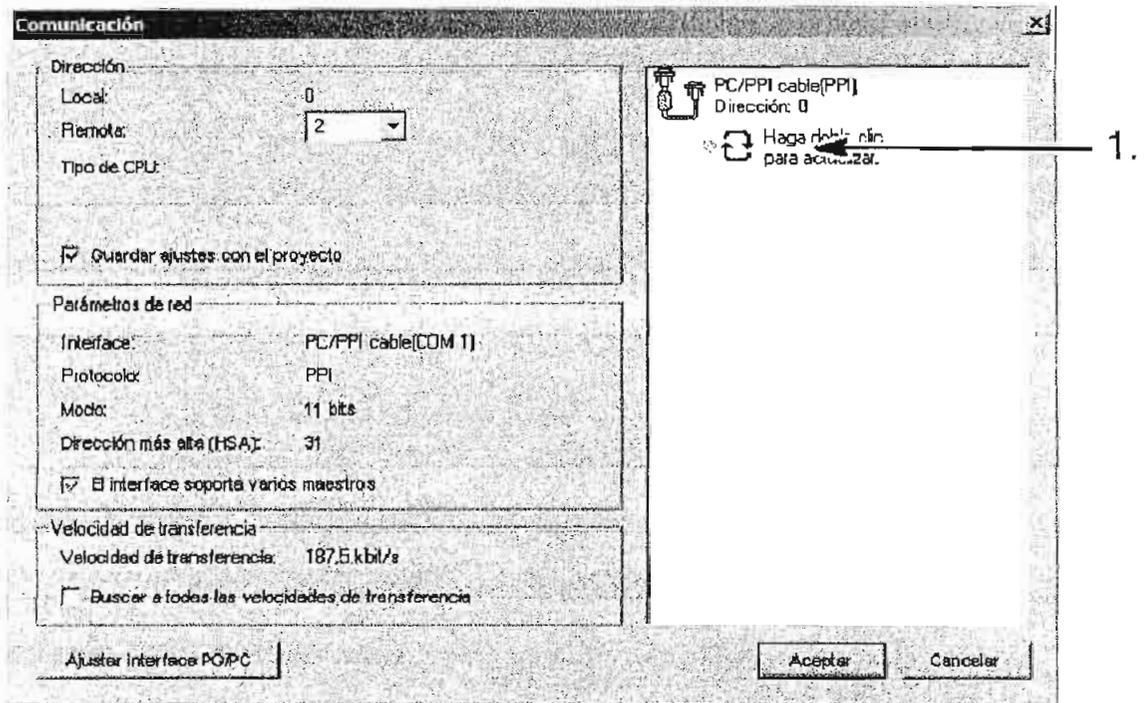


Figura 4.10: Establecer la comunicación con el S7-224.

#### 4.4.2.6 Elementos básicos de un programa

Un bloque de programa incluye el código ejecutable y los comentarios. El código ejecutable comprende el programa principal, así como subrutinas y/o rutinas de interrupción (opcionales). El código se compila y se carga en el S7-224, a excepción de los comentarios del programa. Las unidades de organización (programa principal, subrutinas y rutinas de interrupción) sirven para estructurar el programa de control. El programa de ejemplo siguiente incluye una subrutina y una rutina de interrupción. Este programa utiliza una interrupción temporizada para leer el valor de una entrada analógica cada 100 ms.

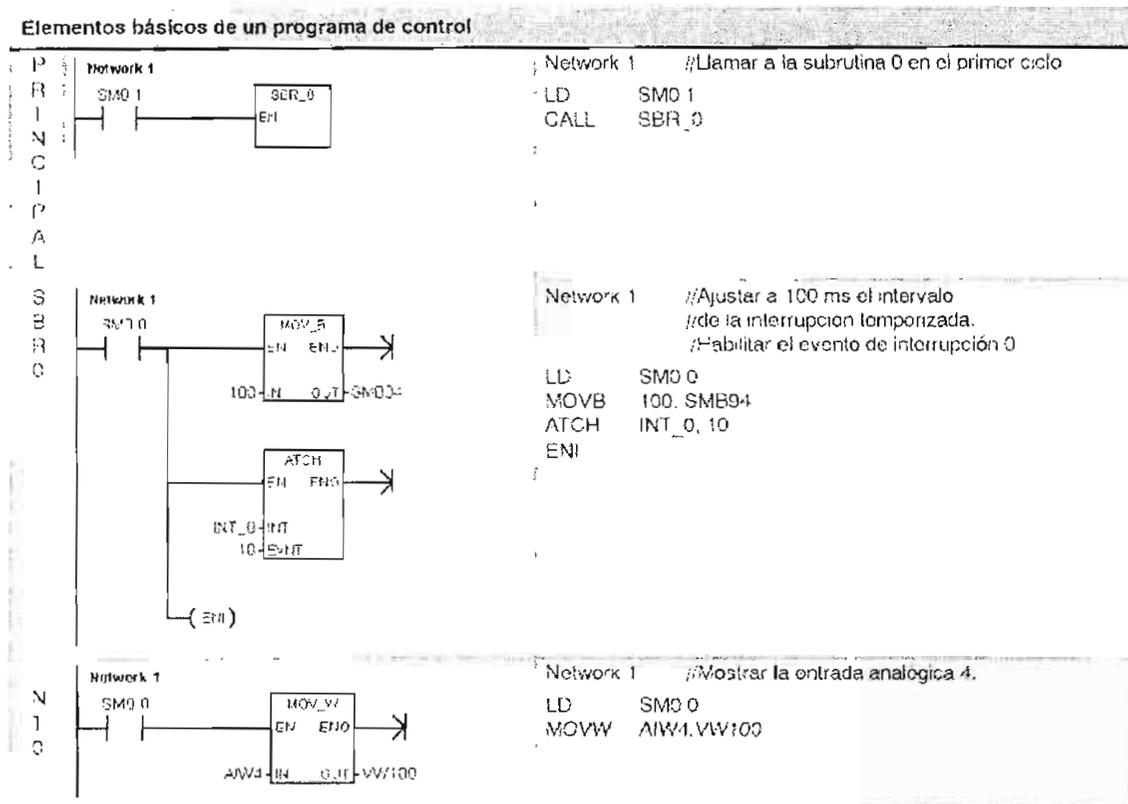


Figura 4.11: Elementos básicos de un programa.

#### 4.4.2.6.1 Programa principal

Esta parte del programa contiene las operaciones que controlan la aplicación. El S7-224 ejecuta estas operaciones en orden secuencial en cada ciclo. El programa principal se denomina también OB1.

#### 4.4.2.6.2 Subrutinas

Estos elementos opcionales del programa se ejecutan sólo cuando se llaman desde el programa principal, desde una rutina de interrupción, o bien desde otra subrutina. Las subrutinas son elementos opcionales del programa, adecuándose para funciones que se deban ejecutar repetidamente. Así, en vez de tener que escribir la lógica de la función en cada posición del programa principal donde se deba ejecutar esa función, basta con escribirla sólo una vez en una subrutina y llamar a la subrutina desde el programa principal cada vez que sea necesario. Las subrutinas tienen varias ventajas:

- La utilización de subrutinas permite reducir el tamaño total del programa.
- La utilización de subrutinas acorta el tiempo de ciclo, puesto que el código se ha extraído del programa principal. El S7-200 evalúa el código del programa principal en cada ciclo, sin importar si el código se ejecuta o no. Sin embargo, el S7-200 evalúa el código en la subrutina sólo si se llama a ésta. En cambio, no lo evalúa en los ciclos en los que no se llame a la subrutina.
- La utilización de subrutinas crea códigos portátiles. Es posible aislar el código de una función en una subrutina y copiar ésta a otros programas sin necesidad de efectuar cambios o con sólo pocas modificaciones.

#### 4.4.2.6.3 Rutinas de interrupción

Estos elementos opcionales del programa reaccionan a determinados eventos de interrupción. Las rutinas de interrupción se pueden programar para gestionar eventos de interrupción predefinidos. El S7-224 ejecuta una rutina de interrupción cuando ocurre el evento asociado. El programa principal no llama a las rutinas de interrupción. Una rutina de interrupción se asocia a un evento de interrupción y el S7-224 ejecuta las operaciones contenidas en esa rutina sólo cada vez que ocurra el evento en cuestión.

#### 4.4.2.6.4 Otros elementos del programa

Hay otros bloques que contienen información para el S7-224. A la hora de cargar el programa en el S7-224, es posible indicar qué bloques se deben cargar también.

#### 4.4.2.6.5 Bloque de sistema

El bloque de sistema permite configurar diversas opciones de hardware para el S7-224.



Figura 4.12: Bloque de sistema

#### 4.4.2.6.6 Bloque de datos

En el bloque de datos se almacenan los valores de las diferentes variables (memoria V) utilizadas en el programa. Este bloque se puede usar para introducir los valores iniciales de los datos.

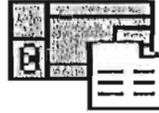


Figura 4.13: Bloque de datos

#### 4.4.2.7 Editar programas



Figura 4.14: STEP 7-Micro/WIN.

Para iniciar STEP 7-Micro/WIN, se hace doble clic en el icono de STEP 7-Micro/WIN o se elige los comandos Inicio > SIMATIC > STEP 7 Micro/WIN. Como muestra la figura 4.14, STEP 7-Micro/WIN ofrece un interface de usuario cómodo para crear el programa de control.

Las barras de herramientas incorporan botones de método abreviado para los comandos de menú de uso frecuente. Estas barras se pueden mostrar u ocultar.

La barra de navegación comprende iconos que permiten acceder a las diversas funciones de programación de STEP 7-Micro/WIN.

En el árbol de operaciones se visualizan todos los objetos del proyecto y las operaciones para crear el programa de control. Para insertar operaciones en el programa, puede utilizar el método de “arrastrar y soltar” desde el árbol de operaciones, o bien hacer doble clic en una operación con objeto de insertarla en la posición actual del cursor en el editor de programas.

El editor de programas contiene el programa y una tabla de variables locales donde se pueden asignar nombres simbólicos a las variables locales temporales. Las subrutinas y las rutinas de interrupción se visualizan en forma de fichas en el borde inferior del editor de programas. Para acceder a las subrutinas, a las rutinas de interrupción o al programa principal, se hace clic en la ficha en cuestión.

STEP 7-Micro/WIN incorpora los tres editores de programas siguientes: Esquema de contactos (KOP), Lista de instrucciones (AWL) y Diagrama de funciones (FUP). Con algunas restricciones, los programas creados con uno de estos editores se pueden visualizar y editar con los demás. Editor de

#### 4.4.2.7.1 *Funciones del editor AWL*

El editor AWL visualiza el programa textualmente. Permite crear programas de control introduciendo la nemotécnica de las operaciones. El editor AWL sirve para crear ciertos programas que, de otra forma, no se podrían programar con los editores KOP ni FUP. Ello

se debe a que AWL es el lenguaje nativo del S7-224, a diferencia de los editores gráficos, sujetos a ciertas restricciones para poder dibujar los diagramas correctamente. Como muestra la figura 4.15, esta forma textual es muy similar a la programación en lenguaje ensamblador.

```
LD      I0.0      //Leer una entrada
A       I0.1      //AND con otra entrada
=       Q0.0      //Escribir en el valor en
                    //la salida 1
```

Figura 4.15: Programa de ejemplo AWL.

El S7-224 ejecuta cada operación en el orden determinado por el programa, de arriba a abajo, reiniciando después arriba. AWL utiliza una pila lógica para resolver la lógica de control. El usuario inserta las operaciones AWL para procesar las operaciones de pila.

Considere los siguientes aspectos importantes cuando desee utilizar el editor AWL:

- El lenguaje AWL es más apropiado para los programadores expertos.
- En algunos casos, AWL permite solucionar problemas que no se podrían resolver fácilmente con los editores KOP o FUP.
- El editor AWL soporta sólo el juego de operaciones SIMATIC<sup>26</sup>.
- En tanto que el editor AWL se puede utilizar siempre para ver o editar programas creados con los editores KOP o FUP, lo contrario no es posible en todos los casos. Los editores KOP o FUP no siempre se pueden utilizar para visualizar un programa que se haya creado en AWL.

#### 4.4.2.7.2 Funciones del editor KOP

---

<sup>26</sup> El S7-224 ofrece dos juegos de operaciones que permiten solucionar una gran variedad de tareas de automatización. El juego de operaciones IEC cumple con la norma IEC 1131-3 (el objetivo de esta norma es que los diferentes fabricantes de autómatas programables ofrezcan operaciones similares tanto en su aspecto como en su funcionamiento) para la programación de autómatas programables (PLCs), en tanto que el juego de operaciones SIMATIC se ha diseñado especialmente para el S7-200.

El editor KOP visualiza el programa gráficamente, de forma similar a un esquema de circuitos. Los programas KOP hacen que el programa emule la circulación de corriente eléctrica desde una fuente de alimentación, a través de una serie de condiciones lógicas de entrada que, a su vez, habilitan condiciones lógicas de salida. Los programas KOP incluyen una barra de alimentación izquierda que está energizada. Los contactos cerrados permiten que la corriente circule por ellos hasta el siguiente elemento, en tanto que los contactos abiertos bloquean el flujo de energía.

La lógica se divide en segmentos ("Networks"). El programa se ejecuta un segmento tras otro, de izquierda a derecha y luego de arriba a abajo. La figura 4.16 muestra un ejemplo de un programa KOP. Las operaciones se representan mediante símbolos gráficos que incluyen tres formas básicas.

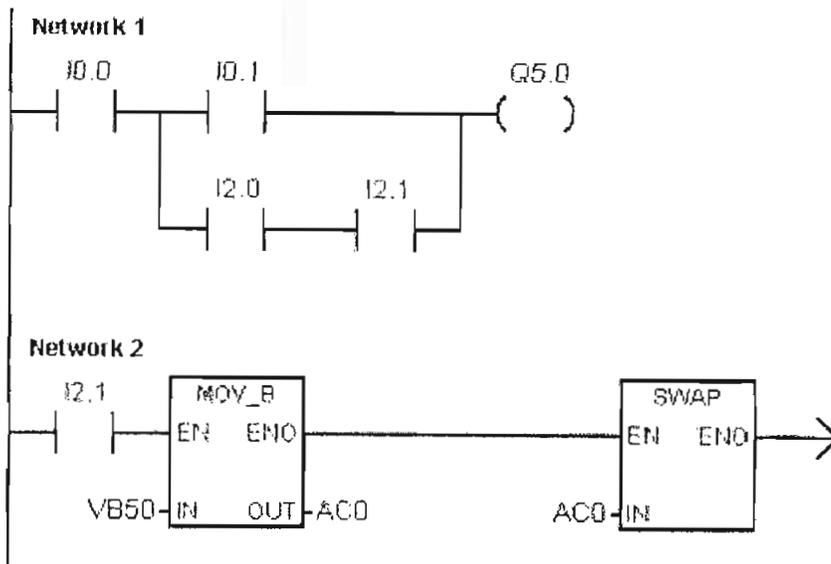


Figura 4.16: Programa de ejemplo KOP.

Los contactos representan condiciones lógicas de entrada, tales como interruptores, botones o condiciones internas. Las bobinas representan condiciones lógicas de salida, tales como lámparas, arrancadores de motor, relés interpuestos o condiciones internas de salida.

Los cuadros representan operaciones adicionales, tales como temporizadores, contadores u operaciones aritméticas. Considere los siguientes aspectos importantes cuando desee utilizar el editor KOP:

- El lenguaje KOP les facilita el trabajo a los programadores principiantes.
- La representación gráfica es fácil de comprender, siendo popular en el mundo entero.
- El editor KOP se puede utilizar con los juegos de operaciones SIMATIC e IEC 1131-3.
- El editor AWL se puede utilizar siempre para visualizar un programa creado en KOP SIMATIC.

#### 4.4.2.7.3 Funciones del editor FUP

El editor FUP visualiza el programa gráficamente, de forma similar a los circuitos de puertas lógicas. En FUP no existen contactos ni bobinas como en el editor KOP, pero sí hay operaciones equivalentes que se representan en forma de cuadros. La figura 4.17 muestra un ejemplo de un programa FUP.

El lenguaje de programación FUP no utiliza las barras de alimentación izquierda ni derecha. Sin embargo, el término “circulación de corriente” se utiliza para expresar el concepto análogo del flujo de señales por los bloques lógicos FUP.

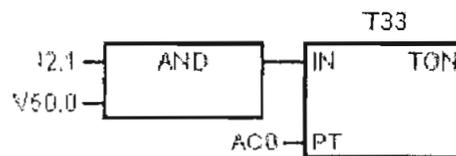


Figura 4.17: Programa de ejemplo FUP.

El recorrido “1” lógico por los elementos FUP se denomina circulación de corriente. El origen de una entrada de circulación de corriente y el destino de una salida de circulación de corriente se pueden asignar directamente a un operando.

La lógica del programa se deriva de las conexiones entre las operaciones de cuadro. Ello significa que la salida de una operación (por ejemplo, un cuadro AND) se puede utilizar para habilitar otra operación (por ejemplo, un temporizador), con objeto de crear la lógica de control necesaria. Estas conexiones permiten solucionar numerosos problemas lógicos.

Considere los siguientes aspectos importantes cuando desee utilizar el editor FUP:

- El estilo de representación en forma de puertas gráficas se adecúa especialmente para observar el flujo del programa.
- El editor FUP soporta los juegos de operaciones SIMATIC e IEC 1131-3.
- El editor AWL se puede utilizar siempre para visualizar un programa creado en SIMATIC FUP.

#### **4.4.2.8 Tipps de programación del S7-224**

Los Tipps de programación del SIMATIC S7-200 son un conjunto de aplicaciones reunidas en los que hay proyectos ejemplo. Los Tipps posibilitan una comprensión rápida de las aplicaciones del S7-224 y sirven como ejemplo sencillo de programación en las aplicaciones del STEP 7-Micro/WIN PLC.

Mientras no se indique lo contrario, el Tipp se puede utilizar a partir del STEP 7-Micro/WIN y con cualquier CPU del S7-200 (CPU S7 – 224 en este proyecto). Proporcionan ejemplos prácticos para la programación y soluciones para diferentes aplicaciones industriales. Se dispone de ejemplos para los siguientes campos de aplicación:

- Aplicaciones generales
- Funciones integradas
- Comunicación
- Control de motores
- Posicionamiento
- Tareas de regulación

#### 4.4.2.8.1 Tipp 28

TEMA: Puerto de comunicación Freeport<sup>27</sup> a accionamientos MICROMASTER

#### REQUISITOS ESPECIALES DE HARDWARE:

Una CPU 224 SIMATIC S7-200 con un simulador de entradas. Accionamiento(0s) MICROMASTER y motor(es).

#### RESUMEN BREVE

Este ejemplo demuestra cómo la CPU S7-224 se comunica con uno o más accionamientos Siemens MICROMASTER. En la primera opción, la comunicación se establece con un accionamiento, en tanto que la segunda opción muestra cómo la CPU S7-200 puede controlar simultáneamente varios accionamientos, utilizando el modo de difusión (envío de mensajes multidestino). La comunicación se efectúa en la CPU S7-200 en modo Freeport, utilizando el protocolo de 5 palabra USS. Para iniciar los comandos al accionamiento del motor se utiliza un simulador de entradas.

#### PARAMETRIZACIÓN DE LOS ACCIONAMIENTOS

Antes de conectar un accionamiento a la CPU S7-224, se utiliza el teclado del accionamiento para introducir los siguientes parámetros de sistema:

1. Reponer los ajustes de fábrica del accionamiento (opcional).

P944 = 1 y mantener pulsado el botón de parámetros P.

2. Habilitar el acceso de lectura/escritura a todos los parámetros.

P009 = 3

---

<sup>27</sup> El programa puede controlar el puerto serie de comunicación del S7-224. La comunicación a través de este puerto se denomina modo Freeport (comunicación programable por el usuario). En modo Freeport, el programa define la velocidad de transferencia, los bits por carácter, la paridad y el protocolo. Las interrupciones de transmisión y recepción permiten controlar la comunicación mediante el programa.

3. Ajustes del motor. Estos ajustes varían dependiendo del accionamiento utilizado.

P081 = frecuencia nominal del motor (hertz)

P082 = velocidad nominal del motor (RPM)

P083 = corriente nominal del motor (A)

P084 = tensión nominal del motor (V)

P085 = potencia nominal del motor (kW/HP)

4. Modo de control

P910 = 1 control remoto

5. Velocidad de transferencia

P092 = 7 (19.200 bit/s)

6. Dirección del esclavo

P091 = 0 a 30. (A todos los accionamientos (31 como máximo), se puede acceder a través del bus.)

7. Tiempo de aceleración, en segundos (opcional)

P002 = 0 a 650. Este es el tiempo requerido por el motor para acelerar a la frecuencia máxima.

8. Tiempo de desaceleración, en segundos (opcional)

P003 = 0 a 650. Este es el tiempo requerido por el motor para desacelerar hasta su paro.

9. Control de almacenamiento EEPROM (opcional)

P971 = 1 La parametrización se conserva tras un corte de la alimentación.

10. Display de operación

P000 = P. Pulse P para retornar del modo de parametrización.

## ESTRUCTURA DEL PROGRAMA

Este programa comprende las siguientes subrutinas:

- Principal Supervisa el selector de la CPU para la comunicación Freeport/PPI y busca flancos positivos en las entradas durante el funcionamiento del motor.
- SBR0 Ajusta los parámetros de comunicación Freeport durante el primer ciclo.
- SBR1 Ajusta el motor para que funcione a una velocidad constante (RUN).
- SBR2 Ajusta el motor para que funcione a una velocidad variable (RAMP).
- SBR3 Incrementa la frecuencia de salida del MICROMASTER. (multiplicador de frecuencia INC)
- SBR4 Decrementa la frecuencia de salida del MICROMASTER. (multiplicador de frecuencia DEC)
- SBR5 Para el motor (STOP).
- SBR6 Calcula el carácter de comprobación de bloques (BCC, o suma de verificación) del mensaje de salida.
- SBR7 Transmite el mensaje e inicial el temporizador de timeout de transmisión.
- INT0 Activa el receptor (gestor de transmisión finalizada).
- INT1 Reintenta la transmisión hasta tres periodos de timeout (gestor de timeout de transmisión).
- INT2 Cuenta los caracteres recibidos y ejecuta una comprobación de validez tras recibirse cada carácter.
- INT3 Reintenta la recepción hasta tres periodos de timeout (gestor de timeout de recepción).

## DESCRIPCIÓN DEL PROGRAMA

Este programa muestra cómo una CPU S7-224 se comunica con uno o más accionamientos Siemens MICROMASTER para arrancar, parar y variar la frecuencia de salida del (de los) motor(es). La comunicación se efectúa mediante el modo Freeport S7-200. Para transmitir los datos se utiliza el protocolo USS de 5 palabras. Un simulador de entradas inicia los comandos al accionamiento del motor. El programa supervisa el selector de modos de

operación de la CPU y ajusta conforme a ello el byte de marcas (SMB30) correspondiente al modo Freeport.

- I0.0 RUN Conecta el motor al valor del multiplicador de frecuencia. Permite que el motor funcione a una frecuencia constante conforme al último comando. El sentido de giro se deriva de la entrada I1.0. Afecta el funcionamiento sólo tras un cambio a STOP. Reacciona a flancos positivos.
- I0.2 RAMP Conecta el motor al valor del multiplicador de frecuencia. Permite que el motor funcione a una frecuencia variable, comenzando en la frecuencia del último comando. La frecuencia se puede incrementar o decrementar utilizando I0.6 e I0.7, respectivamente. El sentido de giro se deriva de la entrada I1.0. Afecta el funcionamiento sólo tras un cambio a STOP. Reacciona a flancos positivos.
- I0.4 STOP Detiene el motor y habilita las órdenes RUN/RAMP subsiguientes. Reacciona a flancos positivos.
- I0.5 Multiplicador Especifica el multiplicador (1x ó 2x) para el cambio de frecuencia (incrementar/decrementar). Nivel de funcionamiento: 0 = 1x, 1 = 2x.
- I0.6 Incrementar Incrementa la frecuencia del motor en 1x ó 2x del delta de frecuencia (50 en este ejemplo). Incrementa el multiplicador de frecuencia en el valor de VW202 x multiplicador (I0.5). Si el motor está en RAMP, la velocidad se incrementa

inmediatamente.

Reacciona a flancos positivos.

- I0.7 Decrementar Decrementa la frecuencia del motor en 1x ó 2x del delta de frecuencia (50 en este ejemplo).  
Decrementa el multiplicador de frecuencia en el valor de VW202 x multiplicador (I0.5).  
Si el motor está en RAMP, la velocidad se incrementa inmediatamente.  
Reacciona a flancos positivos.

- I1.0 Sentido Especifica el sentido de giro del motor.  
Nivel de funcionamiento:  
0 = giro a la derecha, 1 = giro a la izquierda.

La marca M0.0 funciona de la siguiente forma:

Estado de señal 0 = RUN/RAMP inhibidos.

Estado de señal 1 = RUN/RAMP habilitados.

La marca M0.1 funciona de la siguiente forma:

Estado de señal 0 = RAMP no activado.

Estado de señal 1 = RAMP activado.

El programa ejecuta las siguientes funciones:

- \* Detecta e informa acerca de errores de comunicación
- \* Temporiza la transmisión al MICROMASTER
- \* Efectúa hasta 3 intentos de transmitir antes de que el programa aborte la función especificada
- \* Temporiza la subsiguiente recepción del MICROMASTER
- \* Efectúa hasta 3 intentos de transmitir/recibir hasta 3 veces antes de que el programa aborte la función especificada

\* Comprueba la validez del mensaje de respuesta del MICROMASTER (STX, LEN, ADR y BCC)

\* Muestra en el byte de salida QB0 el estado de la última función de la siguientes formas, hasta finalizar la siguiente función:

0	sin error (función OK)
1	respuesta no válida (diferente a BCC erróneo)
2	BCC erróneo
3	Timeout de transmisión
4	Timeout de recepción

En modo de difusión, la estación maestra envía una trama de mensaje a todas las estaciones esclavas incorporadas en el bus. Aunque cada estación esclava reacciona de la misma forma, no envía una trama de mensaje de respuesta a la estación maestra. Por tanto, en el byte de salida QB0 se visualiza un error de comunicación irrelevante.

1a. opción:

El programa se comunica con un accionamiento Siemens MICROMASTER. La CPU S7-200 actúa de estación maestra y, en el presente ejemplo, se encuentra en la dirección 0 de protocolo USS, en tanto que el MICROMASTER actúa de estación esclava en la dirección 1.

2a. opción:

Para poder establecer la comunicación con accionamientos adicionales utilizando el modo de difusión, ajuste una dirección diferente de estación esclava para cada MICROMASTER adicional. Se pueden utilizar los números comprendidos entre 2 y 30. No utilice 0 ni 1.

En vez de seleccionar un MICROMASTER en la subrutina SBR0, seleccione la dirección 32 (en el byte de la memoria de variables VB102)./ Esta dirección se utiliza para el modo de difusión.

El protocolo de 5 palabras de comunicación serie USS utilizado por el MICROMASTER tiene la siguiente estructura de 14 bytes:

02	Comienzo del mensaje (STX)
12	Longitud (LEN, 12 bytes) intercambiada con el MICROMASTER (de ADR a BCC)
ADR	Número de estación del dispositivo. (En este ejemplo, el número del accionamiento es 1 si se utiliza una sola estación esclava, o 32 en modo de difusión.)
PKE	Byte alto utilizado para el control de parámetros
PKE	Byte bajo
IND	Byte alto de la palabra de índice de formación (array)
IND	Byte bajo
PWE	Byte alto utilizado para los valores de parámetros y los códigos de error
PWE	Byte bajo
PZD1	Byte alto utilizado para la palabra de control/estado (STW)
PZD1	Byte bajo
PZD2	Byte alto utilizado para la consigna principal y los valores de retorno
PZD2	Byte bajo
BCC	Carácter de comprobación de bloques (suma de verificación)

\*\*\*Tenga en cuenta que este ejemplo utiliza sólo las palabras de datos PZD1 y PZD2 para ON/OFF/cambios de velocidad.\*\*\*

#### Memoria utilizada:

VB99	Longitud del mensaje transmitido
VB100 a VB113	Búfer de transmisión (De STX a BCC. VB102 es para la dirección de la estación esclava.)
VB114 a VB127	Búfer de recepción (de STX a BCC)
VW200	Multiplicador de frecuencia estándar: inicialmente = 3000 (formato hexadecimal)

frecuencia =  $(3000/16384) \times P094 (50) = 25 \text{ Hz}$

VW202	Valor incremento/decremento multiplicador de frecuencia. Inicialmente = 50.
VW204	Contaje de reintentos de transmisión. Ajustar a 3 inicialmente y tras una transmisión correcta.
VW206	Contaje de reintentos de recepción. Ajustar a 3 inicialmente y tras una recepción correcta de una respuesta.
VW208	Número de caracteres a recibir en un mensaje: para USS 5 = 14
VB210	Estado de la última función intentada (visualizado en QB0): 0 sin error (función OK) 1 respuesta no válida del MICROMASTER (diferente a BCC erróneo) 2 BCC erróneo 3 timeout de transmisión 4 timeout de recepción
VD211	Puntero a la dirección del búfer de recepción
VW215	BCC cumulativo del mensaje que se está recibiendo (en el byte bajo)
VB217 a VB218	M__oria "borrador"

#### PROGRAMA PRINCIPAL (Función AWL)

```

NETWORK 1 // Inicializar el programa
// Cargar la marca especial SM0.1 para procesar este segmento sólo
// en el primer ciclo.
// Llamar a la subrutina SBR0.
LD  "Primer_Ciclo"      // Cargar SM0.1.
CALL 0                  // Llamar a SBR0.

```

NETWORK 2 // Elegir el protocolo Freeport

// Cargar la marca especial SM0.7.

// Si SM0.7 está activada (puesta a 1), activar SM30.0.

// (Si SM0.7 está desactivada, el selector de modos de la CPU

// está en posición TERM. Si SM0.7 está activada, dicho selector

// está en posición RUN, permitiendo seleccionar el modo Freeport.)

// El protocolo Freeport se elige activando SM30.0 (es decir,

// poniendo este bit a 1).

LD "Selector\_Modo" // Cargar la marca especial SM0.7.

// Si SM0.7 está activada,

= "P0\_Config\_0" // activar SM30.0.

NETWORK 3 // Parar el motor

// Cargar la entrada I0.4.

// Si hay un cambio de OFF a ON (flanco positivo)

// en I0.4 (parar el motor),

// llamar a SBR5 para parar el motor

// y activar la marca M0.0 para habilitar el siguiente comando

// RUN o RAMP.

// Desactivar la marca M0.1 para indicar que el accionamiento ya

// no está en modo RAMP.

LD I0.4 // Si la entrada I0.4 (STOP)

EU // está activada (flanco positivo),

CALL 5 // enviar un mensaje al MICROMASTER

// para parar el motor.

S M0.0, 1 // Habilitar el siguiente comando

// RUN o RAMP e

R M0.1, 1 // indicar que el accionamiento ya no

// se encuentra en RAMP.

NETWORK 4 // Permitir que el motor funcione a velocidad constante

// Cargar la entrada I0.0.

```

// Si hay un cambio de OFF a ON (flanco positivo)
// en I0.0 (funcionamiento del motor a frecuencia constante),
// y la marca M0.0 está activada (comando RUN o RAMP habilitado),
// llamar a SBR1 para que el motor funcione a una velocidad constante.
// Desactivar las marcas M0.0 y M0.1 para inhibir
// el siguiente comando RUN o RAMP
// y para indicar que el accionamiento ya no está en modo RAMP.
LD   I0.0           // Si la entrada I0.0 (RUN)
EU                               // está activada (flanco positivo),
A    M0.0           // y se habilita el siguiente comando
                               // RUN o RAMP,
CALL 1              // enviar un mensaje al MICROMASTER
                               // para que el motor funcione a una
                               // velocidad variable.
R    M0.0, 2        // Inhibir el siguiente comando RUN
                               // o RAMP e indicar que el
                               // accionamiento ya no está en RAMP.

NETWORK 5 // Permitir que el motor funcione a velocidad variable
// Cargar la entrada I0.2.
// Si hay un cambio de OFF a ON (flanco positivo)
// en I0.2 (funcionamiento del motor a frecuencia variable),
// y la marca M0.0 está activada (siguiente comando RUN o RAMP habilitado),
// desactivar la marca M0.0 para inhibir el siguiente comando RUN o RAMP,
// llamar a SBR2 para que el motor funcione a una velocidad variable,
// y activar la marca M0.1 para indicar que el accionamiento está ahora en
// modo RAMP.
LD   I0.2           // Si la entrada I0.2 (RAMP)
EU                               // está activada (flanco positivo),
A    M0.0           // y se habilita el siguiente comando
                               // RUN o RAMP,
R    M0.0, 1        // inhibir el siguiente comando
                               // RUN o RAMP

```

```

CALL 2 // y enviar un mensaje al MICROMASTER
// para que el motor funcione a una
// velocidad variable e
S M0.1, 1 // indicar que el accionamiento está
// ahora en RAMP.

```

```

NETWORK 6 // Aumentar la frecuencia de salida del MICROMASTER
// Cargar la entrada I0.6.
// Si hay un cambio de OFF a ON (flanco positivo)
// en I0.6 (aumentar velocidad),
// llamar a SBR3 para incrementar la frecuencia de salida del MICROMASTER.
LD I0.6 // Si la entrada I0.6 (aumentar
// frecuencia)
EU // está activada (flanco positivo),
CALL 3 // aumentar la velocidad.

```

```

NETWORK 7 // Reducir la frecuencia de salida del MICROMASTER
// Cargar la entrada I0.7.
// Si hay un cambio de OFF a ON (flanco positivo)
// en I0.7 (reducir velocidad),
// llamar a SBR4 para reducir la frecuencia de salida del MICROMASTER.
LD I0.7 // Si la entrada I0.7 (reducir
// velocidad)
EU // está activada (flanco positivo),
CALL 4 // reducir la velocidad.

```

```

NETWORK 8 // Fin del programa principal
// Finalizar el programa principal.
MEND // Finalizar el programa principal.

```

```

//
//***SUBROUTINAS***
//

```

```

NETWORK 9 // Subrutina SBR0
// SBR0 inicializa el búfer de transmisión y configura la comunicación.
// Esta subrutina se ejecuta sólo en el primer ciclo.
SBR 0 // Comenzar SBR0.

NETWORK 10 // Configurar los parámetros para la comunicación en modo Freeport
// Cargar la marca especial SM0.0 para procesar este segmento en cada ciclo.
// Transferir el valor hexadecimal 45 (binario 0100 0101) al byte de marcas
// SMB30. Esta combinación configura el puerto de comunicación para el
// modo Freeport; 19.200 bit/s; 8 bits de datos por carácter;
// paridad par.
// Transferir el valor hexadecimal E (decimal 14) al byte de la memoria de
// VB99 para indicar el tamaño del búfer de transmisión (14 bytes).
// Transferir el valor hexadecimal 2 al byte de la memoria de variables VB100.
// Este número indica el comienzo del texto del mensaje a transmitir.
// (El valor hexadecimal 2 representa "STX" en el juego de caracteres
// ASCII. "STX" significa "start of text" = "comienzo del texto").
// Transferir el valor hexadecimal C (decimal 12) al byte de la memoria de
// variables VB101 para indicar la longitud del mensaje (12 bytes) que utiliza
// el MICROMASTER.
// Transferir el valor hexadecimal 1 al byte de la memoria de variables VB102
// para indicar la dirección del MICROMASTER como estación esclava.
// (La dirección 1 se utiliza para el MICROMASTER; la dirección 32 se utiliza
// para el modo de difusión.)
// Comenzando en la palabra de la memoria de variables VW103, rellenar cinco
// palabras (VW103 a VW111) con la constante 0.
// Transferir el valor hexadecimal 1500 a la palabra de la memoria de variables
// VW200 (1/3 del multiplicador de frecuencia máximo).
// Transferir el valor hexadecimal 32 (decimal 50) a la palabra de la memoria
// de variables VW202 (para el cambio del multiplicador de frecuencia:
// incrementar/decrementar).
// Transferir el valor hexadecimal 30003 a la palabra doble de la memoria de

```

```

// variables VD204 para ajustar a 3 los reintentos de transmisión y recepción.
// Transferir la constante 0 al byte de la memoria de variables VB210 para borrar
// los indicadores de estado de la función (función OK, es decir, que no hay
// errores).
// Transferir la constante 0 al byte de salida QB0
// para visualizar que no se han detectado errores en la función.
// Transferir la constante 0 al byte de la memoria de variables VB219
// para indicar la dirección de la CPU S7-200.
// Activar la marca M0.0 para habilitar el modo RUN o RAMP
// (y un cambio de sentido).
// Habilitar todos los eventos de interrupción.
LD   "Siempre_On"           // Cargar SM0.0.
MOVB 16#45, "P0_Config"     // Habilitar el modo Freeport; 19.200 bit/s;
                             // 8 bits por carácter; paridad par.
MOVB 16#E, VB99            // Indicar que el tamaño del búfer de
                             // transmisión sea de 14 bytes.
MOVB 16#2, VB100           // Indicar el comienzo del texto (STX)
                             // a transmitir.
MOVB 16#C, VB101           // Indicar la longitud (LEN) del
                             // mensaje (12 bytes).
MOVB 16#1, VB102           // Indicar la dirección (ADR) del
                             // MICROMASTER. (16#1 para el MICROMASTER,
                             // 16#32 para el modo de difusión.)
FILL 0, VW103, 5           // Borrar las cinco palabras de datos
                             // (se puede cambiar posteriormente).
MOVW 16#1500, VW200        // Indicar un multiplicador de frecuencia
                             // de un 1/3 del máximo.
MOVW 16#32, VW202          // Indicar un incremento/decremento de 50
                             // del multiplicador de frecuencia.
MOVD 16#30003, VD204       // Ajustar a 3 los reintentos de transmisión
                             // y recepción.
MOVB 0, VB210              // Borrar los indicadores de estado
                             // de función.

```

```

MOVB  0, QB0                // Visualizar un estado de función
                                // sin errores.
MOVB  0, VB219              // Indicar que la dirección de la CPU
                                // S7-200 sea 0.
S     M0.0, 1                // Habilitar RUN o RAMP (y un cambio de
                                // sentido).
ENI                                     // Habilitar todos los eventos de interrupción.

NETWORK 11      // Fin de la subrutina SBR0
// Finalizar SBR0.
RET                // Finalizar SBR0.

NETWORK 12      // Subrutina SBR1
// La SBR1 permite que el motor funcione a una velocidad constante. El sentido
// de giro del motor se especifica en la entrada I1.0.
// Comenzar SBR1.
SBR  1                // Comenzar SBR1.

NETWORK 13      // Configurar la palabra de estado (STW) para el giro a la derecha y
ajustar la frecuencia
// Cargar la marca especial SM0.0 para procesar este segmento en cada ciclo.
// Transferir el valor hexadecimal 5 al byte de la memoria de variables VB109
// y transferir el valor hexadecimal 7F al byte de la memoria de variables VB110
// para configurar la palabra de estado (STW) para el giro a la derecha.
// Transferir el contenido de palabra de la memoria de variables VW200 a la palabra
// de la memoria de variables VW111 (ganancia principal y valores de retorno) para
// ajustar la frecuencia.
LD   "Siempre_On"        // Cargar SM0.0.
MOVB  16#5, VB109        // Configurar STW para
MOVB  16#7F, VB110       // el giro a la derecha.
MOVW  VW200, VW111       // Ajustar la frecuencia.

NETWORK 14      // Ajustar el sentido de giro del motor

```

```

// Cargar la entrada I1.0. Esta entrada especifica el sentido de giro del motor:
// 0 = giro a la derecha, 1 = giro a la izquierda.
// Si I1.0 está activada (es decir, si su estado de señal es 1, indicando el
// sentido de giro a la izquierda),
// activar la marca V109.3.
// O, si I1.0 está desactivada (es decir, si su estado de señal es 0, indicando
// el sentido de giro a la derecha),
// activar la marca V109.4.
LD    I1.0                // Ajustar el sentido para el arranque.
                                // Si la entrada I1.0 está activada,
=     V109.3              // activar V109.3 para indicar
                                // el sentido de giro a la izquierda.
NOT                                       // Si la entrada I1.0 está desactivada,
=     V109.4              // activar V109.4 para indicar el sentido
                                // de giro a la derecha.

NETWORK 15      // Llamar a las subrutinas para calcular el BCC y transmitir el
mensaje
// Cargar la marca especial SM0.0 para procesar este segmento en cada ciclo.
// Llamar a SBR6 para calcular el carácter de comprobación de bloques (BCC).
// Llamar a SBR7 para transmitir el mensaje e iniciar el temporizador de timeout
// de transmisión.
LD    "Siempre_On"        // Cargar SM0.0.
CALL  6                    // Calcular el BCC.
CALL  7                    // Transmitir el mensaje e
                                // iniciar el temporizador de timeout
                                // de transmisión.

NETWORK 16      // Fin de la subrutina SBR1
// Finalizar SBR1.
RET                                       // Finalizar SBR1.

NETWORK 17      // Subrutina SBR2

```

// Comenzar SBR2 para que el motor funcione. SBR2 gestiona la aceleración  
// del motor (funcionando a velocidad variable).

// Esta subrutina se invoca cuando se produce un cambio de OFF a ON  
// (flanco positivo) en la entrada I0.2 y también en una modificación  
// +/- de la frecuencia del motor cuando éste está funcionando.

// El sentido de giro se indica en la entrada I1.0.

SBR 2 // Comenzar SBR2.

NETWORK 18 // Activar el byte de comando

// Cargar la marca especial SM0.0 para procesar este segmento en cada ciclo.

// Transferir el valor hexadecimal 4 (binario 0000 0100) al byte de la

// memoria de variables VB217 para activar el byte de comando.

LD "Siempre\_On" // Cargar SM0.0.

MOVB 16#4, VB217 // Activar el byte de comando.

NETWORK 19 // Conservar el anterior indicador de sentido del motor para el giro a  
la izquierda

// Cargar la marca V109.3.

// Si V109.3 está activada (es decir, si su estado de señal es 1,

// indicando que el motor está funcionando con giro a la izquierda),

// activar la marca V217.3

// para conservar el anterior indicador de sentido del motor para el giro

// a la izquierda.

LD V109.3 // Conservar el anterior indicador

= V217.3 // de sentido del motor para el giro

// a la izquierda.

NETWORK 20 // Conservar el anterior indicador de sentido del motor para el giro a  
la derecha

// Cargar la marca V109.4.

// Si V109.4 está activada (es decir, si su estado de señal es 1),

// indicando que el motor está funcionando con giro a la derecha),

// activar la marca V217.4

```

// para conservar el anterior indicador de sentido del motor para el giro
// a la derecha.
LD    V109.4           // Conservar el anterior indicador
=     V217.4           // de sentido del motor para el giro
                               // a la derecha.

NETWORK 21           // Configurar la palabra de estado (STW) para RUN y ajustar la
frecuencia
// Cargar la marca especial SM0.0 para procesar este segmento en cada ciclo.
// Transferir el contenido de byte de la memoria de variables VB217 (la configuración
// del byte de comando) a VB109
// y transferir el valor hexadecimal 7F (binario 0111 1111) al byte de la memoria
// de variables VB110 para la configurar la STW para RUN.
// Transferir el contenido de palabra de la memoria de variables VW200 a VW111
// para ajustar la frecuencia.
LD    "Siempre_On"    // Cargar SM0.0.
MOVB  VB217, VB109    // Configurar STW para
MOVB  16#7F, VB110    // RUN.
MOVW  VW200, VW111    // Ajustar la frecuencia.

NETWORK 22           // Comprobar el estado para verificar si se permite indicar el sentido
de giro
// Cargar la marca M0.1 para comprobar el estado y verificar si se permite
// indicar el sentido de giro.
// Sólo se permite indicar el sentido si se ha activado el modo STOP.
// Si M0.1 está activada (es decir, si su estado de señal es 1, o sea que el
// accionamiento está en modo RAMP),
// no se permite indicar el sentido de giro. (Si el MICROMASTER está en
// modo RAMP se conserva el anterior sentido de giro.)
// Saltar al bucle para calcular el BCC e iniciar el temporizador
// de timeout de transmisión.
LD    M0.1            // Si el accionamiento está en RAMP,
JMP   0               // saltar al segmento que llama a

```

// las rutinas que calculan el  
 // BCC e inician el temporizador  
 // de timeout de transmisión.

NETWORK 23 // Ajustar el sentido de giro para RUN  
 // Cargar la entrada I1.0. Esta entrada especifica el sentido de giro  
 // del motor: 0 = giro a la derecha, 1 = giro a la izquierda.  
 // Si I1.0 está activada (es decir, si su estado de señal es 1, indicando  
 // el sentido de giro a la izquierda),  
 // activar la marca V109.3.  
 // O, si I1.0 está desactivada (es decir, si su estado de señal es 0,  
 // indicando el sentido de giro a la derecha),  
 // activar la marca V109.4.

LD I1.0 // Ajustar el sentido de giro para  
 // RUN. Si la entrada  
 // I1.0 está activada,  
 = V109.3 // activar V109.3 para indicar el sentido  
 // de giro a la izquierda.  
 NOT // Si la entrada I1.0 no está activada,  
 = V109.4 // activar V109.4 para indicar el sentido  
 // de giro a la derecha.

NETWORK 24 // Meta LBL0  
 // Este setmento es la meta de la operación Saltar a meta 0.  
 // El programa salta a esta meta si M0.1 está activada en el segmento 22  
 // (es decir, si su estado de señal es 1) para calcular el BCC e iniciar  
 // el temporizador de timeout de transmisión.

LBL 0 // Llamar a las rutinas para calcular  
 // el BCC e iniciar el temporizador de  
 // timeout de transmisión.

NETWORK 25 // Calcular el BCC e iniciar el temporizador de timeout de  
 transmisión

```

// Cargar la marca especial SM0.0 para procesar este segmento en
// cada ciclo.
LD  "Siempre_On"           // Cargar SM0.0.
CALL 6                     // Calcular el BCC e iniciar el
CALL 7                     // temporizador de timeout
                               // de transmisión.

NETWORK 26      // Fin de la subrutina SBR2
// Finalizar SBR2.
RET           // Finalizar SBR2.

NETWORK 27      // Subrutina SBR3
// Comenzar SBR3 para aumentar la frecuencia del motor. La frecuencia aumenta
// conforme al valor de la palabra de la memoria de variables VW202
// (el incremento o decremento del multiplicador de frecuencia).
// Si I0.5 (el multiplicador del cambio de frecuencia) está activada
// (es decir, que su estado de señal es 1), la frecuencia se duplica.
// Al ocurrir un desbordamiento, la frecuencia se ajusta a 32.767.
SBR 3           // Comenzar SBR3.

NETWORK 28      // Aumentar la frecuencia
// Cargar la marca especial SM0.0 para procesar este segmento en cada ciclo.
// Sumar el entero de 16 bits de la palabra de la memoria de variables VW202
// (el incremento o decremento del multiplicador de frecuencia)
// al entero de 16 bits de la palabra de la memoria de variables VW200 (el
// multiplicador de frecuencia) y depositar el resultado en la palabra de la
// memoria de variables VW200.
LD  "Siempre_On"           // Cargar SM0.0.
+I  VW202, VW200           // Aumentar el multiplicador de frecuencia
                               // conforme al valor de VW202.

NETWORK 29      // Duplicar el cambio de frecuencia
// Cargar la entrada I0.5. Esta entrada indica el multiplicador

```

```

// (1x ó 2x) del cambio de frecuencia.
// Si I0.5 está desactivada (es decir, si su estado de señal es 0)
// el multiplicador = 1x.
// Si I0.5 está activada (es decir, si su estado de señal es 1),
// el multiplicador = 2x.
// Si I0.5 está activada,
// sumar el entero de 16 bits de la palabra de la memoria de variables VW202
// (el incremento o decremento del multiplicador de frecuencia)
// al entero de 16 bits de la palabra de la memoria de variables VW200 (el
// multiplicador de frecuencia) y depositar el resultado en la palabra de la
// memoria de variables VW200.
LD    I0.5                // Si I0.5 está activada,
+I    VW202, VW200        // duplicar el cambio de frecuencia.

NETWORK 30    // Ajustar el incremento máximo si ocurre un desbordamiento
// Si el número contenido en la palabra de la memoria de variables VW200
// (multiplicador de frecuencia) es mayor que o igual a la constante
// 16.384 (es decir, que ha ocurrido un desbordamiento del multiplicador de
// frecuencia máximo),
// transferir la constante 16.384 a la palabra de la memoria de variables VW200
// para ajustar el multiplicador de frecuencia a su valor máximo.
LDW>= VW200, +16384      // ¿Ha ocurrido un desbordamiento?
MOVW  +16384, VW200      // En caso afirmativo, ajustar el
                          // multiplicador de frecuencia a su
                          // valor máximo.

NETWORK 31    // Enviar un mensaje que indique el aumento de frecuencia
// Cargar la marca M0.1 para verificar si el accionamiento está en modo
// RAMP.
// Si M0.1 está activada (es decir, si su estado de señal es 1),
// llamar a la subrutina SBR2 para transmitir un mensaje que indique el
// aumento de frecuencia.
LD    M0.1            // Si el accionamiento está en RAMP,

```

```

CALL 2 // enviar un mensaje que indique
// el aumento de frecuencia.

NETWORK 32 // Fin de la subrutina SBR3
// Finalizar SBR3.
RET // Finalizar SBR3.

NETWORK 33 // Subrutina SBR4
// Comenzar SBR4 para reducir la frecuencia del motor.
// La frecuencia es reducida por el valor de la palabra de la memoria de variables
// VW202 (el incremento o decremento del multiplicador de frecuencia).
// Si I0.5 (el multiplicador de la cantidad de cambio de frecuencia)
// está activada, (es decir, si su estado de señal es 1), la frecuencia se
// decrementa dos veces.
// Al ocurrir un desbordamiento, la frecuencia se pone a 0.
SBR 4 // Comenzar SBR4.

NETWORK 34 // Reducir la frecuencia
// Cargar la marca especial SM0.0 para procesar este segmento en cada ciclo.
// Restar el entero de la palabra de la memoria de variables VW202 (el
// incremento o decremento del multiplicador de frecuencia)
// del valor de la palabra de la memoria de variables VW200 (el multiplicador de
// frecuencia) y depositar el resultado en la palabra de la memoria de variables
// VW200.
LD "Siempre_On" // Cargar SM0.0.
-I VW202, VW200 // Reducir el multiplicador de frecuencia
// por la cantidad indicada en VW202.

NETWORK 35 // Duplicar el cambio de frecuencia
// Cargar la entrada I0.5. Esta entrada indica el multiplicador
// (1x ó 2x) de la cantidad del cambio de frecuencia.
// Si I0.5 está desactivada (es decir, si su estado de señal es 0)
// el multiplicador = 1x.

```

```

// Si I0.5 está activada (es decir, si su estado de señal es 1),
// el multiplicador = 2x.
// Si I0.5 está activada,
// restar el entero de 16 bits de la palabra de la memoria de variables VW202
// (el incremento o decremento del multiplicador de frecuencia)
// del entero de 16 bits de la palabra de la memoria de variables VW200
// (el multiplicador de frecuencia) y depositar el resultado en la
// palabra de la memoria de variables VW200.
LD    I0.5                // Si I0.5 está activada,
-I    VW202, VW200        // duplicar el cambio de frecuencia.

NETWORK 36    // Poner a 0 el multiplicador de frecuencia si ocurre un
desbordamiento
// Cargar la marca especial SM1.2. Esta marca se activa
// si una operación aritmética produce un resultado negativo.
// Si el resultado de la operación Restar enteros efectuada en el
// segmento 35 es 0,
// transferir la constante 0 a la palabra de la memoria de variables
// VW200 para poner a 0 el multiplicador de frecuencia.
LD    "Result_Neg"        // ¿Ha ocurrido un desbordamiento?
MOVW  +0, VW200           // En caso afirmativo, poner a 0 el
// multiplicador de frecuencia.

NETWORK 37    // Enviar un mensaje que indique que se ha reducido la frecuencia
// Cargar la marca M0.1 para verificar si el accionamiento está
// en modo RAMP.
// Si M0.1 está activada (es decir, si su estado de señal es 1),
// llamar a SBR2.
LD    M0.1                // Si el accionamiento está en RAMP,
CALL  2                    // enviar un mensaje que indique que
// se ha reducido la frecuencia.

NETWORK 38    // Fin de la subrutina SBR4

```

```

// Finalizar SBR4.
RET                                // Finalizar SBR4.

NETWORK 39    // Subrutina SBR5
// Comenzar SBR5 para parar el motor.
SBR 5        // Comenzar SBR5.

NETWORK 40    // Parar el motor
// Cargar la marca especial SM0.0 para procesar este segmento en cada ciclo.
// Transferir el valor hexadecimal C al byte de la memoria de variables VB109
// y transferir el valor hexadecimal 7E al byte de la memoria de variables VB110
// para configurar la palabra de estado (STW) para STOP.
// Llamar a SBR6 para calcular el carácter de comprobación de bloques (BCC).
// Llamar a SBR7 para transmitir el mensaje e iniciar el temporizador de
// timeout de transmisión.
LD  "Siempre_On"                // Cargar SM0.0.
MOVB 16#C, VB109                // Configurar STW para
MOVB 16#7E, VB110              // STOP.
CALL 6                          // Calcular el BCC.
CALL 7                          // Transmitir el mensaje e iniciar
// el temporizador de timeout de
// transmisión.

NETWORK 41    // Fin de la subrutina SBR5
// Finalizar SBR5.
RET                                // Finalizar SBR5.

NETWORK 42    // Subrutina SBR6
// SBR6 calcula la suma de verificación del bloque XOR para el mensaje y
// la deposita en el búfer.
// El mensaje en formato hexadecimal es el siguiente:
// 02|0C|ADR|byte 1|...|byte 10|BCC.
// Al comienzo de SBR6, AC1 se ajusta como puntero al

```

```

// byte LEN (0C) del mensaje.
// Al final de SBR6, AC1 señala al BCC,
// el BCC se deposita en el mensaje,
// y AC2 contiene el BCC.
// Comenzar SBR6 para calcular el BCC para el protocolo USS de 5 palabras.
SBR 6 // Comenzar SBR6.

NETWORK 43 // Calcular el BCC para los siguientes 11 caracteres
// Cargar la marca especial SM0.0 para procesar este segmento en cada ciclo.
// Ajustar el acumulador AC1 para que actúe de puntero al
// byte de la memoria de variables VB101 (la longitud del mensaje en el
// búfer de transmisión), transfiriendo moving &VB101 a AC1. (El carácter &
// que antecede a VB101 indica que esta dirección se está transfiriendo
// a AC1. AC1 actúa entonces de puntero a dicha dirección.)
// Transferir el valor hexadecimal E al acumulador AC2.
// Utilizar la operación FOR para ejecutar las siguientes dos funciones
// 11 veces (para calcular el BCC de los siguientes 11 caracteres, VB102
// a VB112):
// Combinar mediante O-exclusiva los bits correspondientes de la dirección
// a la que señala el valor de AC1 con los del acumulador AC2 (combinar
// mediante O-exclusiva la dirección del esclavo y 0C) y depositar el
// resultado en el acumulador AC2.
// Incrementar en 1 el valor del acumulador AC1 y depositar el resultado
// en AC1 para incrementar el puntero.
// Este bucle FOR/NEXT calcula el BCC para los siguientes 11 caracteres.
LD "Siempre_On" // Cargar SM0.0.
MOVD &VB101, AC1 // Cargar un puntero a la dirección
// del búfer.

MOVD 16#E, AC2 // Cargar 16#E en AC2.
FOR AC3, +1, +11 // Ejecutar 11 veces las dos funciones
// siguientes:
XORW *AC1, AC2 // calcular el BCC
INCD AC1 // e incrementar el puntero.

```

```

NETWORK 44      // Detener el cálculo BCC
// Detener el cálculo BCC cuando el bucle FOR/NEXT se haya ejecutado 11 veces.
NEXT           // Finalizar el bucle FOR/NEXT.

NETWORK 45      // Almacenar el BCC en el mensaje
// Cargar la marca especial SM0.0 para procesar este segmento en cada ciclo.
// Incrementar en 1 el valor del acumulador AC1 y depositar el resultado en
// AC1 para incrementar el puntero a la posición BCC.
// Transferir el contenido del acumulador AC2 a la dirección a la que
// señala AC1 para almacenar el BCC en el mensaje.
// (El asterisco que antecede a AC1 indica que el contenido de dicho
// acumulador es un puntero a otra dirección de la memoria,
// en este caso, al byte de la memoria de variables VB113 en el búfer de
// transmisión, BCC).
LD   "Siempre_On"      // Cargar SM0.0.
INCD AC1               // Avanzar el puntero a la posición
                       // BCC.
MOVB AC2, *AC1        // Almacenar el BCC en el mensaje.

NETWORK 46      // Fin de la subrutina SBR6
// Finalizar SBR6.
RET             // Finalizar SBR6.

NETWORK 47      // Subrutina SBR7
// Comenzar SBR7 para iniciar la transmisión del mensaje y la temporización
// de la operación XMT.
SBR 7           // Comenzar SBR7.

NETWORK 48      // Transmitir el mensaje y temporizar la transmisión
// Cargar la marca especial SM0.0 para procesar este segmento en cada ciclo.
// transmitir por el puerto 0 el búfer de datos (TABLE) que comienza
// en el byte de la memoria de variables VB99 (el tamaño del búfer de

```

```

// transmisión).
// Asociar el evento de interrupción 9 (Puerto 0: Transmisión finalizada)
// a INTO para activar el receptor cuando se finalice la transmisión.
// Transferir la constante 255 al byte de marcas SMB34 para ajustar el
// a 255 ms el intervalo de tiempo de las rutinas de interrupción
// temporizadas que son disparadas por el evento de interrupción 10.
// Asociar el evento de interrupción 10 a INT1 para habilitar el
// temporizador de timeout de transmisión.
LD  "Siempre_On"           // Cargar SM0.0.
XMT  VB99, 0               // Transmitir los datos.
ATCH 0, 9                  // Activar el receptor.
MOV  255, "Base_0"        // Ajustar a 255 ms el timeout para
                           // la operación XMT (debería tomar
                           // sólo unos 7 ms a 19.200 bit/s).
ATCH 1, 10                 // Iniciar la temporización de la
                           // operación Transmitir (durante 255 ms).

NETWORK 49 // Fin de la subrutina SBR7
// Finalizar SBR7.
RET // Finalizar SBR7.

//
//***RUTINAS DE INTERRUPCIÓN***
//

NETWORK 50 // Rutina de interrupción INTO
// Comenzar INTO como rutina para gestionar la transmisión.
// Desactivar la temporización de transmisión y proporcionar
// la configuración para recibir la respuesta de la estación
// esclava.
INT 0 // Comenzar INTO.

NETWORK 51 // Activar el receptor

```

```

// Cargar la marca especial SM0.0 para procesar este segmento en cada ciclo.
// Desasociar el evento de interrupción 10 de todas las rutinas de interrupción
// para inhibir las interrupciones temporizadas con un intervalo de 255 ms.
// Desasociar el evento de interrupción 9 (Puerto 0: Transmisión finalizada)
// de todas las rutinas de interrupción para detener el transmisor.
// Transferir la constante 3 a la palabra de la memoria de variables VW204
// para ajustar a 3 el conteo de reintentos de transmisión.
// Transferir la constante 14 a la palabra de la memoria de variables VW208
// para ajustar el número de caracteres a recibir = 14.
// Transferir la constante 0 a la palabra de la memoria de variables VW215
// para borrar el acumulador BCC.
// Ajustar la palabra doble de la memoria de variables VD211 para que actúe
// de puntero al byte de la memoria de variables VB114 (el primer byte del
// búfer de recepción), transfiriendo &VB114 a VD211. (El carácter & que
// que antecede a VB114 indica que esta dirección se está transfiriendo a
// VD211. VD211 actúa entonces de puntero a dicha dirección.)
// Asociar el evento de interrupción 8 (Puerto 0: Recibir carácter) a INT2.
// Cuando se recibe un carácter por el puerto 0, el control se transfiere
// a INT2 para contar los caracteres recibidos y efectuar una comprobación
// de validez cada vez que se recibe un carácter.
// Asociar el evento de interrupción 10 a INT3
// para habilitar el temporizador de timeout de recepción.
LD   "Siempre_On"           // Cargar SM0.0.
DTCH 10                     // Detener la temporización de la
                             // transmisión.
DTCH 9                       // Parar el transmisor.
MOVW +3, VW204              // Actualizar el conteo de reintentos
                             // de transmisión.
MOVW +14, VW208             // Ajustar el número de caracteres
                             // a recibir en el mensaje de
                             // respuesta = 14.
MOVW +0, VW215              // Borrar el acumulador BCC.
MOVD &VB114, VD211         // Ajustar un puntero al búfer

```

```

// de recepción.
ATCH 2, 8 // Contar los caracteres y ejecutar
// una comprobación de validez.
ATCH 3, 10 // Comenzar a temporizar la
// recepción (durante 255 ms).

NETWORK 52 // Fin de la rutina de interrupción INT0
// Finalizar INT0.
RETI // Finalizar INT0.

NETWORK 53 // Rutina de interrupción INT1

// Comenzar INT1 para obtener control al ocurrir un timeout de transmisión.
// La operación XMT se repite hasta que el conteo de reintentos de
// transmisión se decremente a 0. El conteo inicial de reintentos es 3.
INT 1 // Comenzar INT1.

NETWORK 54 // Detener la transmisión y decrementar el conteo de reintentos
// Cargar la marca especial SM0.0 para procesar este segmento en cada ciclo.
// Desasociar el evento de interrupción 9 (Puerto 0: Transmisión finalizada)
// de todas las rutinas de interrupción para detener el transmisor.
// Desasociar el evento de interrupción 10 de todas las rutinas de interrupción
// para inhibir las interrupciones temporizadas con un intervalo de 255 ms.
// Decrementar en 1 el valor de la palabra de la memoria de variables VW204
// para decrementar el conteo de reintentos de transmisión.
LD "Siempre_On" // Cargar SM0.0.
DTCH 9 // Parar el transmisor.
DTCH 10 // Detener la temporización de la
// transmisión.

DECW VW204 // Decrementar en 1 el conteo de
// reintentos de transmisión.

NETWORK 55 // Reintentar la transmisión hasta que el conteo sea 0

```



```

NOT                                     // Si el contaje de reintentos no es 0,
XMT  VB99, 0                           // transmitir los datos.
ATCH  0, 9                              // Activar el receptor cuando se haya
                                           // finalizado la transmisión.

MOVB  255, "Base_0"                     // Ajustar a 255 ms el timeout para la
                                           // operación XMT (debería tomar sólo
                                           // unos 7 ms a 19.200 bit/s).

ATCH  1, 10                             // Habilitar el temporizador de timeout.

NETWORK 56      // Fin de la rutina de interrupción INT1
// Finalizar INT1.
RETI                                     // Finalizar INT1.

NETWORK 57      // Rutina de interrupción INT2
// Comenzar INT2 para contar los caracteres que se reciban y efectuar
// comprobaciones de validez.
// Si se detecta un error, la operación se repite hasta que el contaje
// de reintentos de transmisión se decremente a 0.
INT  2                                     // Comenzar INT2.

NETWORK 58      // Contar cada carácter que se reciba y efectuar una comprobación de
validez
// Cargar la marca especial SM0.0 para procesar este segmento en cada ciclo.
// Transferir el valor del byte de marcas SMB2 al acumulador AC0.
// (SMB2 contiene cada carácter recibido por los puertos 0 ó 1 durante
// la comunicación en modo Freeport. En el presente ejemplo, la CPU
// recibe la información por el puerto 0.)
// Combinar mediante O-exclusiva los bits correspondientes del acumulador AC0
// con los de la palabra de la memoria de variables VW215 para acumular el BCC
// y depositar el resultado en la palabra de la memoria de variables VW215.
// Transferir el valor del acumulador AC0 a la dirección a la que señala
// la palabra doble de la memoria de variables VD211 (es decir, al búfer de
// recepción).

```

```

// Avanzar el puntero del búfer y decrementar el valor de la palabra de la
// memoria de variables VW208 para reducir en 1 el número de caracteres
// que se deben recibir aún.
LD   "Siempre_On"           // Cargar SM0.0.
MOVB "Rec_Caráct", AC0     // Registrar el carácter que se está
                             // recibiendo.

XORW AC0, VW215             // Acumular el BCC.
MOVB AC0, *VD211           // Depositar en el búfer el carácter
                             // recibido.

INCD VD211                  // Avanzar el puntero del búfer.
DECW VW208                  // Decrementar el número de caracteres
                             // a recibir aún.

NETWORK 59      // Verificar si se han recibido todos los caracteres
// Cargar la marca especial SM1.0. Esta marca se activa (se pone a 1)
// al ejecutarse ciertas operaciones, cuando el resultado de la operación
// es 0. La operación Decrementar palabra (DECW) afecta a dicha marca.
// Si el resultado de la operación DECW en el segmento 58 es 0
// (es decir, que no hay más caracteres a recibir),
// finalizar INT2.
// Si aún hay caracteres a recibir,
// desasociar el evento de interrupción 10 de todas las rutinas de interrupción
// para inhibir las interrupciones temporizadas con un intervalo de 255 ms.
// Desasociar el evento de interrupción 8 (Puerto 0: Recibir carácter) de todas
// las rutinas de interrupción para inhibir las interrupciones de recepción.
// Comparar la constante 0 con el valor del byte de la memoria de variables VB216
// para verificar si el BCC calculado es 0.
// Si el BCC no es 0,
// transferir la constante 2 al byte de la memoria de variables VB210
// para indicar que el BCC es erróneo
// y transferir la constante 2 al byte de salida QB0 para visualizar el estado.
// Saltar al bucle que actualiza el contaje de reintentos de recepción.
LDN  "Resultado_0"         // Si no hay más caracteres a recibir,

```

```

CRETI // finalizar INT2.
NOT // Si aún hay caracteres a recibir,
DTCH 10 // detener la temporización de la
// transmisión.

DTCH 8 // Inhibir las interrupciones de recepción.
AB= 0, VB216 // Verificar si el BCC calculado es 0.
NOT // Si el BCC no es 0,
MOVB 2, VB210 // indicar que el BCC es erróneo
MOVB 2, QB0 // y visualizar este estado.
JMP 0 // Actualizar el conteo de reintentos
// de recepción.

NETWORK 60 // Verificar otras partes del mensaje
// Comparar el valor del byte de la memoria de variables VB114
// con el valor hexadecimal 2. (El valor hexadecimal 2
// corresponde a "STX" en el juego de caracteres ASCII. "STX" significa
// "start of text" o "comienzo del texto").
// Si el valor del byte de la memoria de variables VB114 es STX,
// comparar el valor del byte de la memoria de variables VB115
// con el valor hexadecimal C (decimal 12)
// para verificar si la longitud es igual a 12.
// Si la longitud es igual a 12,
// comparar el valor del byte de la memoria de variables VB116
// con el valor del byte de la memoria de variables VB102
// (la dirección de la estación esclava) para verificar si el
// mensaje se está enviando a la estación esclava correcta.
// (Cualquier otra comprobación específica se efectuaría aquí,
// dependiendo de la respuesta esperada.)
// Transferir la constante 0 al byte de la memoria de variables VB210
// para indicar que la operación es correcta.
// Transferir la constante 0 al byte de salida QB0 para visualizar
// este estado.
// Saltar a la parte del programa que actualiza el conteo de reintentos

```

```

// de recepción.
LDB=  VB114, 16#2      // ¿El primer carácter es STX?
AB=   VB115, 16#C     // ¿La longitud es = 12?
AB=   VB116, VB102    // ¿El mensaje se está enviando
                          // a la estación esclava correcta?

// (Cualquier otra comprobación específica se efectuaría aquí,
// dependiendo de la respuesta esperada.)
MOVB  0, VB210        // Indicar que la operación es correcta
MOVB  0, QB0          // y visualizar este estado.
JMP   0               // Actualizar el contaje de reintentos
                          // de recepción.

NETWORK 61           // Hay algo erróneo en el mensaje
// Cargar la marca especial SM0.0 para procesar este segmento en cada ciclo.
// Transferir la constante 1 al byte de la memoria de variables VB210
// para indicar una respuesta no válida del MICROMASTER.
// Transferir la constante 1 al byte de salida QB0 para visualizar
// este estado.
LD    "Siempre_On"   // Cargar SM0.0.
MOVB  1, VB210       // indicar una respuesta no válida
                          // del MICROMASTER
MOVB  1, QB0         // y visualizar este estado.

NETWORK 62           // Meta LBL0
// Este segmento es el destino de la operación Saltar a meta 0.
// Esta parte del programa actualiza el contaje de intentos de recepción.
LBL   0              // Actualizar el contaje de intentos
                          // de recepción.

NETWORK 63           // Actualizar el contaje de intentos de recepción
// Transferir la constante 3 a la palabra de la memoria de variables VW206
// (que contiene el valor del contaje de intentos de recepción).
MOVW  +3, VW206     // Transferir la constante 3 a la

```

```

// palabra de la memoria de variables
// VW206.

NETWORK 64 // Fin de la rutina de interrupción INT2
// Finalizar INT2.
RETI // Finalizar INT2.

NETWORK 65 // Rutina de interrupción INT3
// Comenzar INT3 para obtener control al ocurrir un timeout de recepción.
// El mensaje se envía nuevamente y se intenta una nueva recepción.
// La operación se repite en timeout hasta que el contaje de reintentos
// de recepción se decremente a 0.
INT 3 // Comenzar INT3.

NETWORK 66 // Detener la recepción y decrementar el contaje de reintentos
// Cargar la marca especial SM0.0 para procesar este segmento en cada ciclo.
// Desasociar el evento de interrupción 8 (Puerto 0: Recibir carácter) de
// todas las rutinas de interrupción para inhibir las interrupciones de recepción.
// Desasociar el evento de interrupción 10 de todas las rutinas de interrupción
// para inhibir las interrupciones temporizadas con un intervalo de 255 ms.
// Decrementar el valor de la palabra de la memoria de variables VW206
// para decrementar en 1 el contaje de reintentos de recepción.
LD "Siempre_On" // Cargar SM0.0.
DTCH 8 // Inhibir las interrupciones de recepción.
DTCH 10 // Detener la temporización de la recepción.
DECW VW206 // Decrementar en 1 el contaje de reintentos
// de recepción.

NETWORK 67 // Reintentar la recepción hasta que el contaje de reintentos sea 0
// Cargar la marca especial SM1.0. Esta marca se activa (se pone a 1)
// al ejecutarse ciertas operaciones, cuando el resultado de la operación
// es 0. La operación Decrementar palabra (DECW) afecta a dicha marca.
// Si el resultado de la operación DECW en el segmento 66 es 0

```

```

// (es decir, si el conteo de reintentos de recepción es 0),
// transferir la constante 4 al byte de la memoria de variables VB210
// para indicar un estado de timeout de recepción,
// y transferir la constante 4 al byte de salida QB0 para visualizar
// este estado.
// Transferir la constante 3 a la palabra de la memoria de variables VW206
// para ajustar a 3 el conteo de reintentos de recepción
// y activar la marca M0.0 para habilitar RUN y RAMP.
// Finalizar INT3 condicionalmente, es decir, si el conteo de reintentos
// de recepción es 0.
// Si el conteo de reintentos de recepción no es 0,
// ajustar la palabra doble de la memoria de variables VD211 para que actúe
// de puntero al byte de la memoria de variables VB114 (el primer byte del
// búfer de recepción),
// y transferir la constante 0 a la palabra de la memoria de variables VW215
// para borrar el acumulador BCC
// Transmitir por el puerto 0 el búfer de datos (TABLE) que comienza en
// el byte de la memoria de variables VB99 (el tamaño del búfer de transmisión).
// Asociar el evento de interrupción 9 (Puerto 0: Transmisión finalizada) a INTO
// para habilitar el receptor cuando haya finalizado la transmisión.
// Transferir la constante 255 al byte de marcas SMB34 para ajustar a
// 255 ms el intervalo de las interrupciones temporizadas que son
// disparadas por el evento de interrupción 10.
// Asociar el evento de interrupción 10 a INT1
// para habilitar el temporizador de timeout de transmisión.
LD   "Resultado_0"           // Si el conteo de reintentos de
                             // recepción es 0,
MOV  4, VB210               // indicar el estado de timeout
                             // de recepción.
MOV  4, QB0                 // Visualizar el estado de operación
                             // de timeout de recepción.
MOVW +3, VW206             // Actualizar el conteo de reintentos
                             // de recepción.

```

```

S    M0.0, 1           // Habilitar RUN y RAMP.
CRETI                  // Finalizar INT3 condicionalmente,
                       // es decir, si el contaje de reintentos
                       // de recepción es 0.
NOT                    // Si el contaje de reintentos de recepción
                       // no es 0,
MOV D &VB114, VD211    // ajustar un puntero al búfer de
                       // recepción.
MOVW  +0, VW215        // Borrar el acumulador BCC.
XMT  VB99, 0          // Transmitir nuevamente.
ATCH  0, 9            // Activar el receptor cuando haya
                       // finalizado la transmisión.
MOVB  255, "Base_0"    // Ajustar a 255 ms el timeout de la
                       // operación XMT (debería tomar sólo
                       // unos 7 ms a 19.200 bit/s).
ATCH  1, 10           // Habilitar el temporizador de timeout.

NETWORK 68             // Fin de la rutina de interrupción INT3
// Finalizar INT3.
RETI                  // Finalizar INT3.

```

#### 4.4.2.9 Abrir un proyecto

En la ventana de trabajo de STEP 7-Micro/WIN, en el menú de archivo se puede hacer uso de las opciones disponibles para abrir un proyecto. Haciendo uso de estas opciones se abre el programa contenido en el tipo 28 para luego cargarlo en el PLC.

En la figura 4.17 se muestra el cuadro de diálogo que dispone el software utilizado para abrir el proyecto.

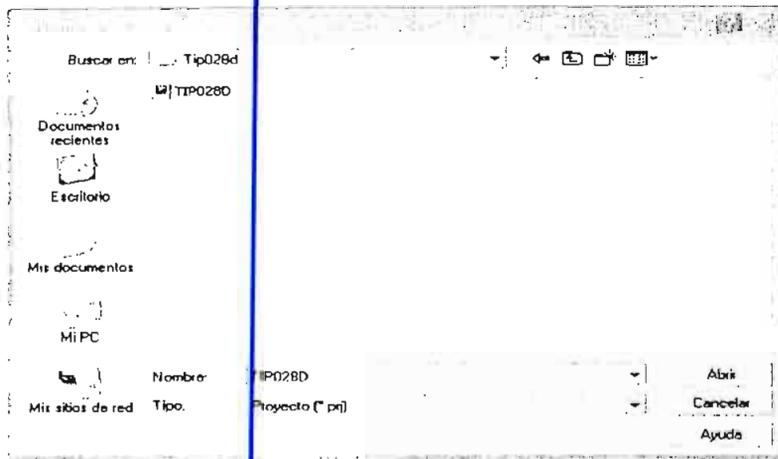


Figura 4.17: Abrir un proyecto.

#### 4.4.2.10 Cargar programa

- Luego de abrir el proyecto, en la barra de herramientas, haga clic en el botón “Cargar” o elija el comando Archivo > Cargar para cargar el programa en la CPU (ver figura 4.18).
- Haga clic en “Aceptar” para cargar los elementos de programa en el S7-224.

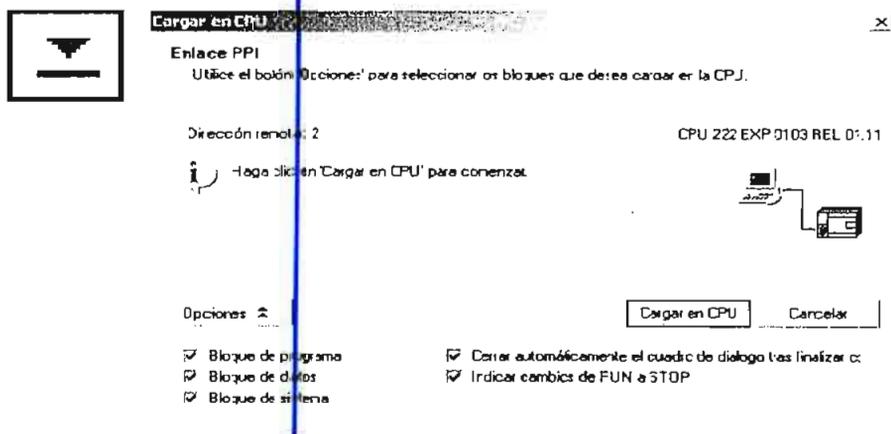


Figura 4.18: Cargar programa.

Si el S7-224 está en modo RUN, aparecerá un mensaje indicando que debe cambiar el S7-224 a modo STOP. Haga clic en “Sí” para poner el S7-200 en modo STOP.

#### 4.4.2.11 Seleccionar el modo de operación del S7-224

El S7-224 tiene dos modos de operación, a saber: STOP y RUN. El diodo luminoso (LED) ubicado en la parte frontal de la CPU indica el modo de operación actual. En modo STOP, el S7-224 no ejecuta el programa. Entonces es posible cargar un programa o configurar la CPU. En modo RUN, el S7-200 ejecuta el programa.

- El S7-200 incorpora un selector de modos que permite cambiar el modo de operación. El modo de operación se puede cambiar manualmente accionando el selector (ubicado debajo de la tapa de acceso frontal del S7-224). Si el selector se pone en STOP, se detendrá la ejecución del programa. Si se pone en RUN, se iniciará la ejecución del programa. Si se pone en TERM, no cambiará el modo de operación. Si se interrumpe la alimentación estando el selector en posición STOP o TERM, el S7-224 pasará a modo STOP cuando se le aplique tensión. Si se interrumpe la alimentación estando el selector en posición RUN, el S7-224 pasará a modo RUN cuando se le aplique tensión.
- STEP 7-Micro/WIN permite cambiar el modo de operación del S7-224 conectado. Para que el modo de operación se pueda cambiar mediante el software, el selector del S7-224 deberá estar en posición TERM o RUN. Elija para ello el comando de menú CPU > STOP o CPU > RUN, respectivamente (o haga clic en los botones correspondientes de la barra de herramientas).
- Para cambiar el S7-224 a modo STOP es posible introducir la correspondiente operación (STOP) en el programa. Ello permite detener la ejecución del programa en función de la lógica.

#### 4.4.2.12 Poner el S7-224 en modo RUN

Para que STEP 7-Micro/WIN pueda poner el S7-224 en modo RUN, el selector de modo de la CP deberá estar en posición TERM o RUN. El programa se ejecuta cuando el S7-224 cambia a modo RUN:

- En la barra de herramientas, haga clic en el botón "RUN" o elija el comando de menú CPU > RUN.
- Haga clic en "Aceptar" para cambiar el modo de operación del S7-224

Cuando el S7-224 cambia a modo RUN, el LED correspondiente a la salida Q0.0 se enciende y se apaga a medida que el S7-224 ejecuta el programa.

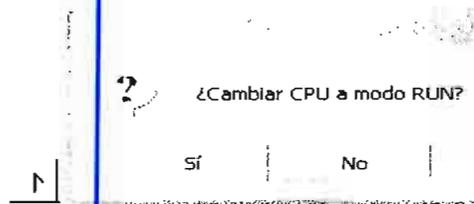


Figura 4.19: Poner el S7 – 224 en modo RUN.

Para observar el programa puede seleccionar el comando de menú Test > Estado del programa. STEP 7-Micro/WIN visualizará los valores de las operaciones. Para detener la ejecución del programa, cambie el S7-224 a modo STOP haciendo clic en el botón "STOP" de la barra de herramientas, o bien eligiendo el comando de menú CPU > STOP.

#### 4.4.2.13 Poner el S7-224 en modo STOP

La operación STOP finaliza la ejecución del programa haciendo que la CPU S7-200 cambie de RUN a STOP. Si la operación STOP se ejecuta en una rutina de interrupción, ésta se finalizará inmediatamente ignorando las interrupciones pendientes. Las demás acciones en el ciclo actual se completan, incluyendo la ejecución del programa principal. El cambio de RUN a STOP se produce al final del ciclo actual.

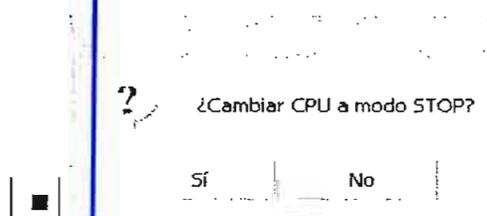


Figura 4.20: Poner el S7 – 224 en modo STOP.

## 4.5 COMUNICACIÓN ENTRE S7 – 224 Y MICROMASTER 6SE3116 – 8CB40

### 4.5.1 CABLES

Para la comunicación entre el convertidor de frecuencia y el PLC se utiliza el protocolo estándar RS-485. Se tienen 2 opciones: En la primera el medio de comunicación un cable de par trenzado, en el cual sólo se usan dos conductores, que conectan a los terminales para transmisión de datos (A/N y B/P) en el puerto de comunicación del PLC con los respectivos terminales de transmisión de datos en el variador de frecuencia (también A/N y B/P). En la segunda opción, el medio de transmisión de datos es un cable de par trenzado, en el cual sólo se usan dos conductores, que conectan los terminales para transmisión de datos (A/N y B/P) en el puerto de comunicación del PLC con los terminales de control 13 y 14 del convertidor de frecuencia. En ambos casos se realiza una transmisión de datos bidireccional. En la figura 4.21 (a) se indica el esquema de conexión para la comunicación para la primera opción, y en la figura 4.21 (b) el esquema de conexión para la segunda opción.

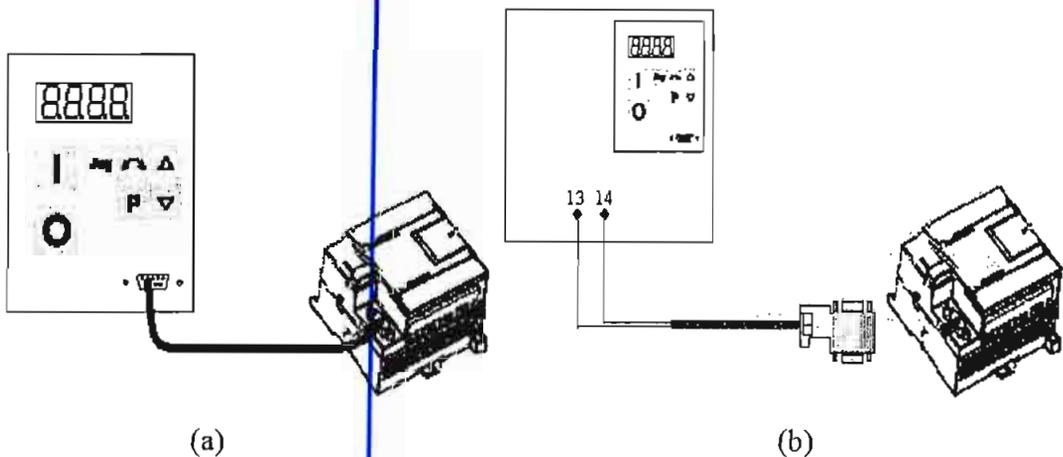


Figura 4.21: Conexiones para comunicación entre el convertidor de frecuencia y el PLC

### 4.5.2 ASIGNACIÓN DE PINES

Los puertos de comunicación de la CPU S7-224 y del Micromaster son compatibles con el estándar RS-485 vía un conector D subminiatura de 9 pines. En las tablas 4.3 y 4.4 se

muestran los conectores en el PLC y en el Micromaster respectivamente, que ofrecen el enlace físico para el puerto de comunicación, indicándose también las asignaciones de pines de los puertos de comunicación.

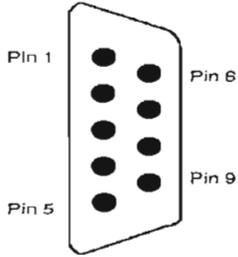
Enchufe	Nº de pin	Señal PROFIBUS	Puerto 0/Puerto 1
	1	Blindaje	Tierra
	2	Hilo de retorno	Hilo lógico
	3	Señal B RS-485	Señal B RS - 485
	4	Petición de transmitir	RTS (TTL)
	5	Hilo de retorno 5 V	Hilo lógico
	6	+5 V	+5 V, 100 Ω
	7	+24 V	+24 V
	8	Señal A RS-485	Señal A RS - 485
	9	No aplicable	Selección protocolo de 10 bits (entrada)
	Carcasa del enchufe	Bilndaje	Tierra

Tabla 4.3: Asignación de pines del puerto de comunicación del S7 – 224.

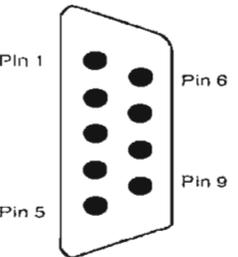
Enchufe	Nº de pin	Nombre	Significado	Campo
	3	RS485 B/P	Datos a través de RS485	RS485
	5	0V	Potencial de referencia para P5V	0 V
	6	5V	Alimentación tensión auxiliar 5 V	+5 V
	8	RS485 A/N	Datos a través de RS485	RS485

Tabla 4.4: Asignación de pines del puerto de comunicación del Micromaster.

**NOTA:** Cuando se excede el periodo máximo admisible entre dos transmisiones de datos, en la pantalla de LED aparece el código de falla F008 y se desconecta el variador, porque se produce un fallo de comunicación. Las acciones correctivas para este caso se indican en el ANEXO 4; si luego de aplicar las acciones correctivas, el código de falla no desaparece se recomienda desconectar la alimentación al variador y revisar la conexión para comunicación entre el variador y el PLC. Luego de conectar la alimentación, el código de falla desaparecerá, y se puede realizar un nuevo intento de comunicación. También se recomienda revisar el valor que se ingrese en el parámetro P093 (consultar ANEXO 3) para tener una comunicación óptima y el procedimiento indicado en 4.4.2.8.1.

## CAPITULO 5

### MANUAL DE USUARIO

#### 5.1 GENERALIDADES

- En el tablero de control, el convertidor posee un interruptor principal de alimentación y, por lo tanto, no está bajo tensión cuando se conecta a la red. La salida de potencia permanece desactivada hasta que se pulsa el botón de MARCHA o hasta que se produce la presencia de una señal digital de ON en el borne de control 5 (giro horario) o en el borne de control 6 (giro antihorario) - consultar los parámetros P051 - P055<sup>28</sup>
- Si se selecciona la opción de visualización de la frecuencia de salida ( $P001 = 0^{29}$ ), la consigna correspondiente se visualizará cada 1,5 segundos aproximadamente cuando el convertidor esta parado.
- El convertidor se programo en fábrica para aplicaciones normales de motores estándar tetrapolares Siemens. Si se utilizan otros motores, es necesario introducir las especificaciones indicadas en la placa de características del motor en los parámetros P081 a P085<sup>30</sup> (consulte la figura 5.1). ***Obsérvese que el acceso a estos parámetros no es posible salvo que P009<sup>31</sup> se haya ajustado a 002 ó 003.***

---

<sup>28</sup> ANEXO 4. Parámetros del convertidor Micromaster 6SE3116 – 8CB40.

<sup>29</sup> ANEXO 4. Parámetros del convertidor Micromaster 6SE3116 – 8CB40.

<sup>30</sup> ANEXO 4. Parámetros del convertidor Micromaster 6SE3116 – 8CB40.

<sup>31</sup> ANEXO 4. Parámetros del convertidor Micromaster 6SE3116 – 8CB40.

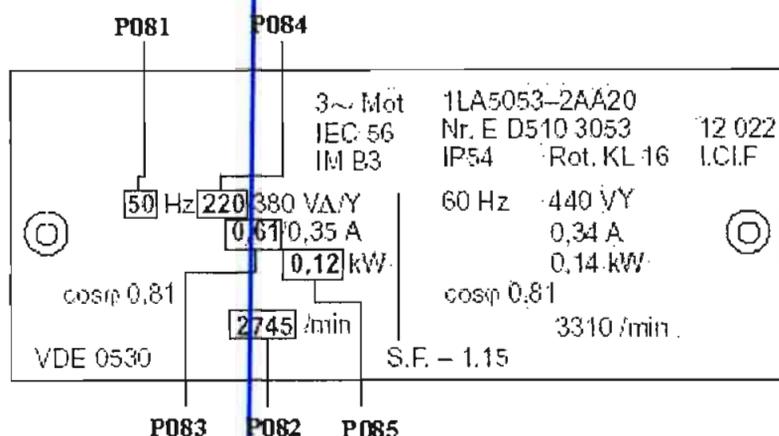


Figura 5.1: Ejemplo típico de placa de características de un motor.

**Nota:** Asegúrese de que el convertidor se configura correctamente de acuerdo con el motor; a saber, en el ejemplo anterior, la conexión en triángulo de los bornes corresponde a 220 V.

- Cuando la consigna de frecuencia del convertidor es 0.00 Hz , el motor no girará. Para empezar, una consigna debe ser puesta usando el botón  $\Delta$  o ingresando un valor en el parámetro P005<sup>32</sup>.
- Cuando el valor de un parámetro ha sido puesto, se almacena automáticamente en la memoria interna.

## 5.2 CONTROL DIGITAL

Para obtener una configuración básica de arranque utilizando control digital, se procede del siguiente modo:

1. Conectar el borne de control 5 al borne 8 mediante un simple proceso de conexión/desconexión. De este modo, la configuración del motor corresponderá a sentido de giro horario (ajuste predeterminado).

<sup>32</sup> ANEXO 4. Parámetros del convertidor Micromaster 6SE3116 – 8CB40.

2. Aplicar la alimentación de la red al convertidor. Ajuste el parámetro P009<sup>33</sup> a 002 ó 003 para que puedan ajustarse todos los parámetros.
3. Compruebe que el parámetro P006<sup>34</sup> está ajustado a 000 para especificar consigna digital.
4. Ajustar el parámetro P007<sup>35</sup> a 000 para especificar entrada digital (es decir, DIN1 (borne 5) en este caso) y desactivar los mandos del panel frontal.
5. Ajustar el parámetro P005 a la consigna de frecuencia deseada.
6. Ajustar los parámetros P081 a P085 de acuerdo con la placa de características del motor.
7. Situar el interruptor externo de conexión/desconexión en la posición ON. El convertidor accionará el motor a la frecuencia ajustada mediante P005.

### 5.3 CONTROL ANALOGICO

Para obtener una configuración básica de arranque utilizando control analógico de tensión, procede del siguiente modo:

1. Conectar el borne de control 5 al borne 8 mediante un simple proceso de conexión/desconexión. De este modo, la configuración del motor corresponderá a sentido de giro horario (ajuste predeterminado).
2. Conecte un potenciómetro de 4,7 k $\Omega$  a los bornes de control tal como se muestra en la figura 3.3 o conectar el borne de control 2 (0 V) al borne de control 4 y una señal de 0 - 10 V entre el borne de control 2 (0 V) y el borne de control 3 (AIN+).

---

<sup>33</sup> ANEXO 4. Parámetros del convertidor Micromaster 6SE3116 – 8CB40.

<sup>34</sup> ANEXO 4. Parámetros del convertidor Micromaster 6SE3116 – 8CB40.

<sup>35</sup> ANEXO 4. Parámetros del convertidor Micromaster 6SE3116 – 8CB40.

3. Aplicar la alimentación de la red al convertidor. Ajuste el parámetro P009 a 002 ó 003 para que puedan ajustarse todos los parámetros.
4. Ajustar el parámetro P006 a 001 para especificar consigna analógica.
5. Ajuste el parámetro P007 a 000 para especificar entrada digital (es decir, DIN1 (borne 5) en este caso) y desactivar los mandos del panel frontal.
6. Ajustar los parámetros P021 y P022<sup>36</sup> para especificar los ajustes de la frecuencia máxima y mínima de salida.
7. Ajustar los parámetros P081 a P085 de acuerdo con la placa de características del motor.
8. Situar el interruptor externo de conexión/desconexión en la posición ON. Girar el potenciómetro (o ajustar la tensión de control analógico) hasta que se visualice en el convertidor la frecuencia deseada.

## 5.4 PARADA DEL MOTOR

La parada puede conseguirse de varias maneras:

- La cancelación del comando de MARCHA o la pulsación del botón de PARADA situado en el panel frontal, hará que el convertidor se desacelere al régimen de deceleración seleccionado (consultar P003<sup>37</sup>).

---

<sup>36</sup> ANEXO 4. Parámetros del convertidor Micromaster 6SE3116 – 8CB40.

<sup>37</sup> ANEXO 4. Parámetros del convertidor Micromaster 6SE3116 – 8CB40.

- La activación de OFF2 hará que el motor gire por inercia hasta detenerse (consultar los parámetros P051 a P055<sup>38</sup>).
- La activación de OFF3 hará que se produzca el frenado rápido del motor (consulte los parámetros P051 a P055).
- El frenado por inyección de CC hasta el 150% hará que se produzca una parada rápida (consulte P073<sup>39</sup>).
- Frenado por resistencia (ver parámetro 075<sup>40</sup>).

## 5.5 EL MOTOR NO SE PONE EN MARCHA

Revisar las conexiones y ver si la pantalla del convertidor de frecuencia muestra un código de avería<sup>41</sup>.

Si el motor no se pone en marcha cuando se ejecuta el comando de MARCHA en el convertidor de frecuencia, comprobar si el comando de MARCHA es válido, comprobar si se ha introducido en P005 una consigna de frecuencia y compruebe si se han introducido correctamente las especificaciones del motor en los parámetros P081 a P085.

Si el convertidor se ha configurado para funcionar utilizando el panel frontal (P007 = 001) y el motor no arranca cuando se pulsa el botón de MARCHA, compruebe si P121 = 001<sup>42</sup> (botón de MARCHA activado).

---

<sup>38</sup> ANEXO 4. Parámetros del convertidor Micromaster 6SE3116 – 8CB40.

<sup>39</sup> ANEXO 4. Parámetros del convertidor Micromaster 6SE3116 – 8CB40.

<sup>40</sup> ANEXO 4. Parámetros del convertidor Micromaster 6SE3116 – 8CB40.

<sup>41</sup> ANEXO 5. Códigos de avería del convertidor Micromaster 6SE3116 – 8CB40.

<sup>42</sup> ANEXO 4. Parámetros del convertidor Micromaster 6SE3116 – 8CB40.

Si el motor no funciona después de cambiarse accidentalmente los parámetros, se debe volver a configurar el convertidor de frecuencia a los valores de parámetros predeterminados en fábrica ajustando el parámetro P944<sup>43</sup> a 001 y pulsando P a continuación.

## 5.6 CONTROL LOCAL Y REMOTO

El control del convertidor de frecuencia puede ser local (ajuste predeterminado) o remoto a través de una línea de datos USS conectada al conector RS485 tipo D situado en el panel frontal o los terminales de control 13 y 14<sup>44</sup>.

### 5.6.1 CONTROL LOCAL

Cuando se utiliza el control local, el convertidor sólo puede controlarse desde el panel frontal o mediante los bornes de control. Los cambios de parámetros, puntos de referencia o comandos de control recibidos a través del interfaz RS485 no tienen efecto.

#### 5.6.1.1 Mandos en el panel frontal en el convertidor

Como una medida de precaución, la consigna de frecuencia digital se ha ajustado a 0,00 Hz en fábrica. Esto previene que ocurra un movimiento accidental y descontrolado del motor en el arranque inicial.

Los ajustes de parámetros requeridos pueden introducirse utilizando los tres botones de configuración de parámetros (P,  $\Delta$  y  $\nabla$ ) situados en el panel frontal del convertidor.

Los valores y números correspondientes a parámetros se indican en la pantalla de LED de cuatro dígitos (ver figura 5.2).

---

<sup>43</sup> ANEXO 4. Parámetros del convertidor Micromaster 6SE3116 – 8CB40.

<sup>44</sup> Consultar el parámetro P910 en el ANEXO 4 donde se indican las opciones disponibles de control remoto.

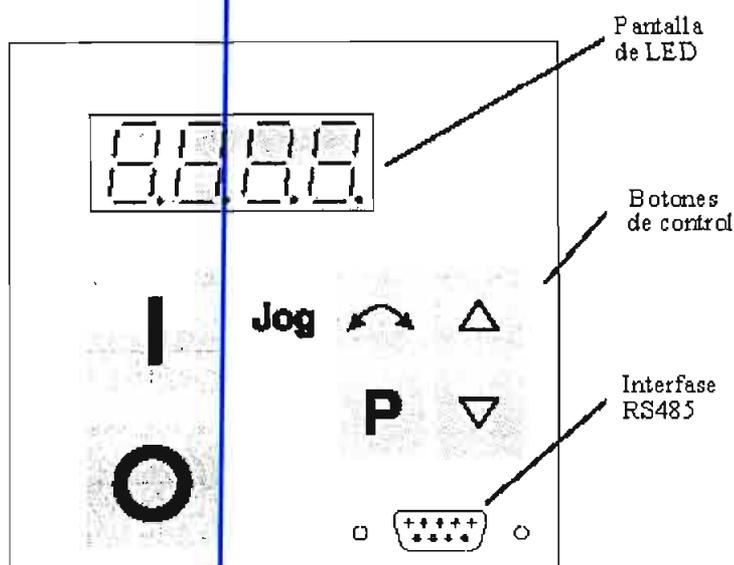


Figura 5.2: Panel frontal del convertidor de frecuencia Micromaster 6SE3116 - 8CB40.

#### 5.6.1.1.1 Pantalla de LED



Figura 5.3: Pantalla de LED.

En la figura 5.3 se muestra la pantalla de led en el panel frontal, que permite visualizar el número de parámetro (entre P000 y P971<sup>45</sup>), el valor del parámetro (entre 000.0 y 999.9), o el código de avería (entre F001 y F212<sup>46</sup>).

Aunque la pantalla de led solo visualiza valores de frecuencia para una resolución de 0.1 Hz, se puede incrementar la resolución a 0.01 Hz.

<sup>45</sup> ANEXO 4. Parámetros del convertidor Micromaster 6SE3116 – 8CB40.

<sup>46</sup> ANEXO 5. Códigos de avería del convertidor Micromaster 6SE3116 – 8CB40.

#### 5.6.1.1.2 Botón *MARCHA*

Al pulsar el botón de *MARCHA* (ver figura 5.4), el convertidor de frecuencia arranca. La operación de este botón se puede deshabilitar si el parámetro  $P121 = 0^{47}$ .



Figura 5.4: Botón de *MARCHA*.

#### 5.6.1.1.3 Botón de *PARO*

Al pulsar el botón de *PARO* (ver figura 5.5) se para el convertidor.



Figura 5.5: Botón de *PARO*.

#### 5.6.1.1.4 Botón *ADELANTE/ATRÁS*

Se pulsa el botón *ADELANTE/ ATRÁS* (ver figura 5.6) para cambiar el sentido de giro del motor. El sentido *INVERSO* se indica mediante un signo menos (valores  $<100$ ) o mediante un punto decimal intermitente (valores  $> 100$ ). La operación de este botón se puede deshabilitar si el parámetro  $P122 = 0^{48}$ .



Figura 5.6: Botón *ADELANTE/ATRÁS*.

<sup>47</sup> ANEXO 4. Parámetros del convertidor Micromaster 6SE3116 – 8CB40.

<sup>48</sup> ANEXO 4. Parámetros del convertidor Micromaster 6SE3116 – 8CB40.

#### 5.6.1.1.5 Botón UP

Se pulsa al botón UP (ver figura 5.7) para el AUMENTO de frecuencia. Se utiliza para cambiar valores o números correspondientes a parámetros a un ajuste superior durante el procedimiento de configuración de parámetros. La operación de este botón se puede deshabilitar si el parámetro P124 = 0<sup>49</sup>.



Figura 5.7: Botón UP.

#### 5.6.1.1.6 Botón DOWN

Se pulse el botón DOWN (ver figura 5.8) para la REDUCCIÓN de frecuencia. Se utiliza para cambiar valores o números correspondientes a parámetros a un ajuste inferior durante el procedimiento de configuración de parámetros. La operación de este botón se puede deshabilitar si el parámetro P124 = 0.



Figura 5.8: Botón DOWN.

#### 5.6.1.1.7 Botón JOG

Si se pulsa este botón JOG (ver figura 5.9) estando el convertidor parado, arrancará y funcionará a la frecuencia para marcha por impulsos determinada. El convertidor se parará al soltar el botón. Si se pulsa este botón estando el convertidor funcionando, no tendrá efecto.

---

<sup>49</sup> ANEXO 4. Parámetros del convertidor Micromaster 6SE3116 – 8CB40.

La operación de este botón se puede deshabilitar si el parámetro P123 = 0<sup>50</sup>.



Figura 5.9: Botón JOG.

#### 5.6.1.1.8 Botón de PARAMETRIZACIÓN

Se pulsa el botón de PARAMETRIZACION (ver figura 5.10) para tener acceso a los parámetros, y alternar entre número de parámetro y valor de parámetro.



Figura 5.10: Botón de PARAMETRIZACIÓN.

#### 5.6.1.2 Parámetros del sistema

Los parámetros pueden cambiarse y ajustarse mediante los botones en el panel frontal del convertidor para ajustar las propiedades deseadas del convertidor como, por ejemplo, los tiempos de rampa, las frecuencias máxima y mínima, etc. Los números de parámetros seleccionados y el ajuste de los valores de los parámetros se indican en la pantalla de LED de cuatro dígitos.

Para alternar entre la visualización del número de un parámetro (por ejemplo P001) y su valor (por ejemplo 1), se hace uso del botón P. Con el uso de los botones  $\Delta$  y  $\nabla$ , se cambia el número o el valor de un parámetro. Si el valor de un parámetro se cambia, se pulsa el botón P para regresar al número de parámetro, y el valor que almacenado.

<sup>50</sup> ANEXO 4. Parámetros del convertidor Micromaster 6SE3116 – 8CB40.

**Nota:** Si se pulsán momentáneamente los botones  $\Delta$  o  $\nabla$ , los valores cambian paso a paso. Si se mantienen pulsados los botones durante un período de tiempo más prolongado, los valores cambian rápidamente de forma continua.

Cuando se desea cambiar el valor de un parámetro y la pantalla parpadea en lugar de cambiar significa que el parámetro no puede ser modificado, ya sea porque es un valor fijo o porque el convertidor de frecuencia está en operación y dicho parámetro no puede ser modificado durante la operación. Si la pantalla de LED no muestra los valores deseados probablemente se deba a que los parámetros fueron modificados por alguna razón.

Al configurar el parámetro P944 en 1 se regresa todos los parámetros a su configuración original (reset del equipo).

En los casos en que se haya o no ajustado el parámetro P944 a para el reset del equipo, el acceso a los parámetros está determinado por el valor ajustado en P009. Comprobar que se han programado los parámetros clave para su aplicación.

Las opciones del parámetro P009 son:

0 = Sólo los parámetros desde P001 hasta P009 se pueden leer y ajustar.

1 = Los parámetros desde P001 hasta P009 se pueden ajustar, y el resto de parámetros sólo pueden ser leídos.

2 = Todos los parámetros se pueden leer/ajustar, pero P009 vuelve a cero automáticamente cuando se desconecta la alimentación.

3 = Todos los parámetros se pueden leer/ajustar.

Entonces, luego de regresar los parámetros del convertidor al ajuste de fábrica, los parámetros que básicamente se para utilizar el convertidor con un motor determinado son los siguientes:

- P101 = Funcionamiento para Europa o América<sup>51</sup>.
- P009 = Todos los parámetros pueden ser alterados.
- P002 = Rampa de aceleración<sup>52</sup>.
- P003 = Rampa de deceleración.
- P012 = Frecuencia mínima del motor en Hz<sup>53</sup>.
- P013 = Frecuencia máxima del motor<sup>54</sup>.
- P081 = Frecuencia nominal del motor en Hz.
- P082 = Régimen nominal del motor en rpm.
- P083 = Corriente nominal del motor en A.
- P084 = Tensión nominal del motor en V.
- P085 = Potencia nominal del motor en HP.

Se puede hacer uso de las opciones disponibles en cada valor del parámetro P001 para elegir un valor de visualización (por ejemplo, ver el valor de la intensidad de corriente del motor, tensión de enlace, par como porcentaje del valor nominal, etc.). Al elegir un determinado valor de visualización, este valor será el que aparece en P000, pero cuando se pulsen de los botones  $\Delta$  o  $\nabla$  aparece el valor de frecuencia de salida del convertidor y se incrementa o disminuye; luego de pulsar cualquiera de estos botones, aparece nuevamente el valor de visualización escogido en P001.

**Nota:** En la lista de parámetros que se incluye en el ANEXO 4 se tiene:

‘●’ Indica parámetros que pueden cambiarse durante el funcionamiento.

‘▲▼’ Indica que el valor de este ajuste de fábrica depende del régimen del convertidor.

#### 5.6.1.2.1 Manejo de parámetros

<sup>51</sup> ANEXO 4. Parámetros del convertidor Micromaster 6SE3116 – 8CB40.

<sup>52</sup> ANEXO 4. Parámetros del convertidor Micromaster 6SE3116 – 8CB40.

<sup>53</sup> ANEXO 4. Parámetros del convertidor Micromaster 6SE3116 – 8CB40.

<sup>54</sup> ANEXO 4. Parámetros del convertidor Micromaster 6SE3116 – 8CB40.

En la figura 5.11 se describe el procedimiento de configuración de parámetros del convertidor de frecuencia para su utilización. Este procedimiento utiliza una consigna de frecuencia digital y sólo es necesario cambiar los ajustes predeterminados del mínimo número de parámetros.

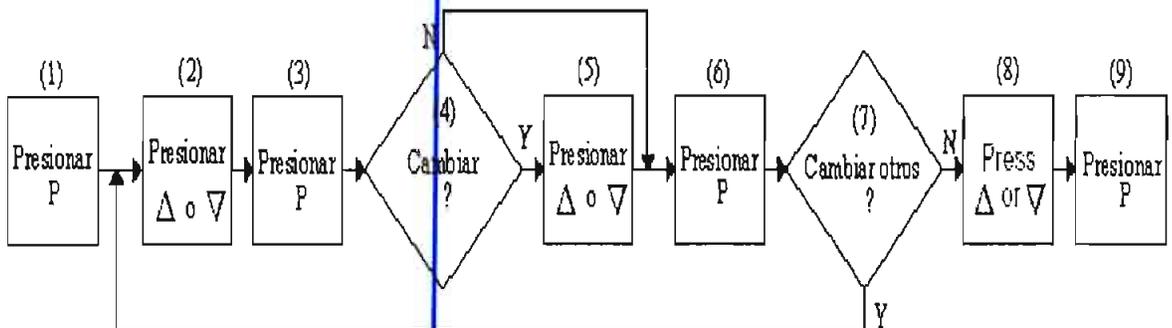


Figura 5.11: Procedimiento básico de configuración del convertidor de frecuencia.

- 1) Aplicar la alimentación al convertidor de frecuencia. La visualización alternará entre la frecuencia real (0.0 Hz) y la consigna de frecuencia deseada (por ejemplo, un ajuste predeterminado de 5.0 Hz). Pulsar el botón P para visualizar nuevamente P000.
- 2) Utilizar los botones  $\Delta$  y  $\nabla$  para seleccionar al parámetro a cambiar.
- 3) Pulsar P para ver el valor del parámetro actualmente seleccionado.
- 4) ¿Se desea cambiar el valor? En caso afirmativo ir al paso 5. En caso negativo, ir al paso 6.
- 5) Aumentar ( $\Delta$ ) o disminuir ( $\nabla$ ) el valor del parámetro.
- 6) Pulsar P 'almacenar' el nuevo valor en la memoria (si es cambiado) y regresar a la visualización del parámetro

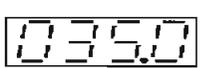
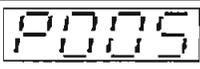
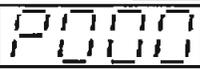
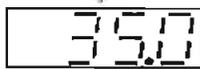
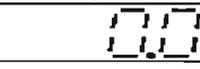
**Nota:** Para que la resolución aumente a 0.01 al cambiar los parámetros de la frecuencia, en vez de pulsar P momentáneamente para volver a la visualización de parámetros, mantenga pulsado el botón hasta que la visualización pase a ser '- .n0' (n = el valor actual de las décimas; por ejemplo, si el valor del parámetro es '055.8', entonces n es igual a 8). Pulsar  $\Delta$  o  $\nabla$  para cambiar el valor (todos los valores comprendidos entre 0.00 y 0.99 son válidos) y, a continuación, pulsar P dos veces para volver a la visualización de parámetros.

- 7) ¿Se necesita cambiar otros parámetros? En ese caso, volver al paso 2.
- 8) Desplegar hacia arriba o hacia abajo hasta que 'P971' o 'P000?' Se visualice. Si el despliegue es ascendente, la visualización para automáticamente en P971. Sin embargo, presionar el botón  $\Delta$  causa que la pantalla se superponga en P000.
- 9) Salir del procedimiento y volver a la visualización de operación normal (valor del parámetro P000). Luego utilizar los botones del panel frontal del convertidor para arrancar, parar, o invertir el sentido de giro del motor que será controlado por el convertidor.

### 5.6.1.3 Resumen. Funcionamiento básico – Guía de 10 pasos

A continuación se describe el procedimiento básico de configuración del convertidor para su utilización. Este procedimiento utiliza una consigna de frecuencia digital y sólo es necesario cambiar los ajustes predeterminados del mínimo número de parámetros.

Paso /Acción	Botón	Visualización
1. Aplique la alimentación de la red al convertidor. La visualización alternará entre la frecuencia real (0,0 Hz) y la consigna de frecuencia deseada (ajuste predeterminado en P005, por ejemplo el ajuste de fábrica 0,0 Hz).		
2. Pulse el botón de configuración de parámetros.		

3. Pulse el botón $\Delta$ hasta que aparezca el parámetro P005.		
4. Pulse P para visualizar la consigna de frecuencia actual (por ejemplo 0.0 Hz es el ajuste predeterminado en fábrica).		
5. Pulse el botón $\Delta$ para ajustar la consigna de frecuencia deseada (por ejemplo, 35 Hz).		
6. Pulse P para almacenar en memoria el ajuste.		
7. Pulse el botón $\nabla$ para volver a P000.		
8. Pulse P para salir del procedimiento de configuración de parámetros. La visualización alternará entre la frecuencia actual y la consigna de frecuencia deseada.		 
9. Arranque el convertidor pulsando el botón de MARCHA. El eje del motor comenzará a girar y la pantalla irá indicando los valores de aceleración del convertidor hasta la consigna de frecuencia de 35 Hz. <b>Nota:</b> La consigna de frecuencia se alcanzará al cabo de 7 segundos ( $35 \text{ Hz}/50 \text{ Hz} \times 10 \text{ s}^*$ ). En caso necesario, el régimen del motor (es decir, la frecuencia) puede modificarse directamente utilizando los botones $\Delta$ $\nabla$ (Ajuste P011 a 001 para que el nuevo ajuste de la frecuencia pueda conservarse en la memoria durante los periodos de tiempo que el convertidor no esté funcionando.)		 
10. Desconecte el convertidor pulsando el botón de PARADA. El motor se desacelerará y procederá a pararse de forma controlada (tardará 7 s **).		 

\* El tiempo de aceleración predeterminado es de 10 s para alcanzar el valor de 50 Hz (se definen mediante P002 y P013 respectivamente).

\*\* El tiempo de deceleración predeterminado es de 10 s desde 50 Hz (se definen mediante P003 y P013 respectivamente).

### 5.6.2 CONTROL REMOTO

Para el control remoto, la interfase serial está diseñada como una conexión de dos cables para transmisión bidireccional de datos.

Sólo una conexión RS485 (interfase tipo D) es permitida. Se puede usar el conector RS485 tipo D o los terminales de control 13 y 14, pero no ambos.

Cuando se hace funcionar mediante control remoto, el convertidor no aceptará comandos de control procedentes de los bornes. Excepción: OFF2 u OFF3 pueden activarse mediante los parámetros P051 a P055.

Para control remoto el convertidor de frecuencia se comunica con el PLC SIEMENS S7 – 224 (ver el numeral 4.4 del Capítulo 4) y se utilizan algunas entradas del PLC. Las señales que se obtienen de las entradas se procesan en el programa que contiene el PLC y luego el PLC se comunica con el convertidor de frecuencia (ver numeral 4.4.2 del capítulo 4), para arrancar, parar y variar la frecuencia de salida del (de los) motor(es)

En el numeral 4.4.2.7.1 del Capítulo 4 se hace referencia a las funciones de las entradas del PLC sobre las que se va a actuar mediante pulsadores (I0.0, I0.2, I0.4, I0.5, I0.6, I0.7, I1.0).

## CETEL BRUXELLES

TIPO: S611	Nº. 17	f. 60 Hz
V: 220/380	A: 7/4.04	T. min: 1800
CV: 2	FASES. 3	

En estas mediciones se utiliza un osciloscopio marca TECTRONIX con las siguientes características: Modelo TDS210 de 60 MHz; Rango de voltaje de alimentación: 90 - 250 V; Rango de frecuencia de alimentación: 45 - 440 Hz; Potencia Máxima: 20 W. Para la conexión entre el osciloscopio y una de las líneas se utiliza una pinza amperimétrica DC/AC marca F.W BELL con las siguientes características: Modelo: Y8100; Corriente de entrada máxima: 200 A; Voltaje de entrada máximo: 480 V<sub>AC</sub>/600 V<sub>DC</sub>. Rangos: 20 A → 2 V y 200 A → 2V.

Las formas de onda capturadas en el osciloscopio se envían a una computadora a través de una conexión serial utilizando el protocolo RS232. El fabricante provee del software necesario para hacer del análisis de las formas de onda de una manera más detallada, así por ejemplo, se puede determinar con mayor precisión el valor máximo de una forma de onda.

### 6.3 MEDICION DE CORRIENTE DE ARRANQUE

Se toma la forma de onda de corriente de línea a la entrada del motor con el objeto de poder determinar el tiempo de duración y el máximo valor de corriente que se tienen durante los transitorios que se presentan en cada caso. En las mediciones realizadas de: arranque directo, arranque estrella - triángulo, arranque con el convertidor de frecuencia e inversión de giro con el convertidor, la pinza amperimétrica DC/AC está ajustada en el rango de 20 A → 2 V, lo que implica que los valores obtenidos de amplitudes de corriente serán multiplicados por un factor de 10 A/V. En las mediciones realizadas de: arranque con voltaje reducido, arranque con resistencias en el circuito del rotor e inversión de giro por cambio de fases, la pinza amperimétrica DC/AC está ajustada en el rango de 200 A → 2 V, lo que implica que los valores obtenidos de amplitudes de corriente serán multiplicados por un factor de 100 A/V. En estas mediciones el motor está sin carga.

### 6.3.1 ARRANQUE DIRECTO

#### Equipo utilizado:

- Motor trifásico de inducción.
- Osciloscopio.

#### Procedimiento:

Se armó el circuito mostrado en la figura 6.1:

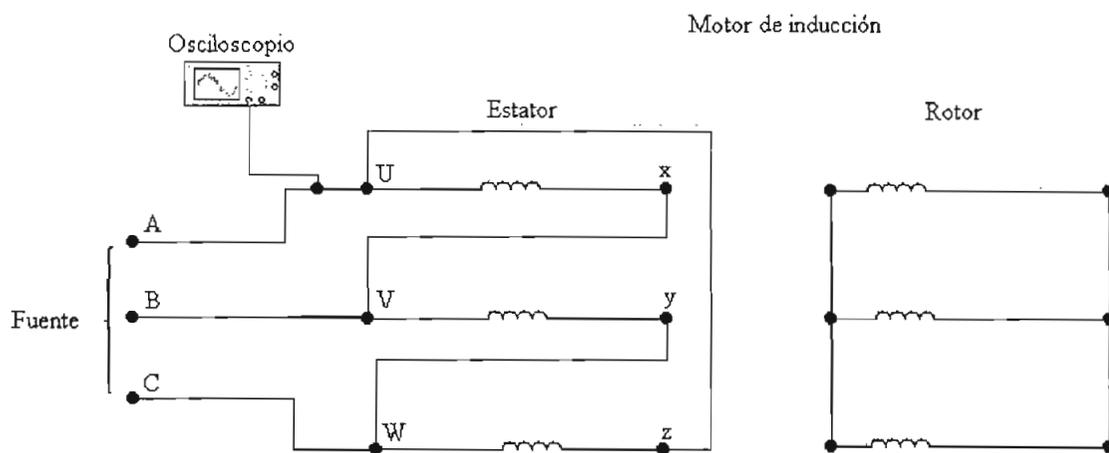


Figura 6.1

#### Resultados obtenidos:

En la figura 6.2 se muestra la forma de onda de la corriente en el terminal U del estator del motor de inducción, desde el momento en que se conecta la alimentación (arranque), donde empieza el transitorio de corriente, hasta cuando se estabiliza la corriente.

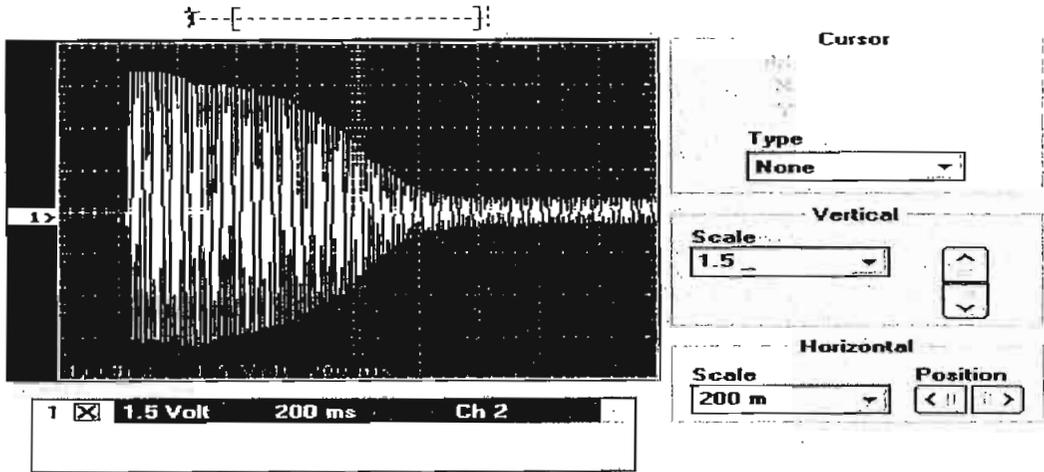


Figura 6.2

En la figura 6.3 se determina el tiempo de duración del transitorio de corriente. Como se muestra en el cursor del osciloscopio, se tiene un tiempo de duración de 1.15 segundos.

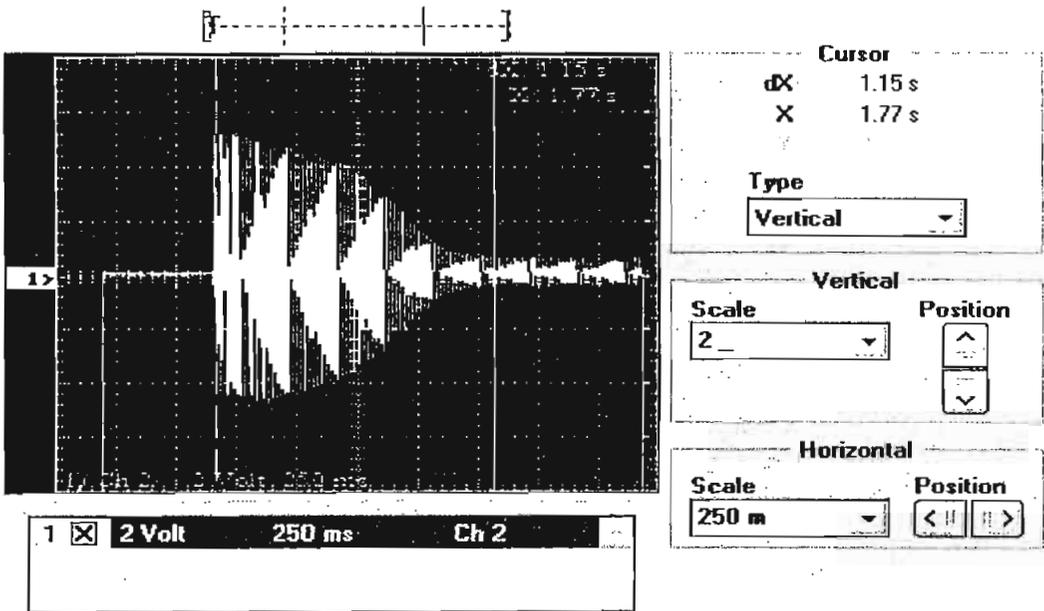


Figura 6.3

La figura 6.4 permite determinar el valor máximo en el transitorio de corriente en el arranque, en el terminal U del estator. El valor dado en el cursor del osciloscopio, es de 5.00 V, que multiplicado por el factor de 10 A/V da el valor real medido de 50.00 A.

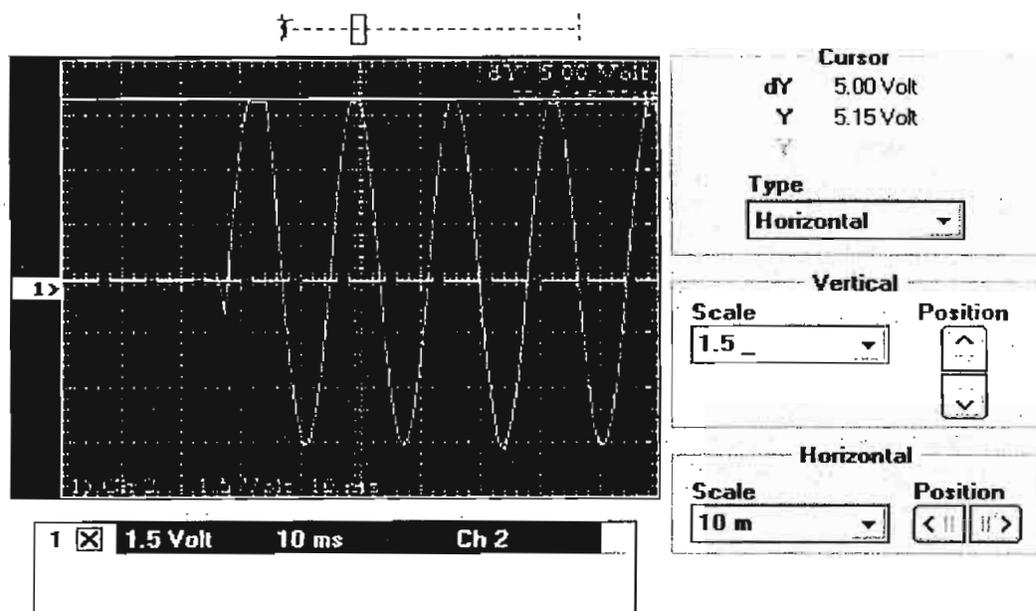


Figura 6.4

La figura 6.5 permite determinar el valor máximo de la corriente en el terminal U del estator, luego del transitorio (estado estable). El valor dado en el cursor del osciloscopio, es de 433 mV, que multiplicado por el factor de 10 A/V da el valor real medido de 4.33A.

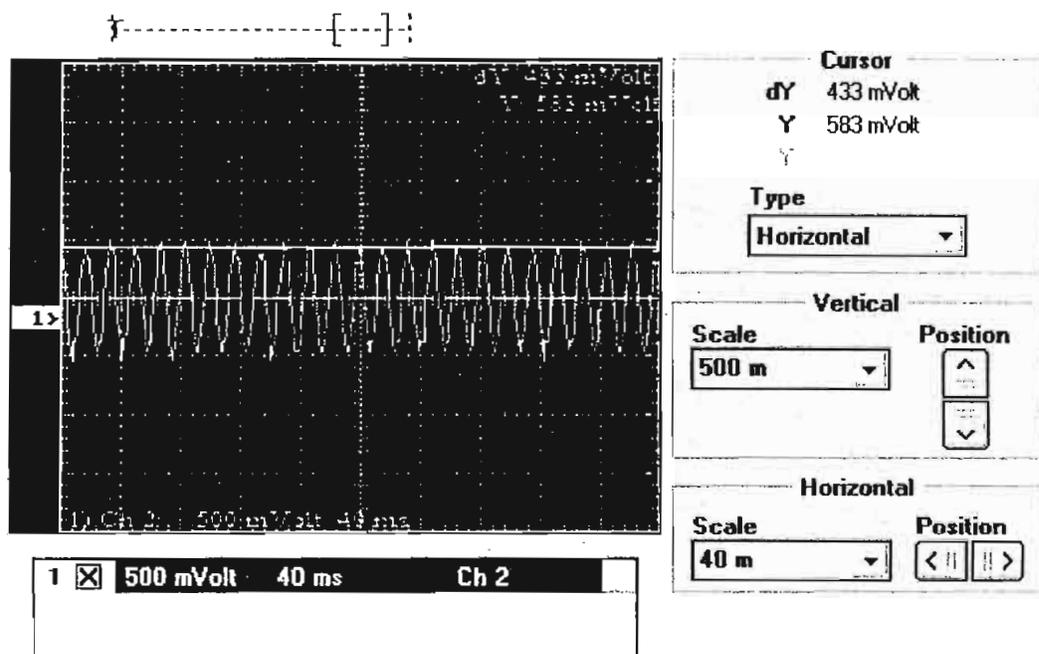


Figura 6.5

### 6.3.2 ARRANQUE ESTRELLA TRIANGULO

#### Equipo utilizado:

- Motor trifásico de inducción.
- Arrancador Y – Delta.
- Osciloscopio.

#### Procedimiento:

Se armó el circuito mostrado en la figura 6.6:

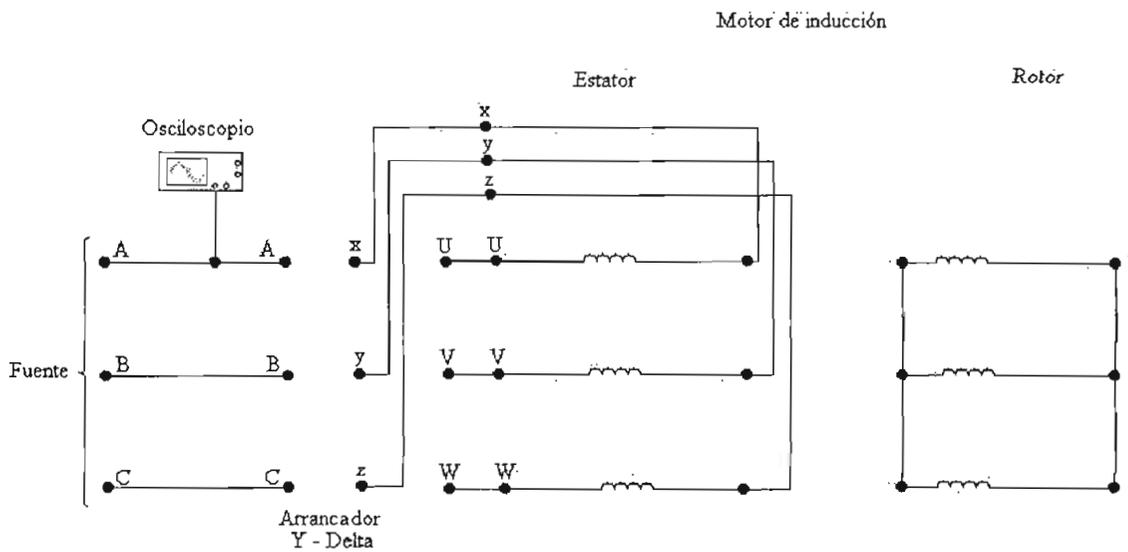


Figura 6.6

#### Resultados obtenidos:

En la figura 6.7 se muestra la forma de onda de la corriente en el terminal U del estator del motor de inducción, desde el momento en que se conecta la alimentación, con el estator conectado en Y, y el cambio de conexión a delta.

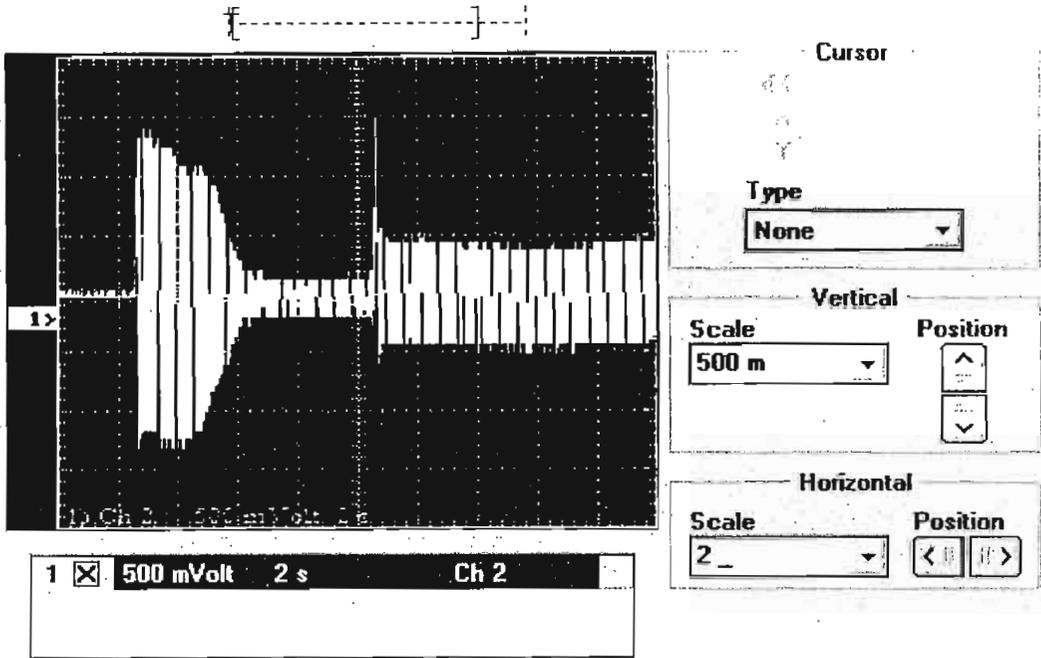


Figura 6.7

En la figura 6.8 se determina el tiempo de duración del transitorio de corriente en el arranque, con el estator conectado en Y. Como se muestra en el cursor del osciloscopio, se tiene un tiempo de duración de 4.13 segundos.

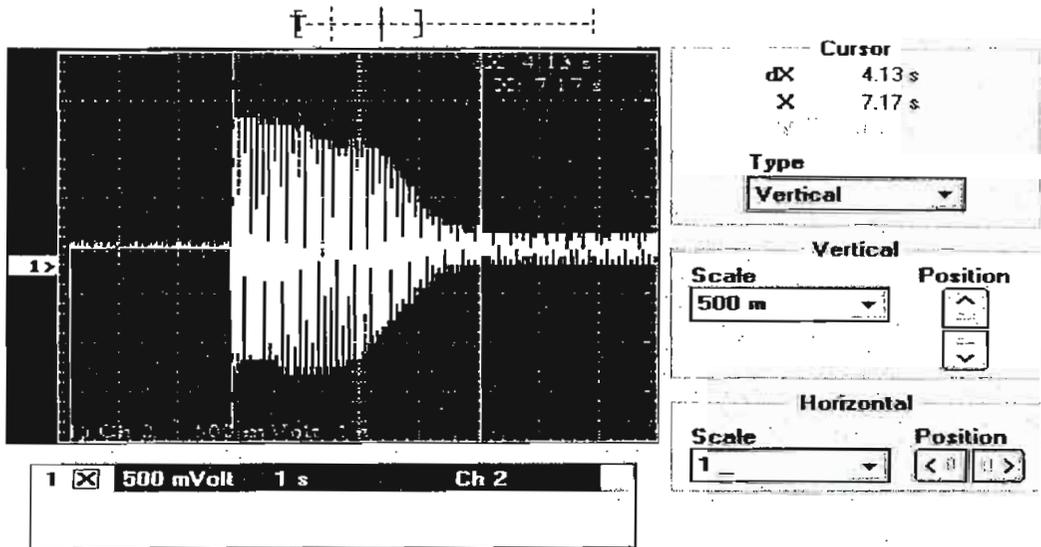


Figura 6.8

La figura 6.9 permite determinar el valor máximo de la corriente en el arranque en el terminal U del estator, con el estator conectado en Y. El valor dado en el cursor del

osciloscopio, es de 1.38 V, que multiplicado por el factor de 10 A/V da el valor real medido de 13.8 A.

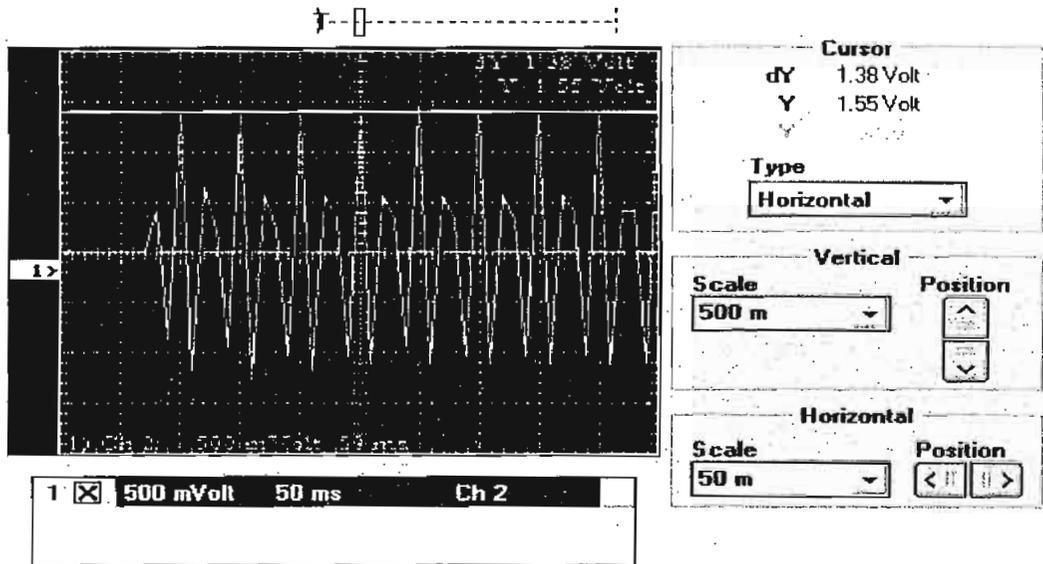


Figura 6.9

La figura 6.10 permite determinar el valor máximo de la corriente en el terminal U del estator, con el estator conectado en Y, luego del transitorio. El valor dado en el cursor del osciloscopio, es de 163 mV, que multiplicado por el factor de 10 A/V da el valor real medido de 1.63 A.

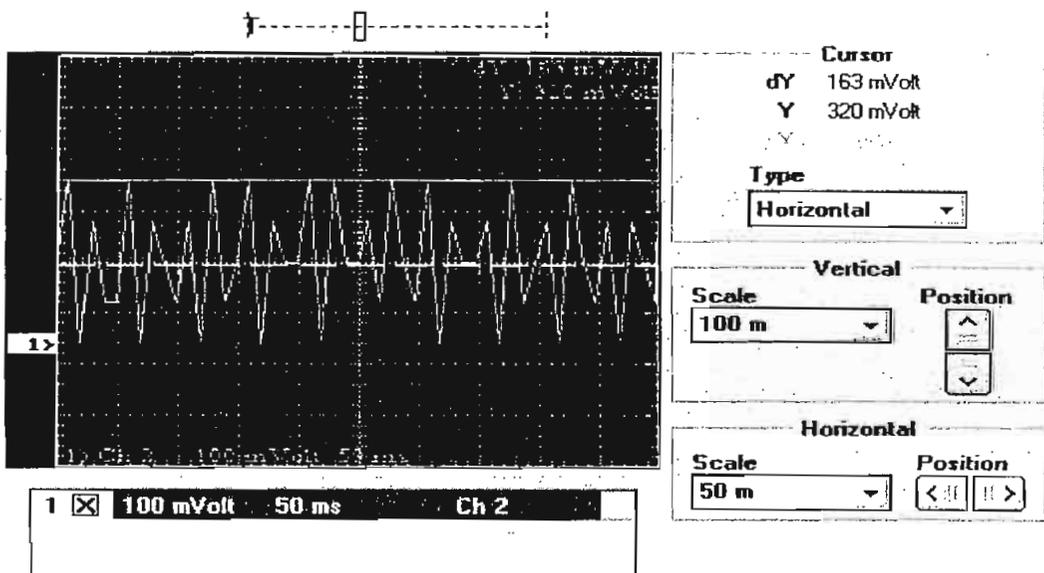


Figura 6.10

En la figura 6.11 se determina el tiempo de duración del transitorio de corriente en el cambio de conexión del estator de Y a delta. Como se muestra en el cursor del osciloscopio, se tiene un tiempo de duración de 0.04 segundos.

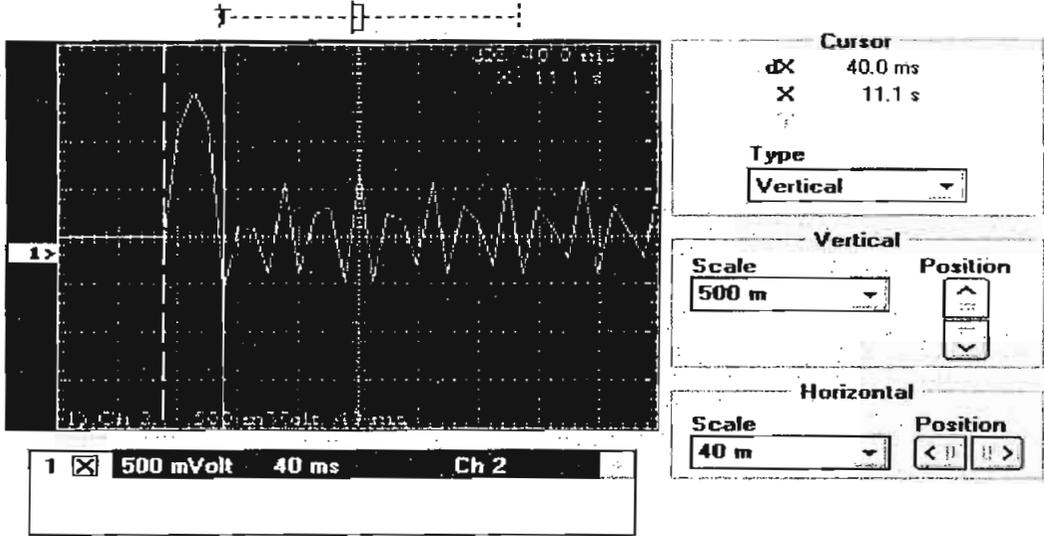


Figura 6.11

La figura 6.12 permite determinar el valor máximo en el transitorio de corriente producido en el cambio de conexión del estator de Y a delta. El valor dado en el cursor del osciloscopio, es de 1.55 V, que multiplicado por el factor de 10 A/V da el valor real medido de 15.5 A.

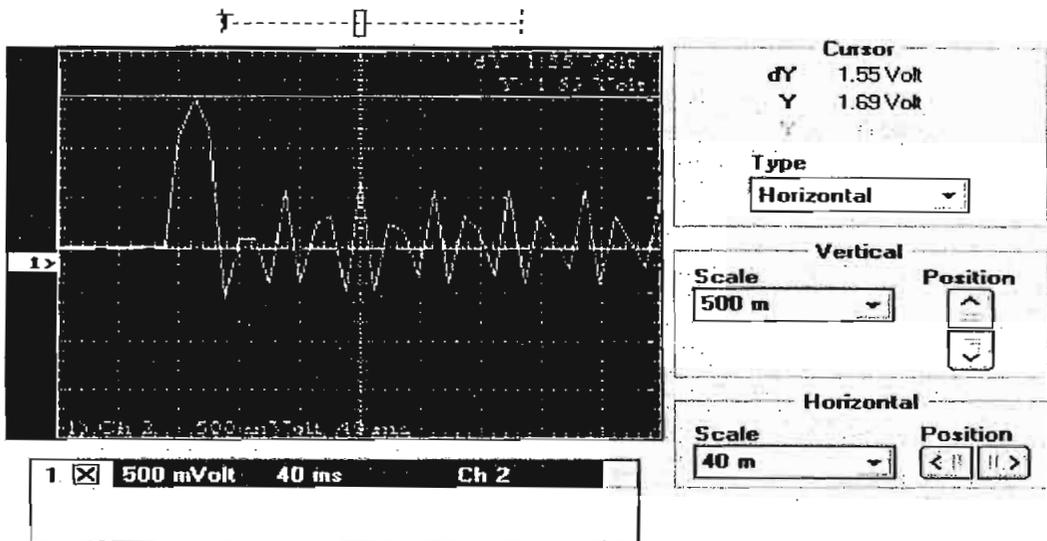


Figura 6.12

La figura 6.13 permite determinar el valor máximo luego del transitorio de corriente en el terminal U del estator, en el cambio de conexión del estator de Y a delta. El valor dado en el cursor del osciloscopio, es de 433 mV, que multiplicado por el factor de 10 A/V da el valor real medido de 4,33 A.

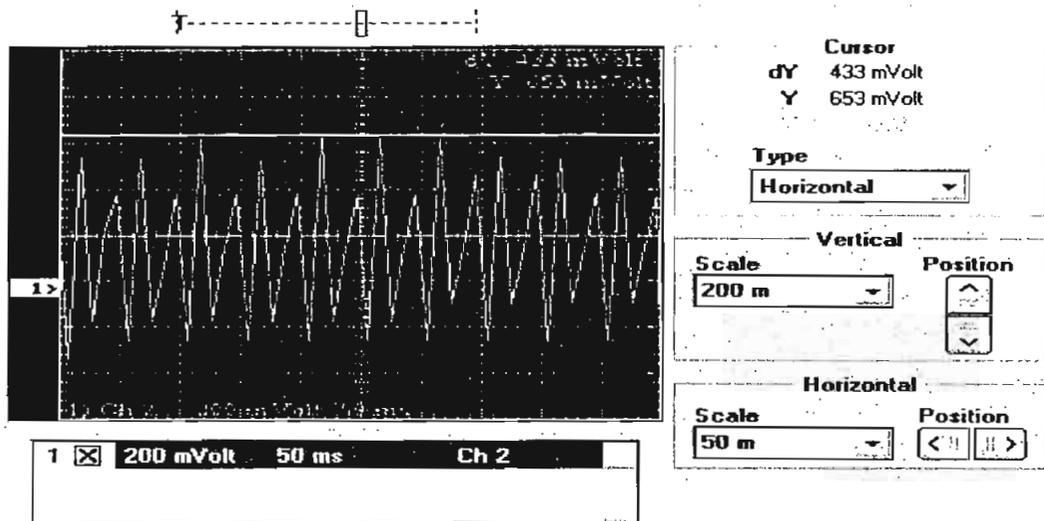


Figura 6.13

### 6.3.3 ARRANQUE CON VOLTAJE REDUCIDO

#### Equipo utilizado:

- Motor trifásico de inducción.
- Autotransformador trifásico.
- Osciloscopio.

#### Procedimiento:

Se armó el circuito mostrado en la figura 6.14:

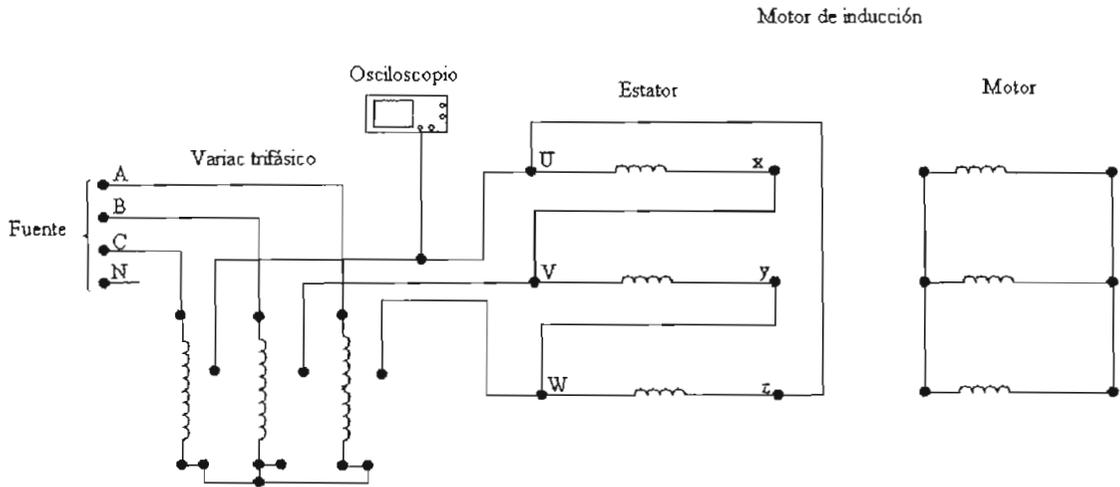


Figura 6.14

### Resultados obtenidos:

En la figura 6.15 se muestra la forma de onda de la corriente en el terminal U del estator del motor de inducción, desde el momento en que se conecta la alimentación al motor desde el autotransformador, con un voltaje equivalente al 50 % del valor nominal.

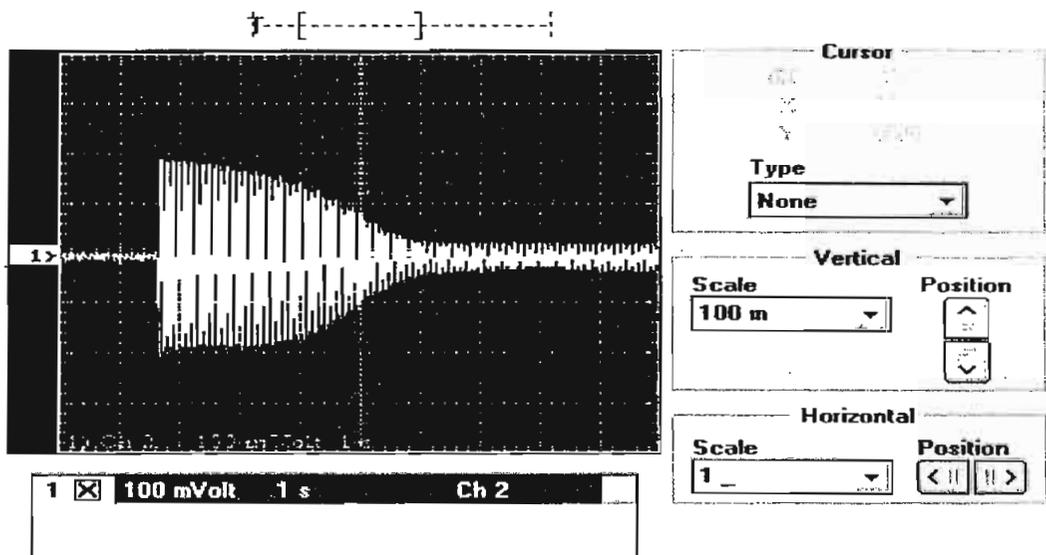


Figura 6.15

En la figura 6.16 se determina el tiempo de duración del transitorio de corriente en el momento en que se conecta la alimentación al motor desde el autotransformador, con un

voltaje equivalente al 50 % del valor nominal. Como se muestra en el cursor del osciloscopio, se tiene un tiempo de duración de 4.00 segundos.

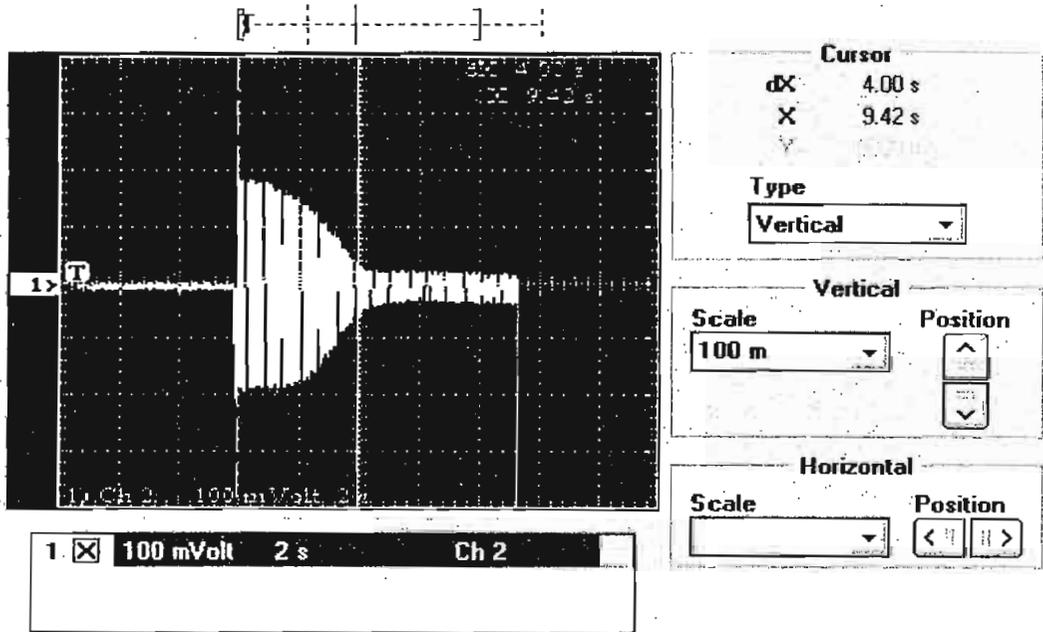


Figura 6.16

La figura 6.17 permite determinar el valor máximo de la corriente en el arranque en el terminal U del estator, cuando se alimenta al motor con un voltaje equivalente al 50 % del valor nominal. El valor dado en el cursor del osciloscopio, es de 200 mV, que multiplicado por el factor de 100 A/V da el valor real medido de 20 A.

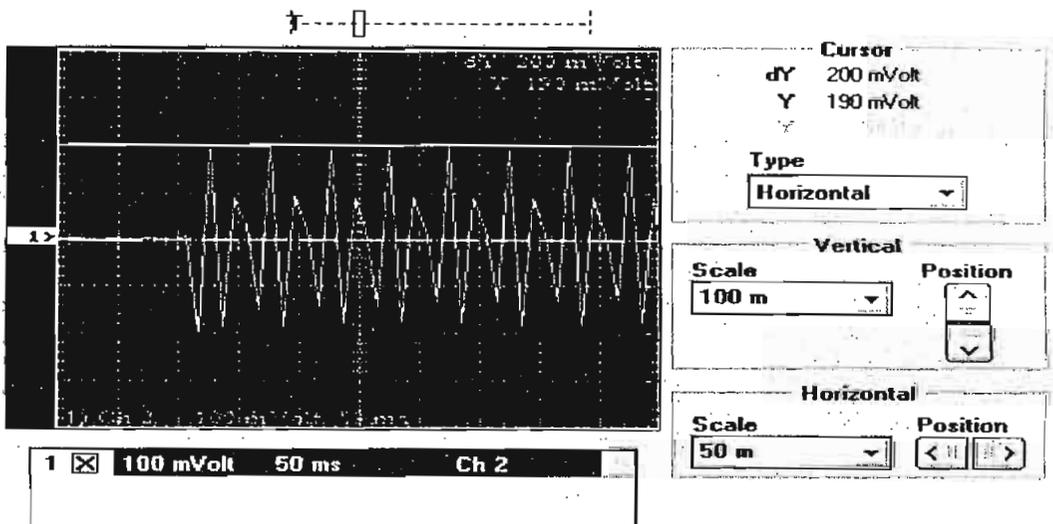


Figura 6.17

La figura 6.18 permite determinar el valor máximo de la corriente en el terminal U del estator, luego del transitorio presentado al arrancar el motor con un voltaje equivalente al 50% del valor nominal. El valor dado en el cursor del osciloscopio, es de 26.7 mV, que multiplicado por el factor de 100 A/V da el valor real medido de 2.67 A.

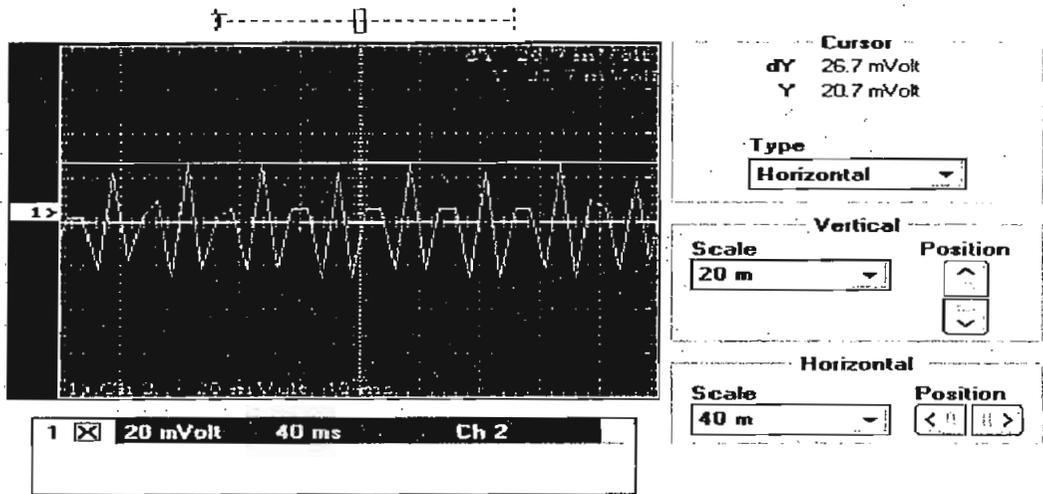


Figura 6.18

En la figura 6.19 se muestra la forma de onda de la corriente en el terminal U del estator del motor de inducción, desde el momento en que se conecta la alimentación al motor desde el autotransformador, con un voltaje equivalente al 75 % del valor nominal.

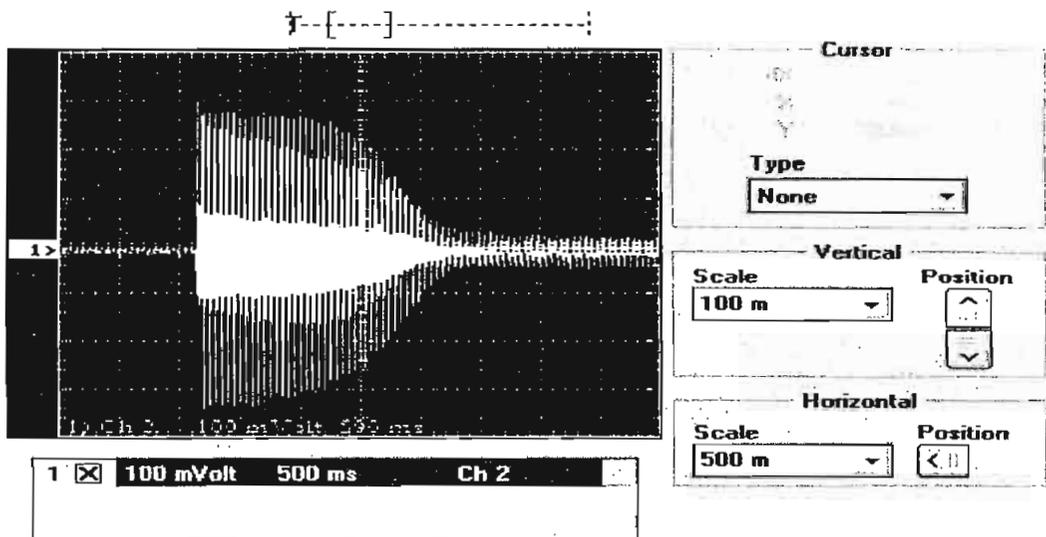


Figura 6.19

En la figura 6.20 se determina el tiempo de duración del transitorio de corriente en el momento en que se conecta la alimentación al motor desde el autotransformador, con un voltaje equivalente al 75 % del valor nominal. Como se muestra en el cursor del osciloscopio, se tiene un tiempo de duración de 2.17 segundos.

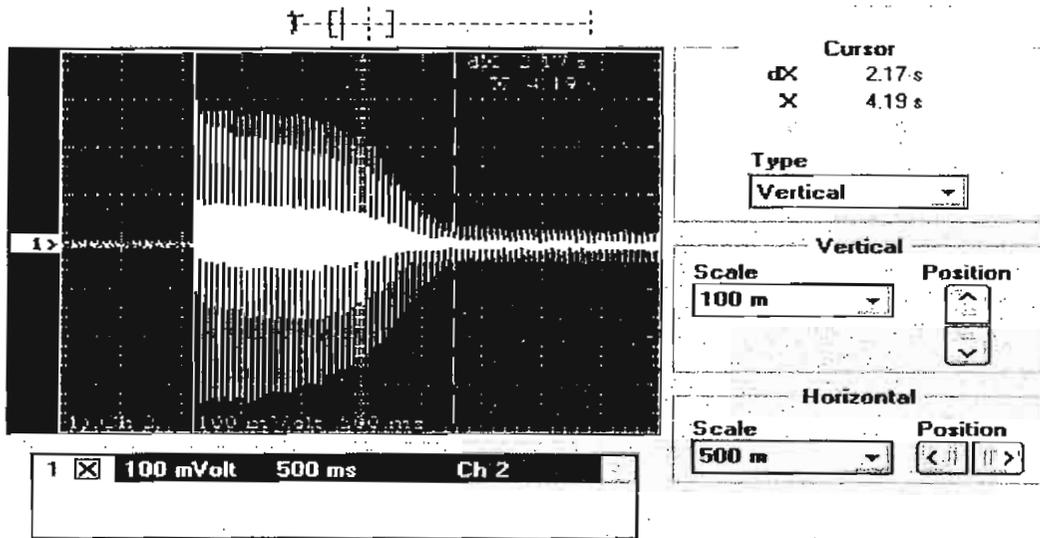


Figura 6.20

La figura 6.21 permite determinar el valor máximo de la corriente en el arranque en el terminal U del estator, cuando se alimenta al motor con un voltaje equivalente al 75 % del valor nominal. El valor dado en el cursor del osciloscopio, es de 303 mV, que multiplicado por el factor de 100 A/V da el valor real medido de 30.30 A.

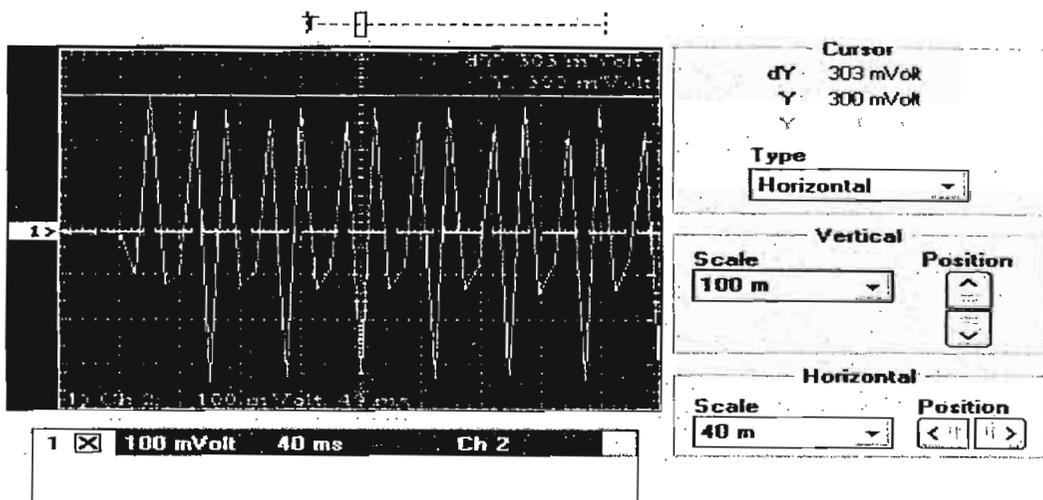


Figura 6.21

La figura 6.22 permite determinar el valor máximo de la corriente en el terminal U del estator, luego del transitorio presentado al arrancar el motor con un voltaje equivalente al 75 % del valor nominal. El valor dado en el cursor del osciloscopio, es de 26.7 mV, que multiplicado por el factor de 100 A/V da el valor real medido de 2.67 A.

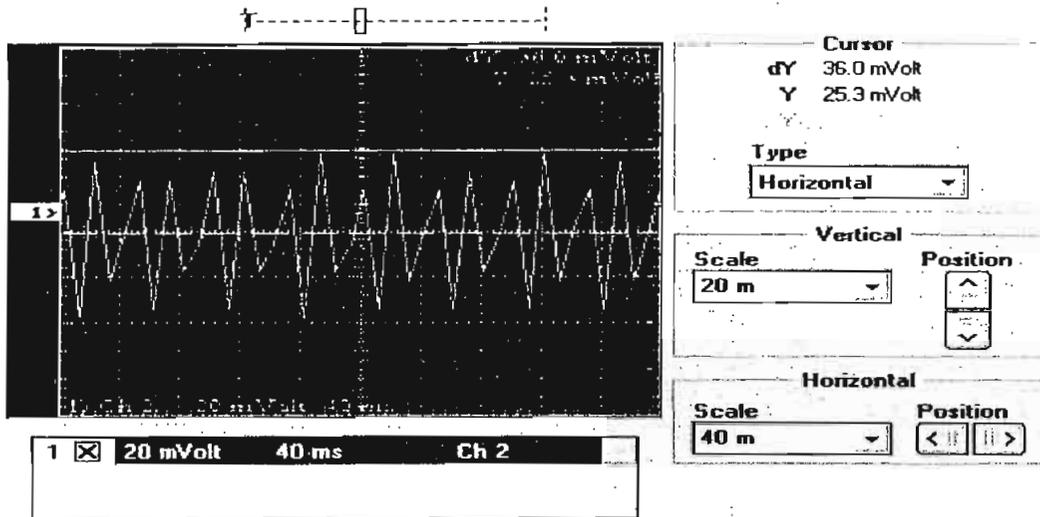


Figura 6.22

### 6.3.4 ARRANQUE CON RESISTENCIA EN EL CIRCUITO DEL ROTOR

#### Equipo utilizado:

- Motor trifásico de inducción.
- Conjunto de reóstatos de  $4.8 \Omega$  marca CENCO.
- Osciloscopio.

#### Procedimiento:

Se armó el circuito mostrado en la figura 6.23:

## Motor de inducción

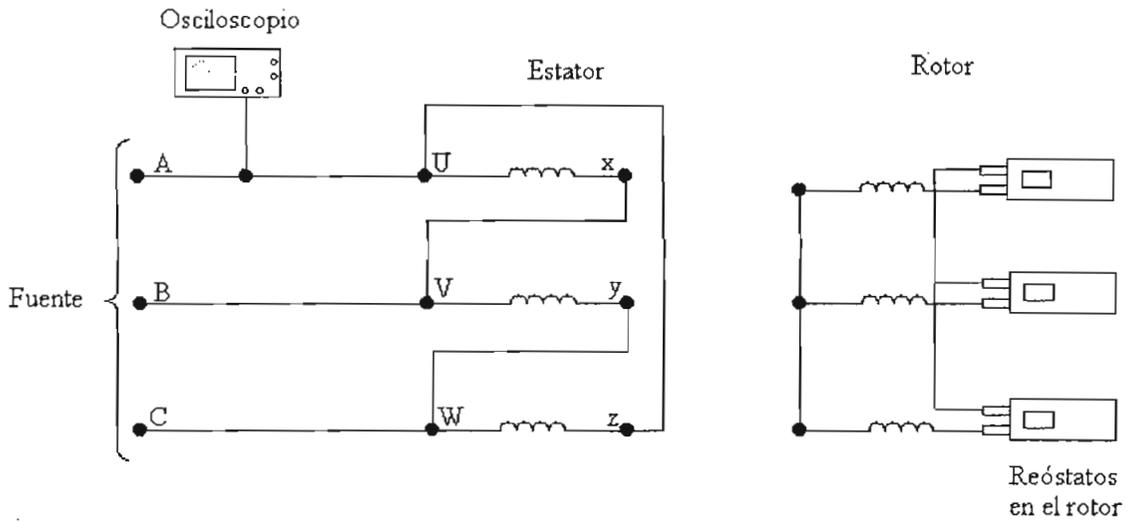


Figura 6.23

Resultados obtenidos:

En la figura 6.24 se muestra la forma de onda de la corriente en el terminal U del estator del motor de inducción, desde el momento en que se conecta la alimentación, arrancando el motor por el método de las resistencias en el rotor, con los reóstatos en el valor de  $2\ \Omega$ .

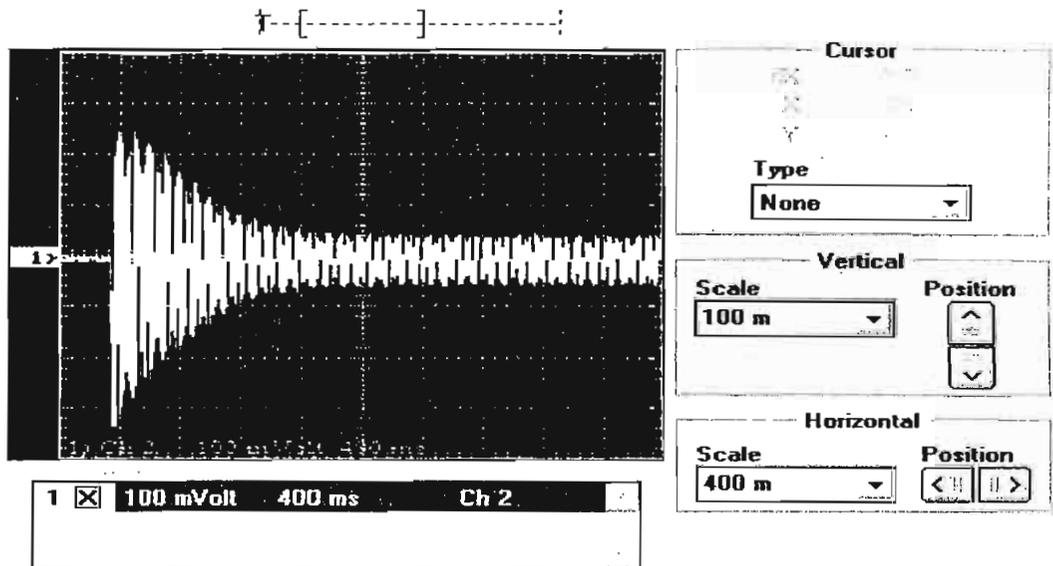


Figura 6.24

La figura 6.25 permite determinar el tiempo de duración del transitorio de corriente en el arranque del motor, usando el método de resistencias en el rotor, con los reóstatos en el valor de  $2 \Omega$ . El valor dado en el cursor del osciloscopio, es de 1.25 segundos.

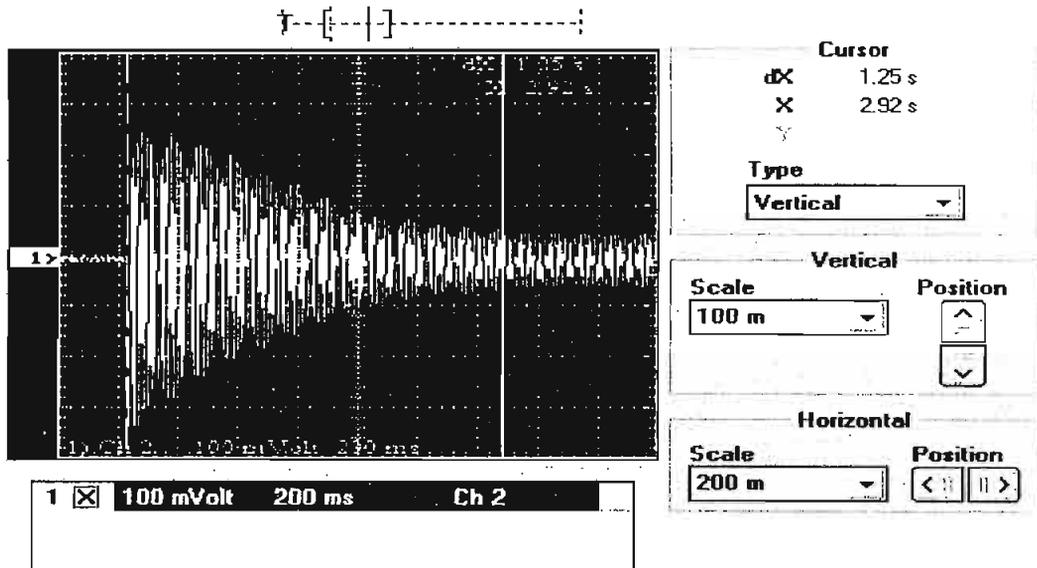


Figura 6.25

La figura 6.26 permite determinar el valor máximo de la corriente en el arranque del motor, usando el método de resistencias en el rotor, con los reóstatos en el valor de  $2 \Omega$ . El valor dado en el cursor del osciloscopio, es de  $340 \text{ mV}$ , que multiplicado por el factor de  $100 \text{ A/V}$  da el valor real medido de  $34 \text{ A}$ .

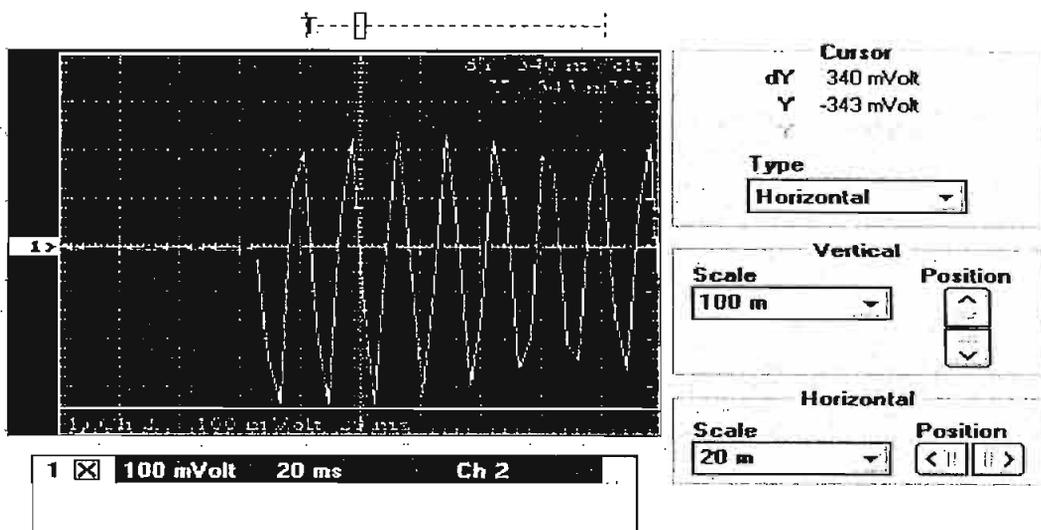


Figura 6.26

La figura 6.27 permite determinar el valor máximo de la corriente luego del transitorio de corriente en el arranque del motor, usando el método de resistencias en el rotor, con los reóstatos en el valor de  $2 \Omega$ . El valor dado en el cursor del osciloscopio, es de 41.7 mV, que multiplicado por el factor de 100 A/V da el valor real medido de 4.17 A.

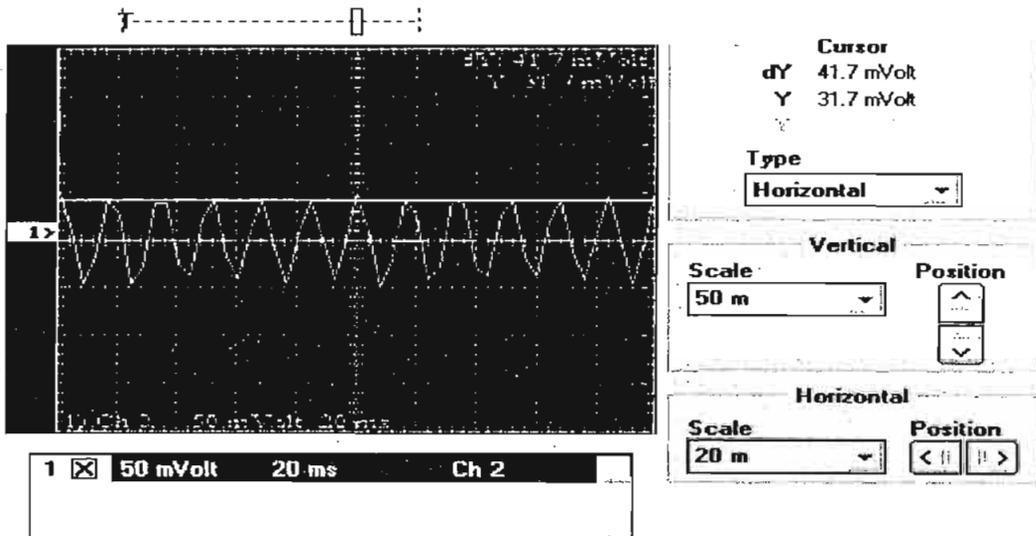


Figura 6.27

En la figura 6.28 se muestra la forma de onda de la corriente en el terminal U del estator del motor de inducción, desde el momento en que se conecta la alimentación, arrancando el motor por el método de las resistencias en el rotor, con los reóstatos en el valor máximo.

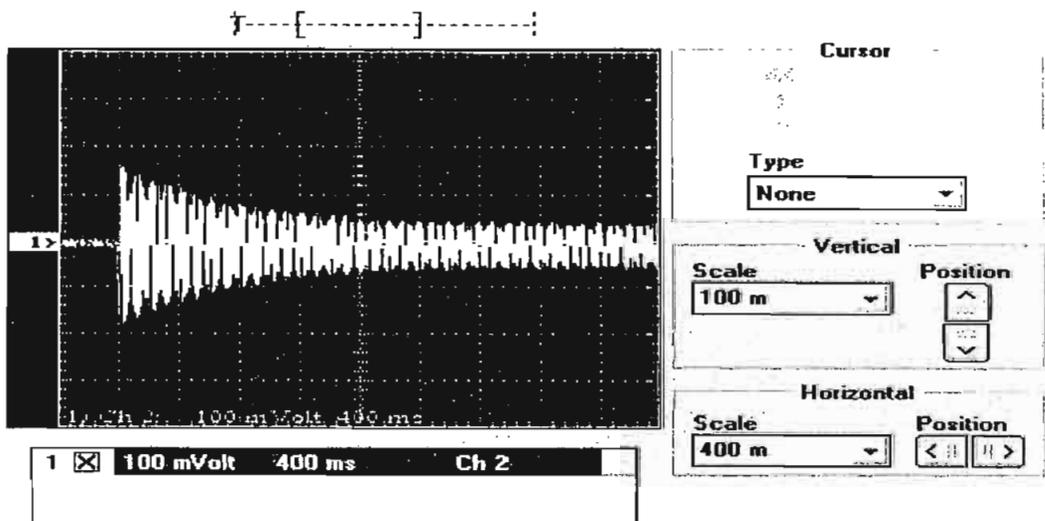


Figura 6.28

La figura 6.29 permite determinar el tiempo de duración del transitorio de corriente en el arranque del motor, usando el método de resistencias en el rotor, con los reóstatos en el valor máximo. El valor dado en el cursor del osciloscopio, es de 1.53 segundos.

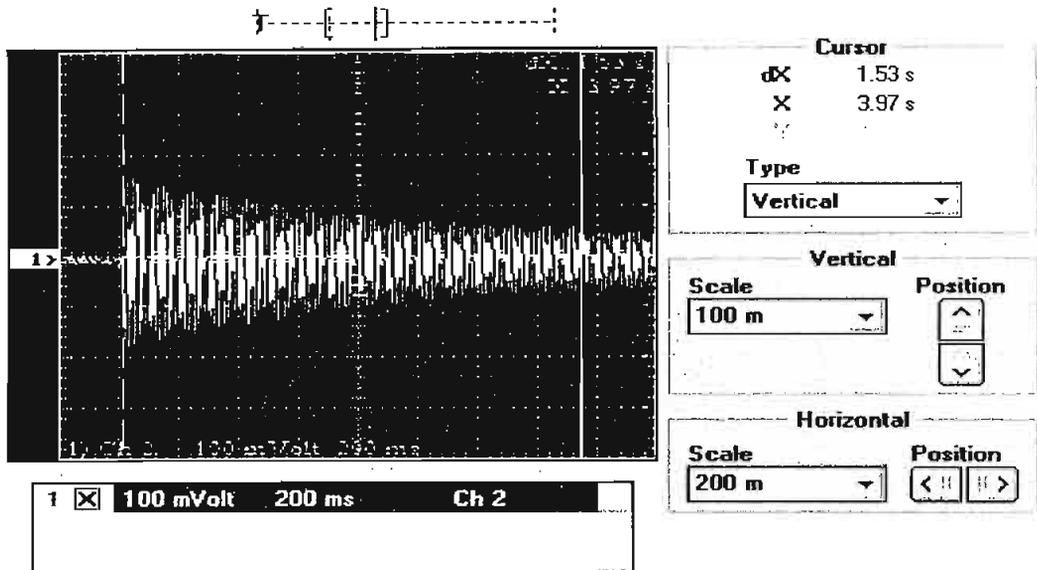


Figura 6.29

La figura 6.30 permite determinar el valor máximo de la corriente en el arranque del motor, usando el método de resistencias en el rotor, con los reóstatos en el valor máximo. El valor dado en el cursor del osciloscopio, es de 155 mV, que multiplicado por el factor de 100 A/V da el valor real medido de 15.50 A.

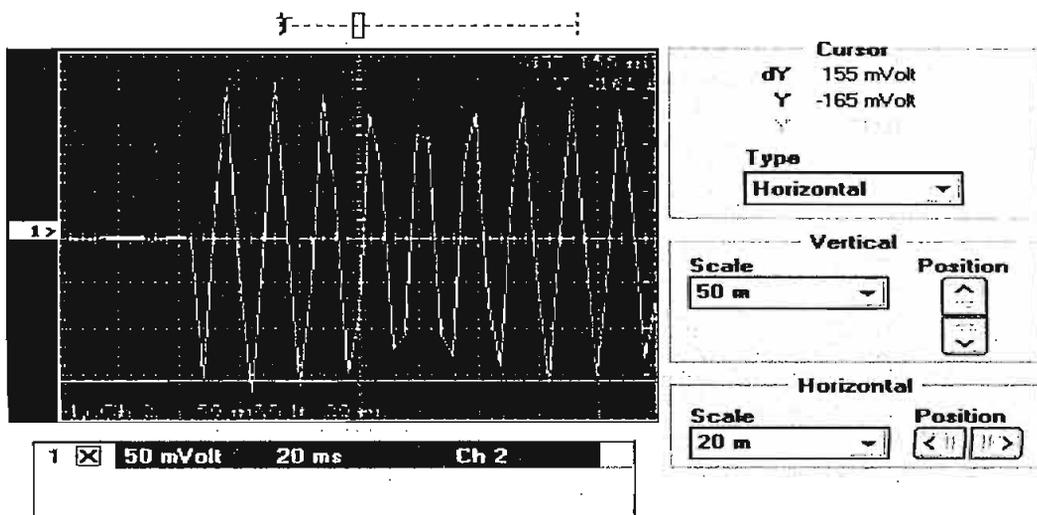


Figura 6.30

La figura 6.31 permite determinar el valor máximo de la corriente luego del transitorio de corriente en el arranque del motor, usando el método de resistencias en el rotor, con los reóstatos en el valor máximo. El valor dado en el cursor del osciloscopio, es de 41.7 mV, que multiplicado por el factor de 100 A/V da el valor real medido de 4.17 A.

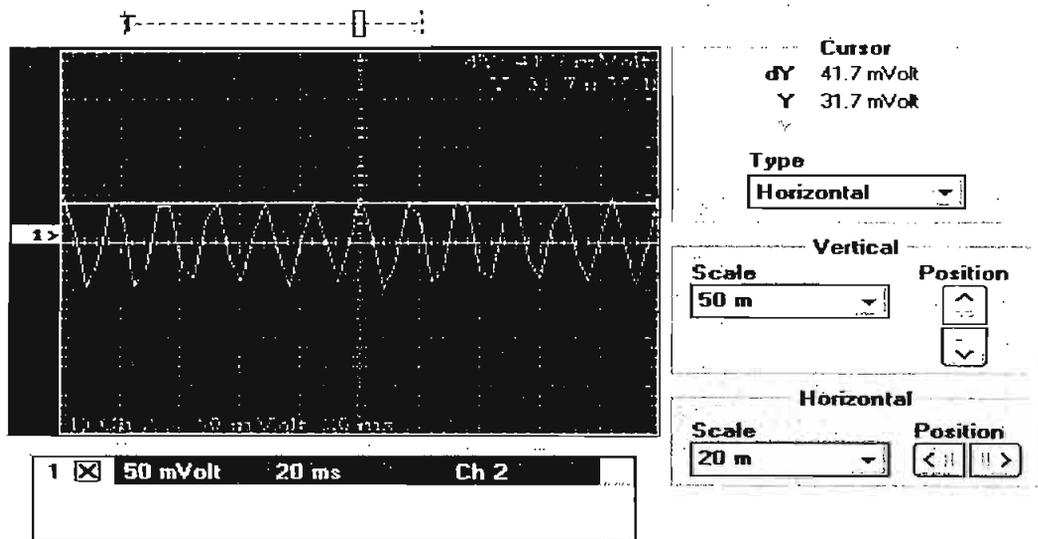


Figura 6.31

### 6.3.5 ARRANQUE CON EL CONVERTIDOR DE FRECUENCIA

Equipo utilizado:

- Motor trifásico de inducción.
- Tablero de control.
- Osciloscopio.

Procedimiento:

Se armó el circuito mostrado en la figura 6.32:

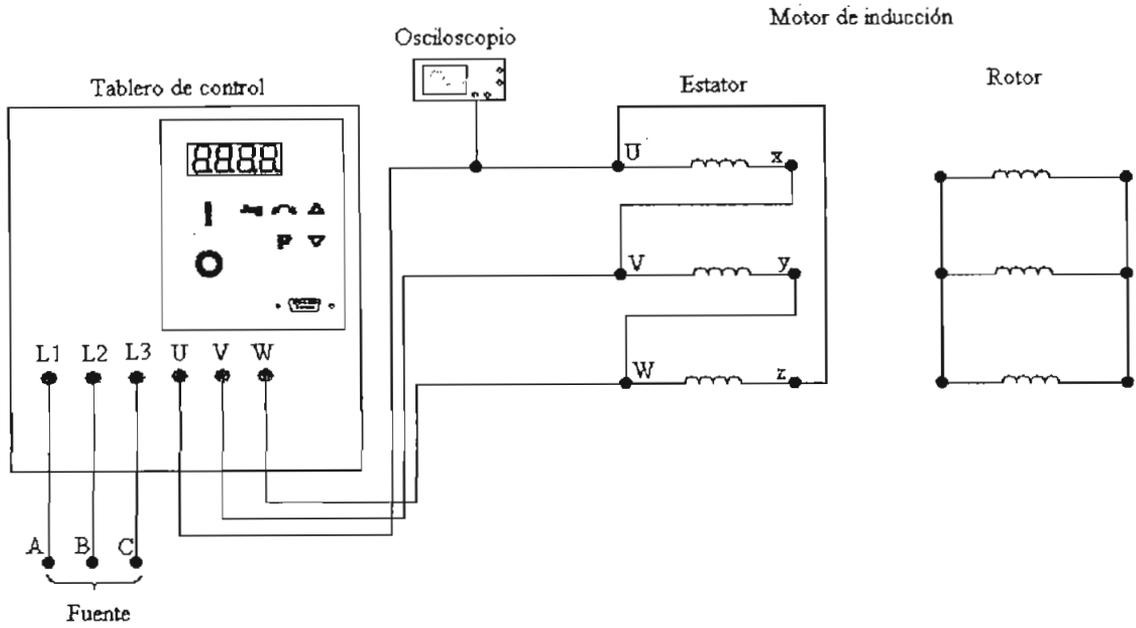


Figura 6.32

En el convertidor de frecuencia se configuran la mayoría de los parámetros al ajuste de fábrica, con excepción de los siguientes parámetros:

- P101 = 1 (funcionamiento para Europa o América)
- P009 = 2 (todos los parámetros pueden ser alterados)
- P002 = 10 (rampa de aceleración).
- P003 = 10 (rampa de deceleración).
- P012 = 60 (frecuencia mínima del motor Hz).
- P013 = 80 (frecuencia máxima del motor).
- P081 = 60 (frecuencia nominal del motor Hz)
- P082 = 1800 (régimen nominal del motor rpm)
- P083 = 7 (corriente nominal del motor A)
- P084 = 220 (Tensión nominal del motor V)
- P085 = 1.97 (potencia nominal del motor HP).

En la figura 6.33 se muestra la forma de onda de la corriente en el terminal U del estator del motor de inducción, desde el momento en que se arranca el motor luego de pulsar el botón de encendido en el convertidor de frecuencia.

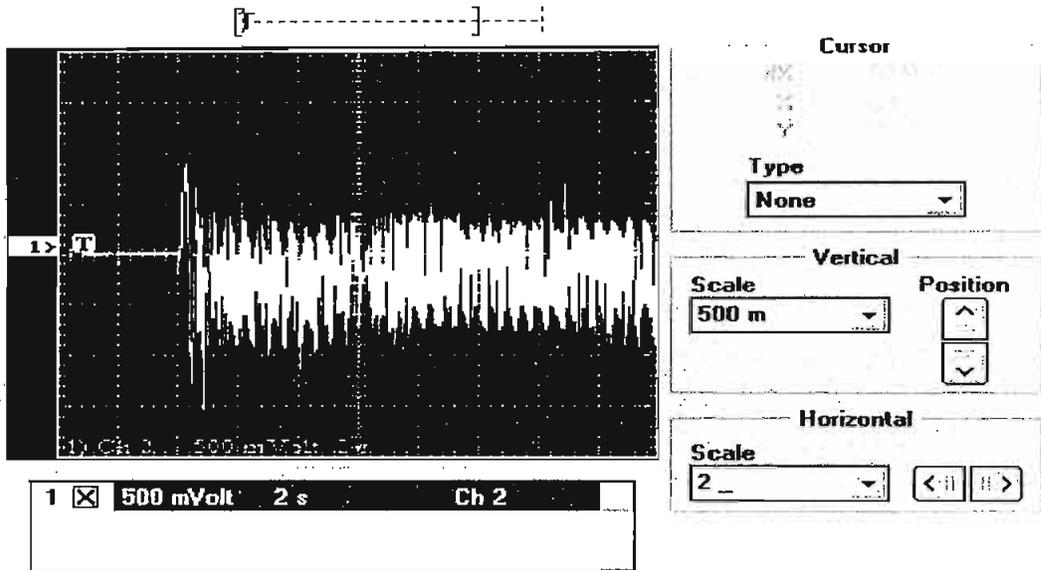


Figura 6.33

La figura 6.34 permite determinar el tiempo de duración del transitorio de corriente en el arranque del motor, usando el convertidor de frecuencia. El valor dado en el cursor del osciloscopio, es de 0.84 segundos.

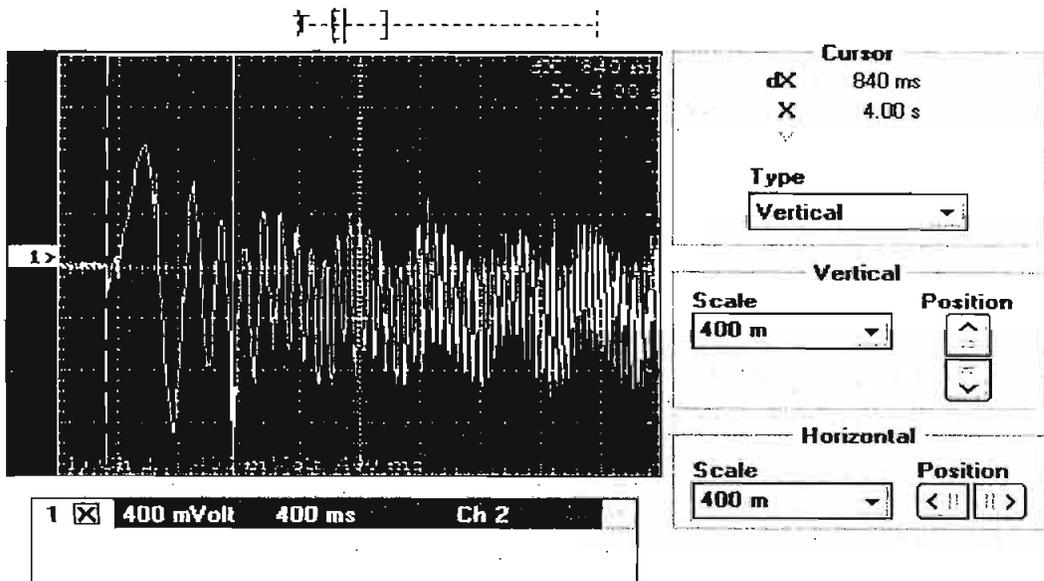


Figura 6.34

La figura 6.35 permite determinar el valor máximo de la corriente en el arranque del motor, usando el convertidor de frecuencia. El valor dado en el cursor del osciloscopio, es de 853 mV, que multiplicado por el factor de 10 A/V da el valor real medido de 8.53 A.

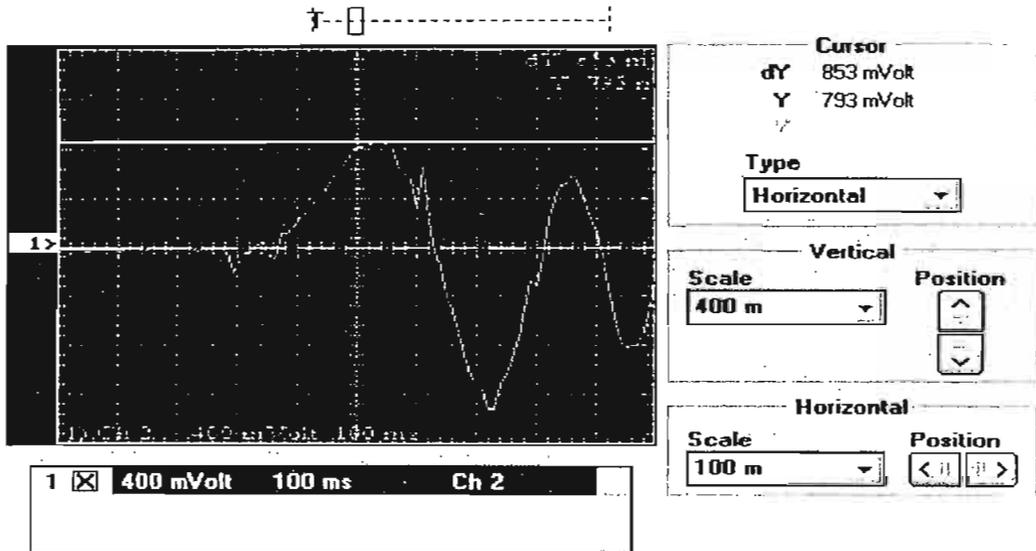


Figura 6.35

La figura 6.36 permite determinar el valor máximo de la corriente luego del transitorio de corriente en el arranque del motor, usando el convertidor de frecuencia. El valor dado en el cursor del osciloscopio, es de 493 mV, que multiplicado por el factor de 100 A/V da el valor real medido de 4.93 A.

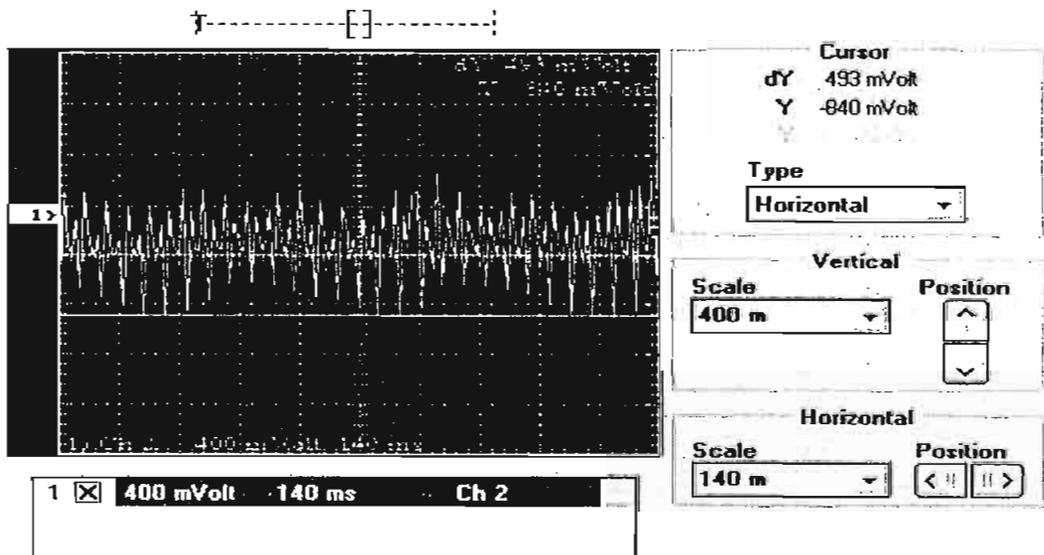


Figura 6.36

## 6.4 MEDICION DE CORRIENTE EN INVERSION DE GIRO

### 6.4.1 INVERSION DE GIRO POR CAMBIO DE SECUENCIA DE FASES

#### Equipo utilizado:

- Motor trifásico de inducción.
- Autotransformador trifásico.
- Conmutador tripolar
- Osciloscopio.

#### Procedimiento:

Se armó el circuito mostrado en la figura 6.37:

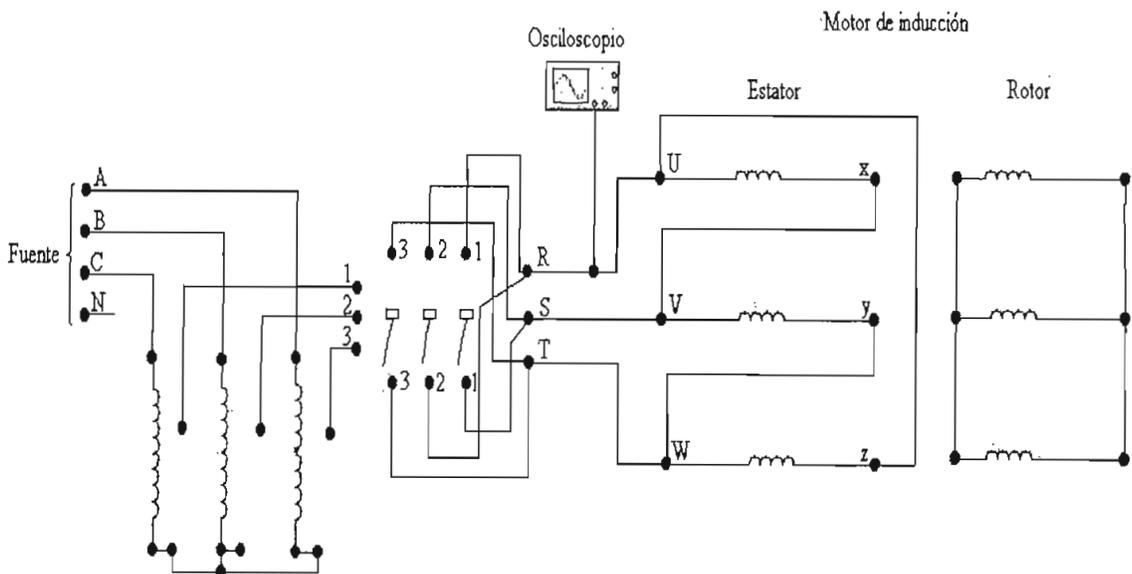


Figura 6.37

#### Resultados obtenidos:

En la figura 6.38 se muestra la forma de onda de la corriente en el terminal U del estator del motor de inducción, desde el momento en que alimenta al motor desde el autotransformador, con un voltaje equivalente al 50 % del valor nominal, para luego realizar la inversión de giro cambiando la secuencia de fases en el voltaje de alimentación.

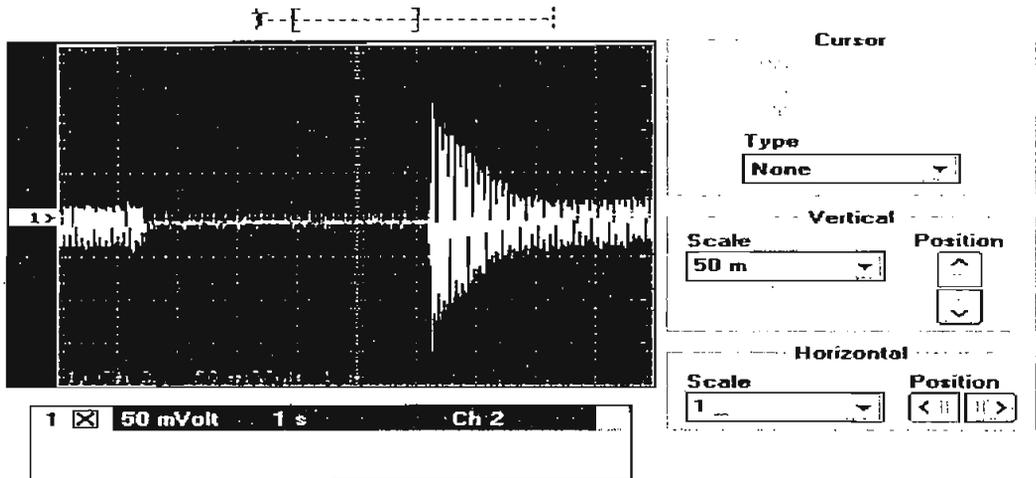


Figura 6.38

El valor máximo de corriente en el terminal U del estator para una alimentación con un voltaje equivalente al 50 % del valor nominal es de 2.67 A (valor obtenido en 6.3.3) antes y después del cambio de fases para la inversión del sentido de giro. La figura 6.39 permite determinar el tiempo durante el cual no hay alimentación en el estator por la desconexión de la alimentación para luego realizar el cambio de secuencia de fases. El valor dado en el cursor del osciloscopio, es de 4.73 segundos.

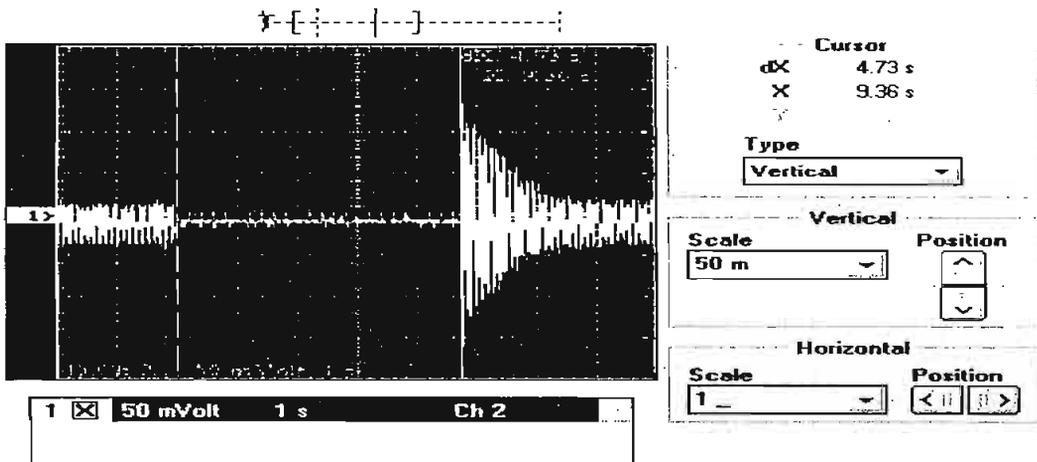


Figura 6.39

La figura 6.40 permite determinar el tiempo de duración de transitorio de corriente en el estator que se produce al realizar la conmutación que permite el cambio de secuencia de fases en el voltaje de alimentación. El valor dado en el cursor del osciloscopio, es de 1.29 segundos.

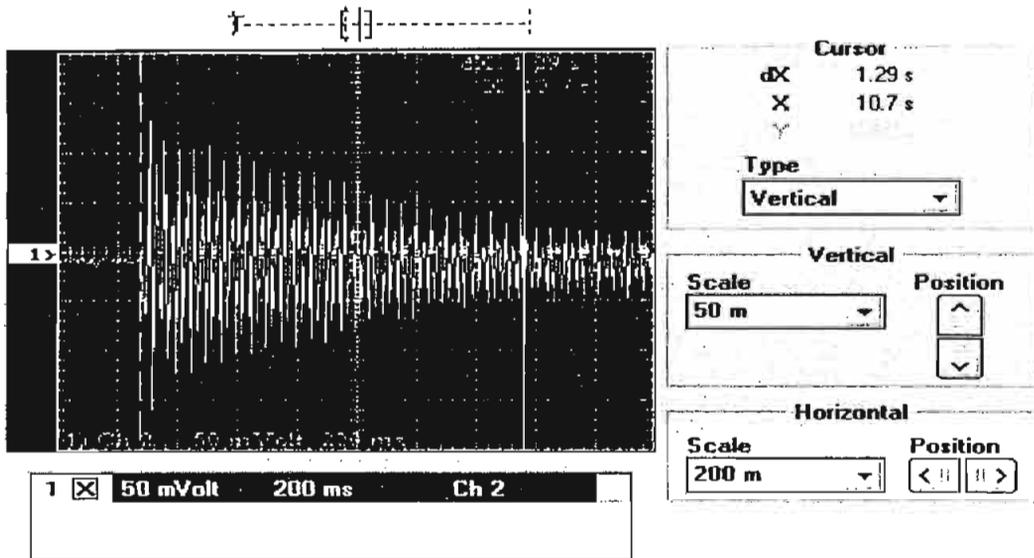


Figura 6.40

La figura 6.41 permite determinar el valor máximo de la corriente en el terminal U del estator, que se presenta en el transitorio de corriente producido en el cambio de fases. El valor dado en el cursor del osciloscopio, es de 200 mV, que multiplicado por el factor de 100 A/V da el valor real medido de 20 A.

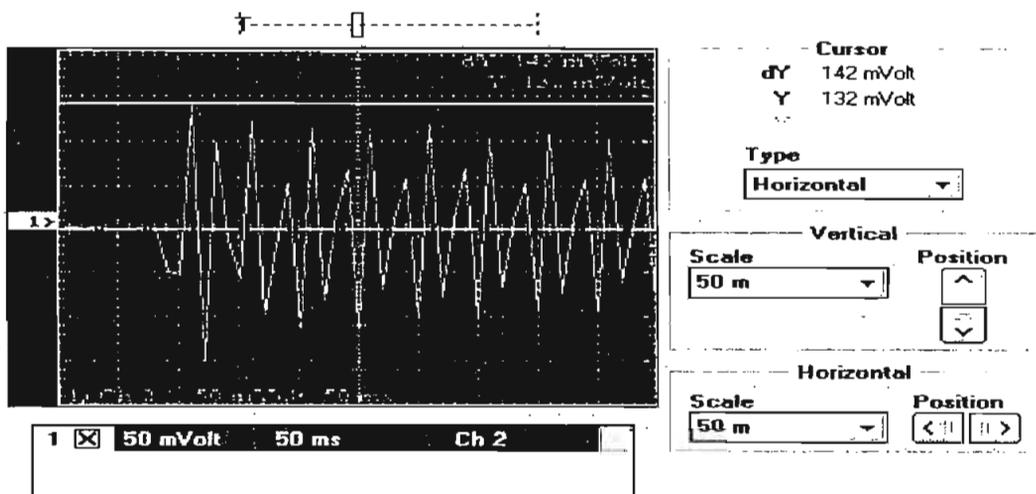


Figura 6.41

## 6.4.2 INVERSION DE GIRO CON EL CONVERTIDOR DE FRECUENCIA

### Equipo utilizado:

- Motor trifásico de inducción.
- Tablero de control.
- Osciloscopio.

### Procedimiento:

El realizado en el numeral 6.3.5

### Resultados obtenidos:

En la figura 6.42 se muestra la forma de onda de la corriente en el terminal U del estator del motor de inducción, desde el momento en que alimenta al motor desde el convertidor de frecuencia; luego se realiza la inversión de giro cuando la frecuencia de alimentación desde el convertidor hacia el motor es de 60 Hz.

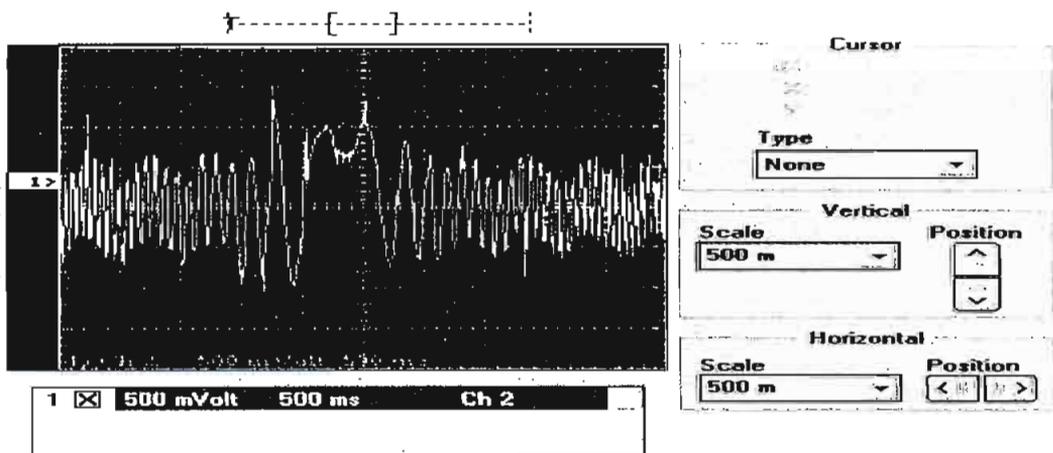


Figura 6.42

Se observa que durante la deceleración se produce un transitorio de corriente, después, la corriente decrece hasta llegar a un valor muy próximo a cero; en la aceleración en sentido contrario se produce otro transitorio de corriente, y luego la corriente se estabiliza. El

valor máximo en estado estable de la corriente es de 4.93 A (valor determinado en 6.3.5) antes y después de la inversión de giro. La figura 6.43 permite determinar tiempo de duración del transitorio de corriente en la deceleración. El valor dado en el cursor del osciloscopio, es de 0.247 segundos.

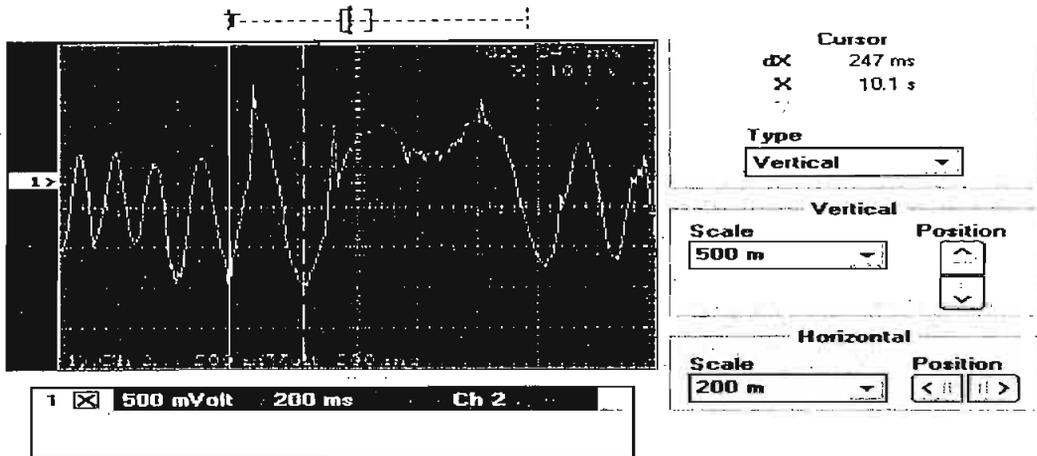


Figura 6.43

La figura 6.44 permite determinar el valor máximo que se tiene en el transitorio de corriente en la deceleración, producido en el momento que el convertidor empieza a frenar al motor rápidamente, por lo cual se tiene un pico de corriente de valor mayor al valor de corriente que se presenta en estado estable. El valor dado en el cursor del osciloscopio, es de 1.48 V, que multiplicado por el factor de 10 A/V da el valor real medido de 14.8 A, confirmando lo expuesto.

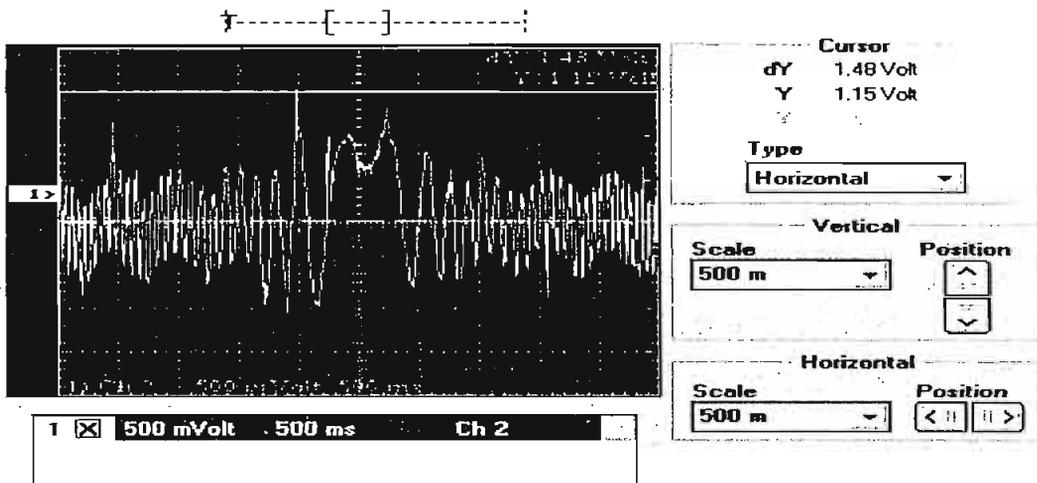


Figura 6.44

La figura 6.45 permite determinar tiempo de duración del transitorio de corriente en la aceleración en sentido contrario. El valor dado en el cursor del osciloscopio, es de 0.227 segundos.

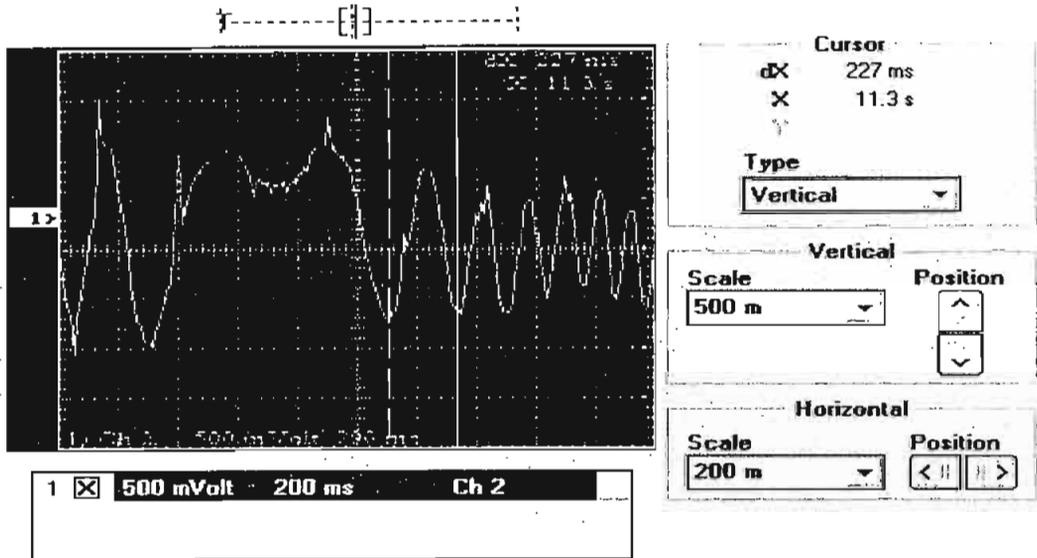


Figura 6.45

La figura 6.46 permite determinar el valor máximo que se tiene en el transitorio de corriente en la aceleración en sentido contrario. El valor dado en el cursor del osciloscopio, es de 800 mV, que multiplicado por el factor de 10 A/V da el valor real medido de 8 A.

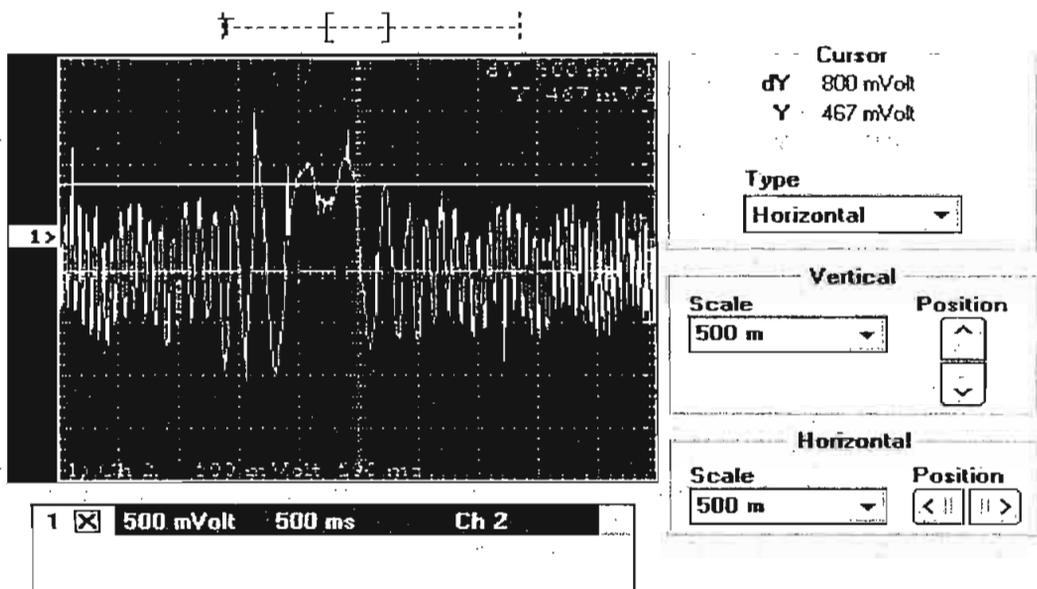


Figura 6.46

## 6.5 MEDICIONES CON CARGA EN EL MOTOR

Se toman las formas de onda de corriente y de voltaje de línea a la entrada del convertidor y a la entrada del motor con el objeto de analizar el contenido armónico en tres casos.

En estas mediciones se utiliza un analizador industrial POWERMETRIX y 2 multímetros digitales marca FLUKE. En la conexión entre el analizador industrial y una de las fases a la entrada y a la salida del convertidor se utiliza pinzas amperimétricas.

La condición de carga en el eje del motor se la obtiene al acoplar un motor de inducción con un generador DC, el cual a se vez suministra energía a una carga compuesta por cuatro focos. Las características del motor y del generador DC son las siguientes:

### MOTOR DE INDUCCIÓN DE ROTOR BOBINADO

MARCA: Hampden	TYPE: WRM - 100
VOLTS: 208	AMPS: 1.7
HP: 1/3	RPM: 1750

### GENERADOR DC

MARCA: Hampden	TYPE: DYN - 100
VOLTS: 125	AMPS 3.5
HP: 1/3	WINDING: Compound
RPM: 1725	

### 6.5.1 MEDICIONES A LA ENTRADA DEL CONVERTIDOR

#### Equipo utilizado:

- Motor trifásico de inducción.
- Generador DC.
- 2 focos de 60 W; 220 V.
- 3 focos de 100 W; 220 V.

- Tablero de control.
- 2 multímetros.
- Analizador industrial.

Procedimiento:

Se armó el circuito mostrado en la figura 6.47:

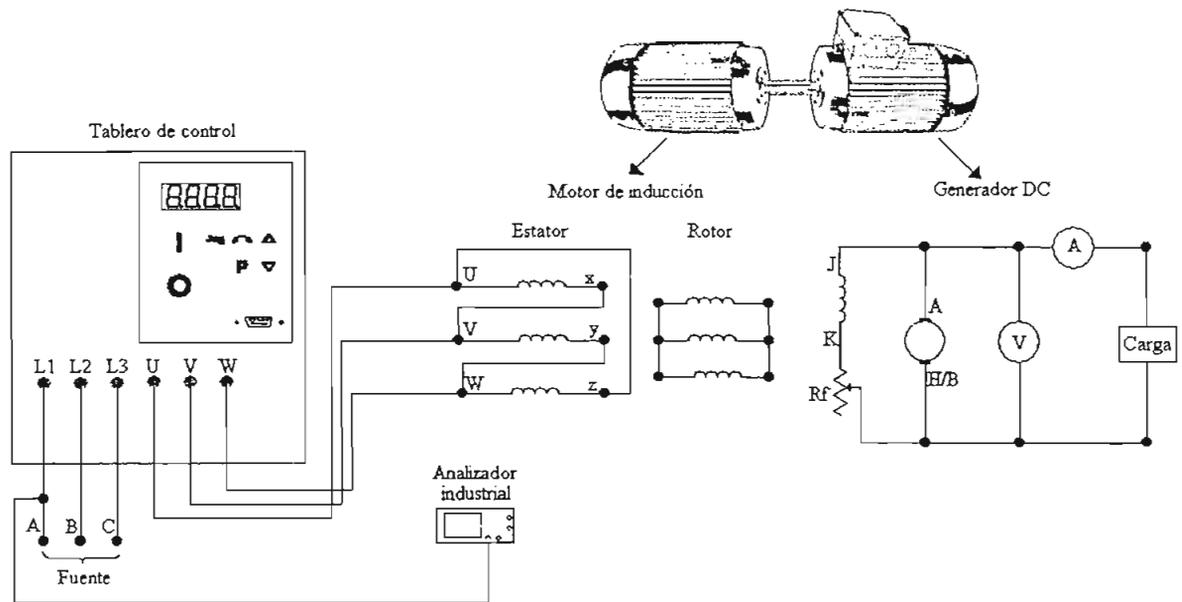


Figura 6.47

En el convertidor de frecuencia se configuran la mayoría de los parámetros al ajuste de fábrica, con excepción de los siguientes parámetros:

- P101 = 1 (funcionamiento para Europa o América)
- P009 = 2 (todos los parámetros pueden ser alterados)
- P002 = 10 (rampa de aceleración).
- P003 = 10 (rampa de deceleración).
- P012 = 10 (frecuencia mínima del motor Hz).
- P013 = 70 (frecuencia máxima del motor).

- P081 = 60 (frecuencia nominal del motor Hz)
- P082 = 1750 (régimen nominal del motor rpm)
- P083 = 1.7 (corriente nominal del motor A)
- P084 = 208 (Tensión nominal del motor V)
- P085 = 0.33 (potencia nominal del motor HP).

### Resultados obtenidos:

En la figura 6.48 se muestran las formas de onda de voltaje y corriente de la fase L1 en la entrada del convertidor, cuando la frecuencia de salida del convertidor es 60 Hz. Se nota que el voltaje de entrada no presenta distorsión; en cambio, en la corriente presenta un pico que se produce cada 1.5 ciclos, debido a la acción del puente rectificador y de los capacitares en el circuito de entrada del convertidor

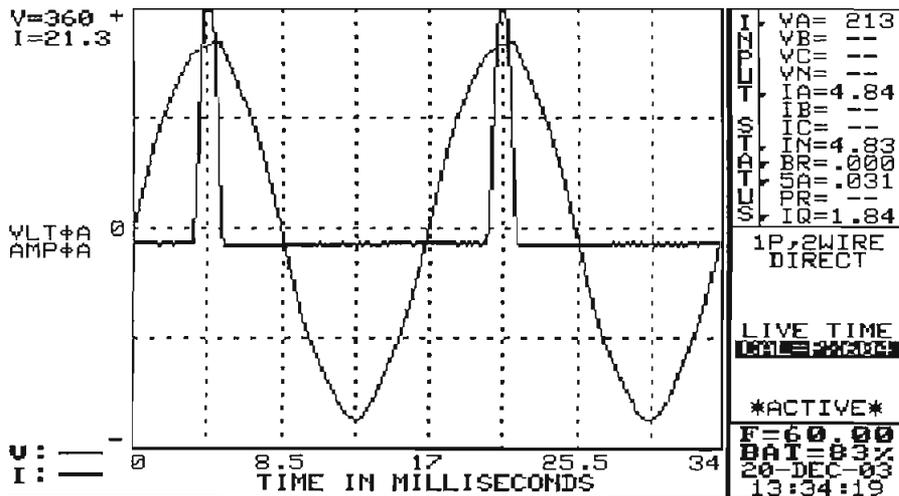


Figura 6.48: Señales de voltaje y corriente en la entrada del convertidor para 60 Hz.

En la figura 6.49 se muestra el análisis del contenido armónico para las ondas de voltaje y corriente de la fase L1 en la entrada del convertidor, cuando la frecuencia de salida del convertidor es 60Hz. Se nota que el voltaje prácticamente no presenta distorsión (THD = 2.76 %). En cambio, la corriente presenta una distorsión considerable (THD = 244 %). En la corriente el tercer armónico es el de mayor amplitud.

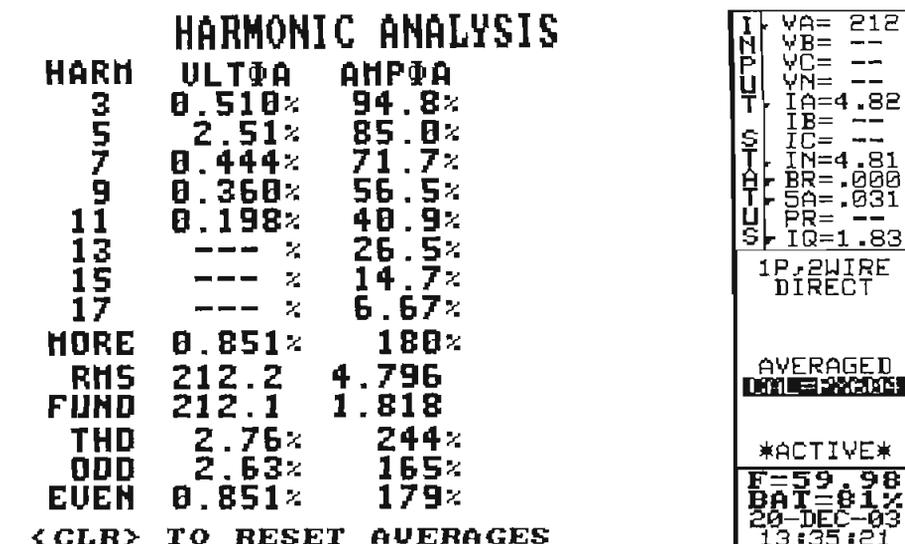


Figura 6.49: Armónicos de voltaje y corriente en la entrada del convertidor para 60 Hz.

En la figura 6.50 se muestran las formas de onda de voltaje y corriente de la fase L1 en la entrada del convertidor, cuando la frecuencia de salida del convertidor es 70 Hz. De la misma forma que en el caso anterior, el voltaje de entrada no presenta distorsión y en la corriente se presenta un pico que se produce cada 1.5 ciclos.

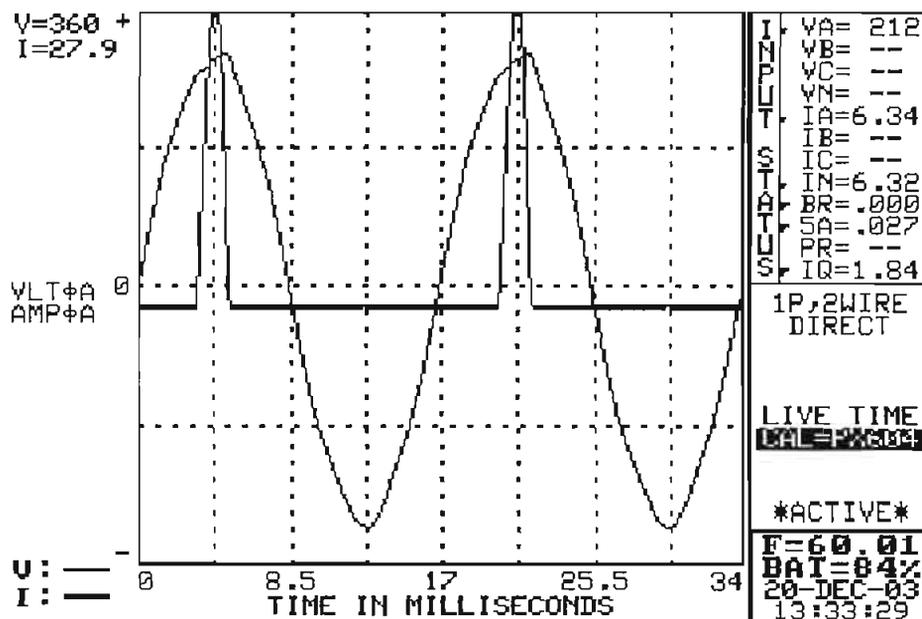


Figura 6.50: Señales de voltaje y corriente en la entrada del convertidor para 70 Hz.

En la figura 6.51 se muestra el análisis del contenido armónico para las ondas de voltaje y corriente de la fase L1 en la entrada del convertidor, cuando la frecuencia de salida del convertidor es 70 Hz. Se nota que el voltaje prácticamente no presenta distorsión (THD = 2.77 %). En cambio, la corriente presenta una distorsión considerable (THD = 229 %), que es menor en relación a la obtenida en 60 Hz. En la corriente el tercer armónico es el de mayor amplitud.

HARMONIC ANALYSIS		
HARM	ULT $\Phi$ A	AMP $\Phi$ A
3	0.594%	93.7%
5	2.42%	81.8%
7	0.608%	66.1%
9	0.409%	48.7%
11	0.222%	32.0%
13	--- %	17.7%
15	--- %	7.32%
17	--- %	2.93%
HORE	0.940%	169%
RMS	212.3	6.307
FUND	212.2	2.528
THD	2.77%	229%
ODD	2.61%	154%
EVEN	0.940%	169%
<CLR> TO RESET AVERAGES		

I	VA= 212
N	VB= --
P	VC= --
U	WN= --
T	IA=6.29
S	IB= --
T	IC= --
A	IN=6.28
T	BR=.000
U	SA=.031
S	PR= --
	IQ=1.82
1P, 2WIRE DIRECT	
AVERAGED	
<del>DATA=XXXX</del>	
*ACTIVE*	
F=59.98	
BAT=83%	
20-DEC-03	
13:33:56	

Figura 6.51: Armónicos de voltaje y corriente en la entrada del convertidor para 70 Hz.

En la figura 6.52 se muestran las formas de onda de voltaje y corriente de la fase L1 en la entrada del convertidor, cuando la frecuencia de salida del convertidor es 30 Hz. Igual que en los casos anteriores, el voltaje de entrada no presenta distorsión y en la corriente se presenta un pico que se produce cada 1.5 ciclos.

En la figura 6.53 se muestra el análisis del contenido armónico para las ondas de voltaje y corriente de la fase L1 en la entrada del convertidor, cuando la frecuencia de salida del convertidor es 30 Hz. Se nota que el voltaje prácticamente no presenta distorsión (THD = 2.59 %). En cambio, la corriente presenta una distorsión considerable (THD = 315 %), que es mayor en relación a la obtenida en 60 Hz. En la corriente el tercer armónico es el de mayor amplitud.

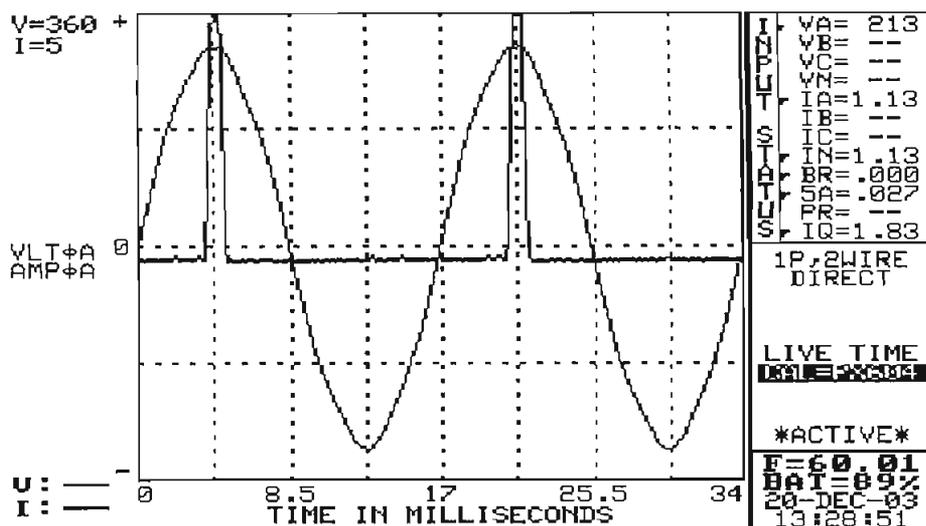


Figura 6.52: Señales de voltaje y corriente en la entrada del convertidor para 30 Hz.

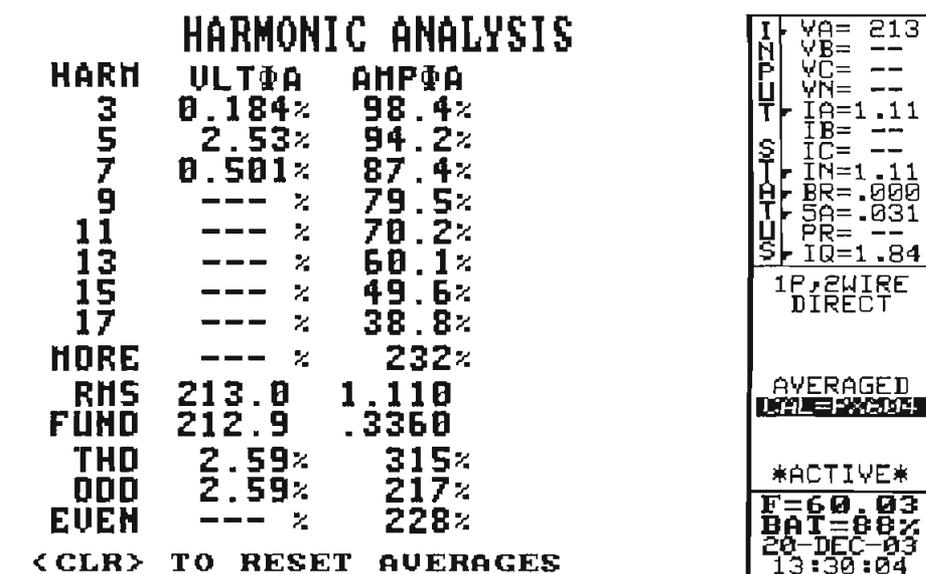


Figura 6.53: Armónicos de voltaje y corriente en la entrada del convertidor para 30 Hz.

## 6.5.2 MEDICIONES A LA ENTRADA DEL MOTOR

Equipo utilizado:

- Motor trifásico de inducción.

- Generador DC.
- 2 focos de 60 W; 220 V.
- 3 focos de 100 W; 220 V.
- Tablero de control.
- 2 multímetros.
- Analizador industrial.

Procedimiento:

En el convertidor se configuran los parámetros de la misma forma que en el numeral 6.5.1.

Se armó el circuito mostrado en la figura 6.54:

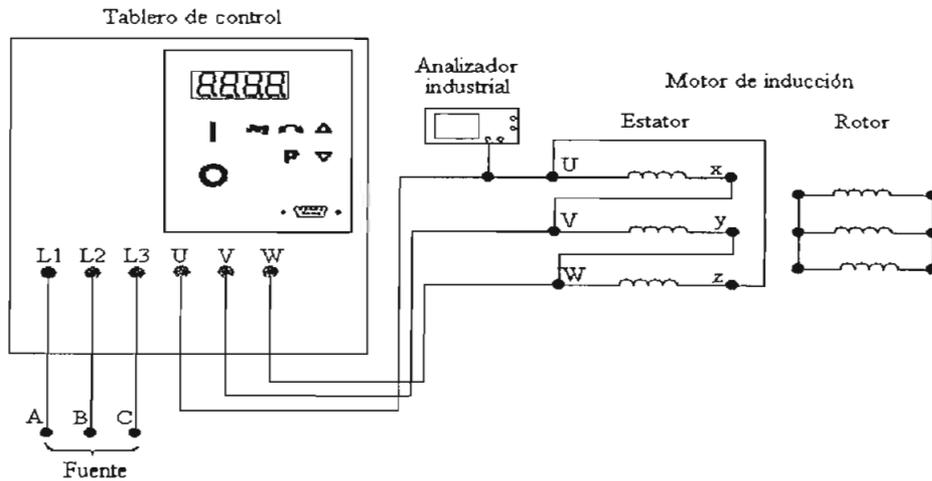


Figura 6.54

Resultados obtenidos:

Las lecturas de voltaje y corriente en la carga conectada en el generador DC para los diferentes valores de frecuencia a la salida del convertidor, presentada en los multímetros se muestran en la tabla 6.1.

FRECUENCIA DE SALIDA	V <sub>DC</sub>	I <sub>DC</sub>
30 Hz	16.70	0.80
60 Hz	99.90	1.82
70 Hz	120.20	2.01

Tabla 6.1: Valores de voltaje y corriente en a carga conectada al generador DC

En la figura 6.55 se muestran las formas de onda de voltaje y corriente de la fase W en estator del motor de inducción, cuando la frecuencia de salida del convertidor es 60 Hz. Se nota que la corriente de entrada al motor tiene una distorsión muy baja. En la forma de onda del voltaje se notan los pulsos producidos en la modulación por ancho de pulso.

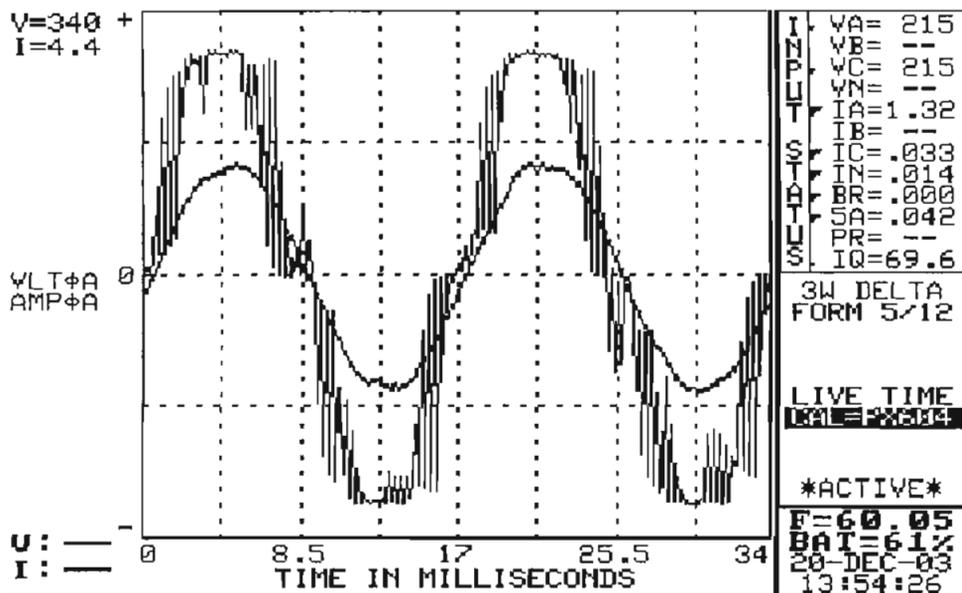


Figura 6.55: Señales de voltaje y corriente en la entrada del motor para 60 Hz.

En la figura 6.56 se muestra el análisis del contenido armónico para las ondas de voltaje y corriente de la fase W en estator del motor de inducción, cuando la frecuencia de salida del convertidor es 60 Hz. Se nota que la corriente prácticamente no presenta distorsión (THD = 1.43 %). El voltaje presenta una distorsión considerable (THD = 10.9 %). En la corriente el tercer armónico es de amplitud considerable, mientras que el armónicos 17 aparece en el voltaje.

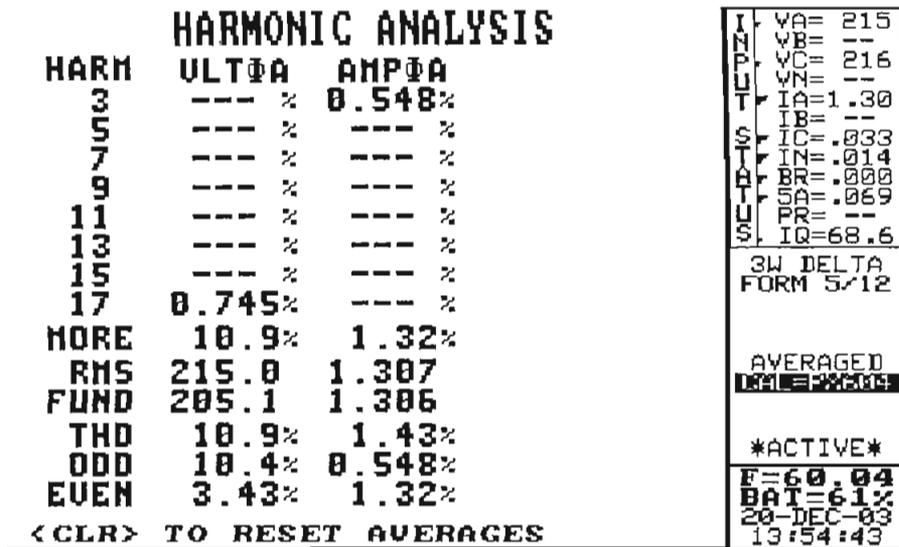


Figura 6.56: Armónicos de voltaje y corriente en la entrada del motor para 60 Hz.

En la figura 6.57 se muestran las formas de onda de voltaje y corriente de la fase W en estator del motor de inducción, cuando la frecuencia de salida del convertidor es 70 Hz. De la misma forma que en el caso anterior, la corriente de entrada al motor presenta una distorsión baja.

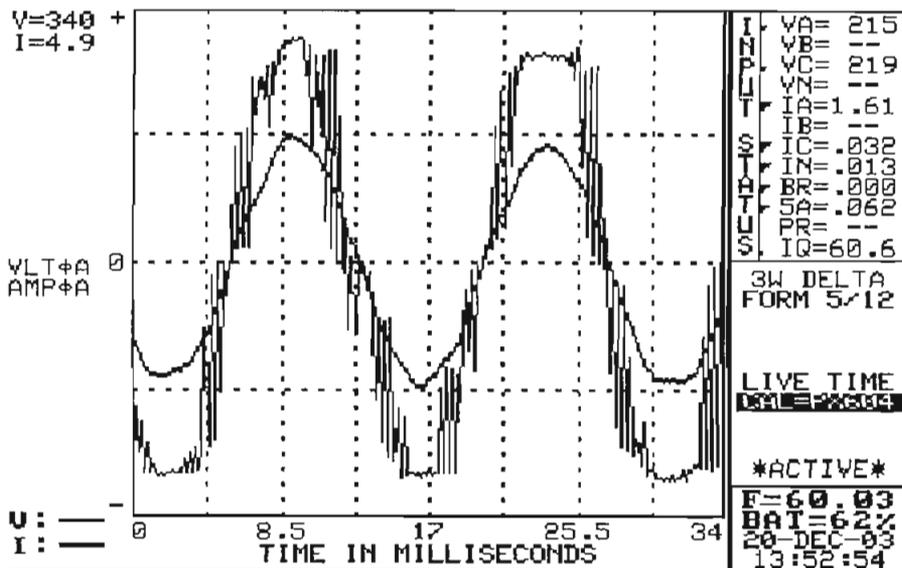


Figura 6.57: Señales de voltaje y corriente en la entrada del motor para 70 Hz.

En la figura 6.58 se muestra el análisis del contenido armónico para las ondas de voltaje y corriente de la fase W en estator del motor de inducción, cuando la frecuencia de salida del convertidor es 70 Hz. La corriente prácticamente no presenta distorsión (THD = 2.23 %). El voltaje presenta una distorsión considerable (THD = 4.54 %), que es menor en relación a la obtenida en 60 Hz. El quinto armónico es de amplitud considerable en la corriente, mientras que los armónicos 5 y 11 aparecen en el voltaje.

HARMONIC ANALYSIS		
HARM	ULT $\theta$ A	AMP $\theta$ A
3	0.410%	0.338%
5	2.76%	2.02%
7	0.154%	---
9	0.172%	---
11	0.797%	0.315%
13	0.431%	0.196%
15	---	---
17	0.226%	---
MORE	3.45%	0.801%
RMS	216.3	1.645
FUND	207.5	1.643
THD	4.54%	2.23%
ODD	3.19%	2.08%
EVEN	3.22%	0.802%
< CLR > TO RESET AVERAGES		

I	VA= 217
P	VB= --
L	VC= 213
T	VN= --
U	IA=1.66
T	IB= --
S	IC= .0333
T	IN= .014
A	BR= .000
T	SA= .073
U	PR= --
S	IQ=60.9
3W DELTA	
FORM 5/12	
AVERAGED	
DRI= 22.504	
*ACTIVE*	
F=60.02	
BAI=62%	
20-DEC-03	
13:53:31	

Figura 6.58: Armónicos de voltaje y corriente en la entrada del motor para 70 Hz.

La figura 6.59 se muestra las formas de onda de voltaje y corriente de la fase W en estator del motor de inducción, cuando la frecuencia de salida del convertidor es 30 Hz. Igual que en los casos anteriores, la corriente de entrada al motor presenta una distorsión baja.

En la figura 6.60 se muestra el análisis del contenido armónico para las ondas de voltaje y corriente de la fase W en estator del motor de inducción, cuando la frecuencia de salida del convertidor es 70 Hz. La corriente prácticamente no presenta distorsión (THD = 1.77 %). El voltaje presenta una distorsión considerable (THD = 9.33 %), que es menor en relación a la obtenida en 60 Hz. El quinto y séptimo armónicos tienen amplitudes considerables en la corriente, mientras que los armónicos 13 ,15 y 17 aparecen en el voltaje.

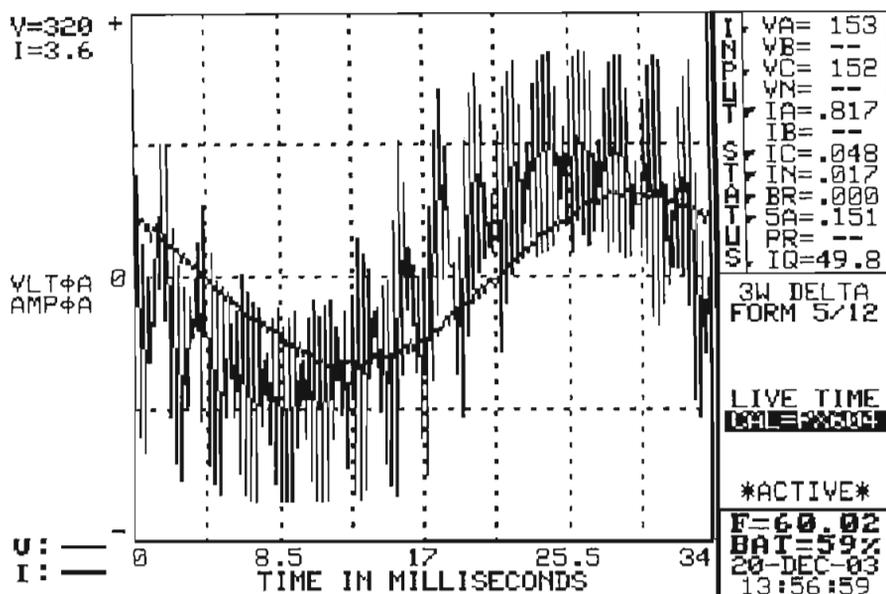


Figura 6.59: Señales de voltaje y corriente en la entrada del motor para 30 Hz.

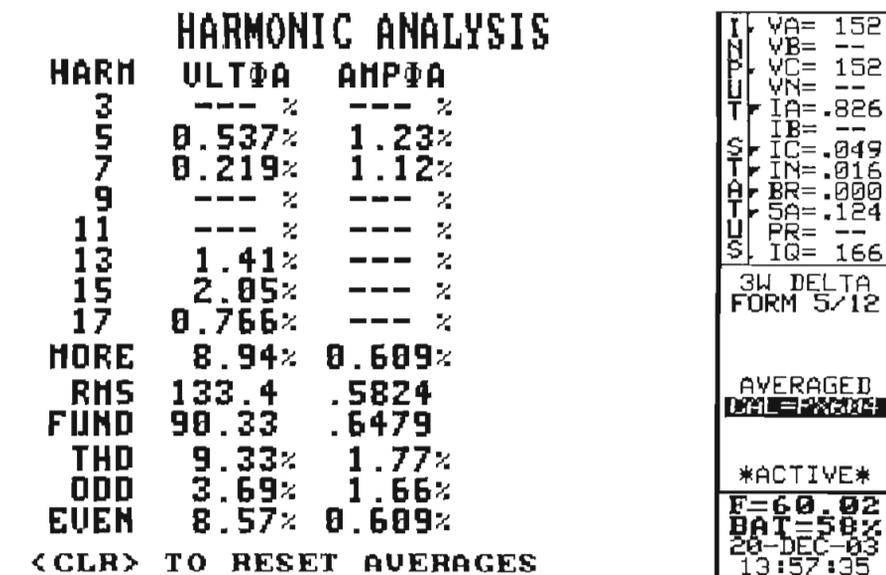


Figura 6.60: Armónicos de voltaje y corriente en la entrada del motor para 30 Hz.

## 6.6 ANÁLISIS Y COMPARACION DE LOS VALORES MEDIDOS

### 6.6.1 CORRIENTES DE ARRANQUE

En la tabla 6.2 se muestran los valores máximos de corriente medidos con el osciloscopio en el arranque y en estado estable. Estos valores se llevan a valores rms dividiéndolos para el factor  $\sqrt{2}$ .

TIPO DE ARRANQUE	MEDICIÓN	V (V)	$I_{ARR \text{ Máx}}$ (A)	$I_E \text{ Máx}$ (A)	$I_{ARR \text{ rms}}$ (A)	$I_E \text{ rms}$ (A)
Directo	1	220	50.00	4.33	35,36	3,06
Y - Delta	1	220	13.80	1.63	9,76	1,15
Voltaje reducido	1	110	20.00	2.67	14,14	1,89
	2	165	30.30	2.67	21,43	1,89
Resistencias en el rotor	1	220	34.00	4.17	24,04	2,95
	2	220	15.50	4.17	10,96	2,95
Convertidor	1	220	8.53	4.93	6,03	3,49

Tabla 6.2: Valores de corriente medidos.

La corriente nominal del motor con el estator conectado en delta es 7 A de acuerdo al dato de placa. Los valores rms de corriente mostrados en la tabla 6.2 se pueden comparar con el valor nominal de corriente en forma de porcentaje, y se muestran en la tabla 6.3.

TIPO DE ARRANQUE	MEDICIÓN	V (V)	$I_{ARR \text{ rms}}$ (A)	$I_E \text{ rms}$ (A)	$I_{ARR}/I_N$ (%)	$I_E/I_N$ (%)
Directo	1	220	35.36	3,06	505,08	43,74
Y - Delta	1	220	9.76	1,15	139,40	16,47
Voltaje reducido	1	110	14.14	1,89	202,03	26,97
	2	165	21.43	1,89	306,08	26,97
Resistencias en el rotor	1	220	24.04	2,95	343,45	42,12
	2	220	10.96	2,95	156,57	42,12
Convertidor	1	220	6.03	3,49	86,17	49,80

Tabla 6.3: Valores de corriente medidos como porcentaje de la corriente nominal.

Se observa que en el arranque directo en relación entre la corriente de arranque a la nominal es el 505.08 %, es decir es cinco veces el valor de la corriente nominal, lo cual cumple con lo establecido en la teoría (entre 5 y 8 veces la corriente nominal). Analizando de manera similar, se tiene que en el arranque estrella – triángulo la corriente es 1.39 veces la corriente nominal. En el arranque por voltaje reducido se tienen 2 y 3 veces la corriente nominal para cada caso. En el arranque con resistencias en el circuito del rotor se tienen 3.43 y 1.56 veces la corriente nominal en cada caso. Finalmente, cuando se arranca el motor usando el convertidor de frecuencia de tiene una corriente inferior a la nominal, esto debido a que en el momento del arranque, el convertidor alimenta al motor con un voltaje que aumenta linealmente desde valores muy bajos.

Los valores de corrientes en estado estable, medidos en los tipos de arranque son menores a al valor de corriente nominal, y están dentro del rango establecido en la teoría sobre el motor de inducción en el capítulo 1.

En la tabla 6.4 se muestra la duración del transitorio de corriente presentado en el arranque en cada método utilizado.

<b>TIPO DE ARRANQUE</b>	<b>MEDICIÓN</b>	<b>V (V)</b>	<b>DURACION TRANSITORIO (segundos)</b>
<b>Directo</b>	1	220	1.15
<b>Y - Delta</b>	1	220	4.13
<b>Voltaje reducido</b>	1	110	4.00
	2	165	2.17
<b>Resistencias en el rotor</b>	1	220	1.25
	2	220	1.53
<b>Convertidor</b>	1	220	0.84

Tabla 6.4: Tiempos de duración de los transitorios en el arranque.

Los transitorios presentados en los tipos de arranques estrella - triángulo y voltaje reducido son los de mayor duración. En el primer caso, se alimenta al motor con 220 V, el estator está conectado en estrella, la corriente en esta conexión es menor que en la conexión delta, por lo tanto, se necesita más tiempo para que el motor venza la propia inercia rotacional, y por ello se produce, una corriente elevada en el arranque, y un transitorio de corriente de duración mayor en relación a los transitorios presentados en los otros métodos.

De manera similar, en el arranque con voltaje reducido, se necesita una corriente mayor en el arranque para romper la inercia, y por eso un valor elevado de corriente; debido a que voltaje es reducido, la corriente no puede incrementarse más y por eso el tiempo de duración del transitorio de corriente es mayor en relación a los otros. Se nota que arrancar con un voltaje equivalente al 50 % (110 V) o el 75 % (165 V) del valor nominal influye en la magnitud de la corriente en el arranque y consecuentemente en el tiempo de duración del transitorio de corriente.

En el arranque con resistencias en el circuito del rotor, el tiempo de duración de los transitorios es menor, esto debido a que el efecto de las resistencias adicionales en el circuito del rotor, que además se traduce en una limitación de la corriente en el arranque y el alcance rápido del estado estable. Se nota también que cuando a un mayor valor de resistencias adicionales en el rotor, la corriente en el arranque disminuye, pero el transitorio de corriente tiene una mayor duración.

El arranque usando el convertidor de frecuencia se presenta el una corriente de arranque menor en comparación al resto de tipos de arranque ensayados, y el tiempo de duración de transitorio, debido a que el arranque se realiza con voltajes muy reducidos y también que en el convertidor se configuró que el tiempo establecido para llevar al motor desde cero hasta 60 Hz sea de 10 segundos. En conclusión, el arranque con el uso de un convertidor de frecuencia, el presenta un mejor comportamiento en relación a los otros tipos de arranque.

### **6.6.2 INVERSION DE GIRO**

En la tabla 6.5 se muestran los valores máximos de corriente medidos con el osciloscopio en el transitorio ( $I_{Inv}$ ) que se presentó en la inversión por cambio de fases y usando el convertidor. Estos valores se llevan a valores rms dividiéndolos para el factor  $\sqrt{2}$ .

TIPO DE INVERSIÓN	MEDICIÓN	$I_{Inv}$ Máx (A)	$I_{Inv}$ rms (A)
Cambio de fases	1	20.00	14.14
Convertidor	1	8.00	5.66

Tabla 6.5: Tiempos de duración de los transitorios en el arranque.

En la tabla 6.6 los valores rms de corriente mostrados en la tabla 6.5 se comparan con el valor nominal de corriente en forma de porcentaje. También se indica el tiempo de duración de los transitorios de corriente presentados en el momento de la inversión de giro.

TIPO DE INVERSIÓN	MEDICIÓN	$I_{Inv}$ rms (A)	$I_{Inv}/I_N$ (%)	DURACION TRANSITORIO (segundos)
Cambio de fases	1	14.14	202.03	1.29
Convertidor	1	5.66	80.81	0.227

Tabla 6.6: Valores de corriente como porcentaje de la corriente nominal y tiempos de duración de los transitorios en el arranque.

De los valores mostrados en la tabla anterior, se nota que al valor de corriente en el momento que se produce la conmutación para invertir el sentido de giro es similar al que se tiene en el arranque con un voltaje reducido del 50 % del valor nominal, debido a que se espero 4.73 segundos (valor determinado en 6.4.1) luego de quitar la alimentación, tiempo en el cual el motor se frena por la propia inercia, luego se hace la conmutación con el voltaje de alimentación equivalente al 50 % del valor nominal, y por ello, se produce un fenómeno parecido al que ocurre en el arranque con voltaje reducido en cuanto a la magnitud de corriente. En cambio, tiempo de duración del transitorio es menor respecto al que se presentó en el arranque con voltaje reducido, esto debido a que mientras el motor

todavía estaba disminuyendo la velocidad en un sentido de giro por inercia propia, se hizo el cambio de conmutación.

### 6.6.3 MEDICIONES A LA ENTRADA DEL CONVERTIDOR

En la tabla 6.7 se muestran los valores de THD (distorsión armónica) de voltaje y de corriente obtenidos cuando en la salida del convertidor se tienen diferentes valores de frecuencias.

<b>FRECUENCIA EN EL CONVERTIDOR (Hz)</b>	<b>THD CORRIENTE (%)</b>	<b>THD VOLTAJE (%)</b>
<b>30</b>	315	2.59
<b>60</b>	244	2.76
<b>70</b>	229	2.77

Tabla 6.7: Distorsión armónica de voltaje y de corriente en la entrada del convertidor.

Se nota que la onda de voltaje prácticamente no presenta distorsión, debido a que el voltaje es el de la fuente. En cambio, la forma onda de corriente presenta una distorsión considerable porque se producen picos de corriente en la misma, debido a la acción de los diodos del puente rectificador.

Cuando la frecuencia de salida del convertidor es 30 Hz, la distorsión armónica es mayor debido a que el ancho de los picos de corriente presentados es menor. A medida que se aumenta la frecuencia de salida en el convertidor la acción del puente rectificador provoca que el ancho del pico de corriente sea mayor, con lo cual la forma de onda trata de aproximarse a una senoidal, y como consecuencia la distorsión de la onda de corriente disminuye.

### 6.6.4 MEDICIONES A LA ENTRADA DEL MOTOR

En la tabla 6.8 se muestran los valores de THD (distorsión armónica) de voltaje y de corriente obtenidos en los diferentes valores de frecuencia.

<b>FRECUENCIA EN EL CONVERTIDOR (Hz)</b>	<b>THD CORRIENTE (%)</b>	<b>THD VOLTAJE (%)</b>
<b>30</b>	1.77	9.33
<b>60</b>	1.43	10.90
<b>70</b>	2.23	4.54

Tabla 6.8: Distorsión armónica de voltaje y de corriente en la entrada del convertidor.

La distorsión armónica de la forma de onda de voltaje es tiene valores superiores a los presentados en la forma de onda de corriente, debido a que la onda esta compuesta por una serie de pulsos de onda cuadrada que en conjunto tratan de asemejarse a una onda senoidal. La distorsión en el voltaje para la frecuencia de 30 Hz difiere de la distorsión en el voltaje para 60 Hz y 70 Hz por el hecho de que en estas ondas existe sobremodulación para obtener voltajes de salida necesarios para aumentar la velocidad del motor, el ancho de los pulsos es mayor, y la onda de voltaje se asemeja más a una onda senoidal.

Las ondas de corriente prácticamente no presentan distorsión armónica, esto debido a que los bobinados del motor actúan como filtros eliminándose las componentes de la corriente que se presentan alrededor de la frecuencia de la onda portadora; para las frecuencias de 60 Hz y 70 Hz además de este efecto se tiene sobremodulación Con esto, se comprueba que el control de velocidad de un motor de inducción con convertidores de frecuencia es adecuado.

## **CAPITULO 7**

### **APLICACIÓN: DISEÑO DE PRÁCTICA DE LABORATORIO**

#### **PRÁCTICA No. 1**

##### **7.1 TITULO:**

EL MOTOR TRIFASICO DE INDUCCIÓN.

##### **7.2 OBJETIVOS:**

- Conocer las partes constitutivas del motor trifásico de inducción.
- Conocer varios métodos para arrancar la máquina.
- Inversión de giro y frenado.
- Conocer varios métodos de control de velocidad.

##### **7.3 EQUIPO:**

- Motor trifásico de inducción de rotor bobinado.
- Conjunto de resistencias.
- Autotransformador trifásico.
- Conmutador tripolar.
- Equipo de medición.
- Tablero de control con convertidor de frecuencia.
- Osciloscopio.

## 7.4 INFORMACION:

7.4.1. Durante el período de arranque y aceleración la intensidad de corriente está en el orden de 5 a 8 veces del valor nominal. Con el objeto de reducir esta corriente se ha desarrollado varios métodos para arrancar la máquina, entre los que se puede mencionar lo siguientes:

- Arranque estrella – triángulo.
- Arranque con voltaje reducido.
- Arranque con resistencia en el circuito del rotor.

7.4.2 Para alterar el sentido de giro de un motor se cambia la secuencia de fases en el voltaje de alimentación.

7.4.3 Para frenar una máquina trifásica de inducción se puede optar por uno de los siguientes procedimientos:

- Inversión: Invertir dos fases en la alimentación a la máquina. Al efectuar esta operación el campo rotativo creado en el estator invierte su sentido de giro y se produce un par de sentido contrario al inicial, con lo cual el rotor se detiene. El rotor girará en sentido contrario si el voltaje de alimentación se mantiene.
- Dinámico: Consiste en cambiar la excitación polifásica de corriente alterna por corriente continua, al hacerlo los polos electromagnéticos que se crean en el estator son estacionarios, mientras que en el rotor se induce una f.e.m. inducida alterna que crea una corriente cuyo efecto será producir un flujo que se opondrá al que lo ocasionó, frenando al motor rápidamente.

7.4.4 Uno de los métodos preferidos hoy en día para el control de la velocidad en los motores de inducción es mediante el uso de convertidores de frecuencia. Este método consiste en configurar la frecuencia y la tensión aplicadas al motor por medio de control electrónico. El convertidor de frecuencia disponible en el laboratorio puede manejarse manualmente desde el panel frontal situado en el

tablero de control diseñado en el laboratorio de máquinas eléctricas, y puede manejar motores de hasta 2 HP.

## 7.5 TRABAJO PREPARATORIO:

- 7.5.1. Dibujar el circuito necesario para poder cambiar manualmente la conexión estrella a triángulo para los devanados del estator. Indicar la disposición de los equipos de medida.
- 7.5.2. Dibujar el circuito requerido para arrancar a un motor de inducción con el método de voltaje reducido, mediante el empleo de un autotransformador trifásico. Indicar la disposición de los equipos de medida.
- 7.5.3. Dibujar el circuito requerido que incluya la conexión de resistencias en el rotor que permite el control de la corriente durante el arranque de la máquina de inducción. Indicar la disposición de los equipos de medida.
- 7.5.4. Dibujar el circuito necesario para poder cambiar la secuencia de fases en el sector de alimentación de un motor de inducción en los devanados del estator, que permita cambiar el sentido de giro del rotor. Indicar la disposición de los equipos de medida.
- 7.5.5. Dibujar el circuito requerido para producir el frenado por inversión de un motor de inducción. Indicar la disposición de los equipos de medida.
- 7.5.6. Dibujar el circuito requerido para producir el frenado dinámico de un motor de inducción. Indicar la disposición de los equipos de medida.
- 7.5.7. Dibujar el esquema de conexiones desde la alimentación pasando por el tablero de control hasta llegar al motor, para realizar el control de velocidad. Indicar la disposición de los equipos de medida.
- 7.5.8. Consultar en el proyecto de titulación de José Luis Rueda Torres, sobre el procedimiento para configuración del convertidor de frecuencia para el control de velocidad de un motor de inducción: funcionamiento del convertidor de frecuencia, ingreso de parámetros, control local y remoto.

## 7.6 PROCEDIMIENTO:

- 7.6.1. Armar el circuito para arrancar un motor de inducción trifásico, mediante el método de cambio de conexión estrella – triángulo. Realizar las medidas requeridas.
- 7.6.2. Armar el circuito para arrancar el motor de inducción por el método de voltaje reducido. Alimentar el motor a través de un autotransformador, empezando con un voltaje equivalente al 50 % del valor nominal. Realizar las medidas requeridas.
- 7.6.3. Armar el circuito para arrancar el motor por el método de resistencias en el rotor. Alimentar el motor directamente en conexión triángulo. Arrancar el motor para dos valores de resistencias en el rotor. Realizar las medidas requeridas.
- 7.6.5 Armar el circuito necesario para frenar al rotor mediante el método de inversión. Alimentar al motor con un voltaje bajo, del orden del 50 % del valor nominal.
- 7.6.6 Configurar el convertidor de frecuencia en el tablero de control de acuerdo al motor utilizado en la práctica, para un rango de frecuencia dado (10Hz – 80Hz). Utilizar las opciones de marcha, paro, inversión de giro disponibles en el panel frontal del convertidor para luego analizar las ventajas que se tienen en el arranque, paro e inversión de giro, al utilizar este método. Realizar las medidas requeridas considerando que el motor esta sin carga utilizando las opciones disponibles en el parámetro P001 del convertidor. Armar el circuito necesario para arrancar el motor utilizando el convertidor de frecuencia.
- 7.6.7 Realizar las medidas de resistencia de los devanados.

## 7.7 INFORME:

- 7.7.1. Presentar los datos de placa de la máquina de inducción así como los parámetros utilizados como datos de entrada.
- 7.7.2. Analizar los efectos que sufre la máquina en el arranque cuando se aplican los diversos métodos. Comparar y comentar sobre la relación de corriente con respecto a la nominal y del par en el momento de arranque. Presentar los gráficos obtenidos. Explicar las aplicaciones prácticas de estos métodos.

- 7.7.3. Comparar y comentar cómo varían las magnitudes eléctricas cuando los fenómenos de arranque se efectúan con carga y en vacío.
- 7.7.4. Comentar sobre los resultados obtenidos con los métodos de frenado empleados en la práctica. Explicar las aplicaciones de estos métodos.
- 7.7.5 Comentar sobre los resultados obtenidos con los métodos de inversión de giro empleados en la práctica. Explicar las aplicaciones prácticas de estos métodos.
- 7.7.6. Responder al siguiente cuestionario:
- Analizar el transitorio brusco cambio de conexión estrella – triángulo en el proceso de arranque del motor de inducción trifásico.
  - Comentar sobre los criterios para escoger el método de arranque más adecuado en una aplicación particular.
  - Investigar sobre los otros tipos de frenado de motores.
- 7.7.7 Comparar y comentar sobre los fenómenos transitorios presentados al operar el convertidor de frecuencia y compararlos con los valores nominales estables. Explicar las aplicaciones prácticas del uso de convertidores de frecuencia.
- 7.7.8 Conclusiones.
- 7.7.9 Bibliografía.

## CAPITULO 8

### CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

1. En el arranque directo del motor utilizado, la corriente es cinco veces el valor de la corriente nominal. Por lo cual, para reducir este valor de corriente es conveniente emplear un método adecuado para el arranque de acuerdo a los requerimientos del motor.
2. En el arranque estrella – triángulo, en la conexión en estrella el voltaje que recibe cada bobina del estator es el valor del voltaje de línea sobre  $\sqrt{3}$ , con lo cual la corriente de arranque disminuye en relación a lo que se tendría en la conexión delta en el arranque directo; en cambio, el transitorio tiene una mayor duración en relación al resto de métodos ensayados. Luego, se produce un transitorio brusco en el cambio de estrella a triángulo que tiene una duración 0.04 segundos y un valor máximo de 15.5 A que llevado a rms es 11 A equivalente a 1.57 veces la corriente nominal, siendo un valor mayor en relación al que se tiene en el momento del arranque en estrella.
3. En el arranque estrella – triángulo, el valor de la corriente en el transitorio y la duración del mismo, dependen de la rapidez con la que se realiza el cambio de estrella a triángulo, si el cambio es lento, el pico de corriente será menor debido a que durante el tiempo en que el motor estuvo conectado en estrella se vence la mayor parte de la inercia rotacional propia, y solo se requiere una corriente extra para llegar al estado estable, y en consecuencia, el tiempo de duración del transitorio es mayor. Si el cambio es rápido, la corriente aumenta para vencer la inercia y el tiempo de duración del transitorio es menor. La principal ventaja de este método sería la reducción de la corriente en el arranque.

4. En el arranque con voltaje reducido, en el primer caso, la corriente de arranque se redujo de 35.36 A en el arranque directo a 14.14 A, es decir, cerca de la mitad. En el segundo caso la reducción de la corriente en el arranque es menor (21.43 A); en tanto que ocurre lo contrario con el tiempo de duración del transitorio, es decir, que el voltaje de alimentación con el cual se arranca el motor se refleja en la magnitud de la corriente y el tiempo de duración del transitorio en el arranque. La principal ventaja de este método es la reducción de la corriente, pero a la vez presenta la desventaja de un aumento en la duración del transitorio. Además se requiere de una fuente de voltaje variable (autotransformador).
5. En el arranque con resistencias en el circuito del rotor, la disminución de la corriente en el arranque depende del valor de las resistencias, así, en el primer caso, la corriente disminuye de 5 veces el valor de la corriente nominal a 3.43 veces la, en tanto que en el segundo caso disminuye a 1.56. En cambio, el tiempo de duración del transitorio disminuye, pero no de una forma tan notable como en el arranque con voltaje reducido, aunque en este caso la duración del transitorio es relativamente menor al presentado en los arranques estrella - triángulo y voltaje reducido. En resumen, la principal ventaja de este método es la reducción considerable de la corriente en el arranque con un transitorio de corta duración.
6. El arranque con el uso del convertidor de frecuencia es el que presenta mayores ventajas en relación a los métodos convencionales utilizados el arranque, esto se refleja en que la magnitud de la corriente en el arranque es menor que la nominal y el tiempo de duración del transitorio de corriente es el mínimo, siendo estas sus ventajas principales.
7. La inversión de giro con el cambio de fases, produjo un transitorio en el cual se presentó una corriente de magnitud similar a la presentada en el arranque con voltaje reducido, pero la duración de este transitorio es menor a la del transitorio presentado en este tipo de arranque, debido al efecto del voltaje de alimentación (50 % del valor nominal) y la inercia en el momento de la conmutación para el cambio de fases.

8. Al realizar la inversión de giro con el uso del convertidor de frecuencia, se produjo una corriente de magnitud similar a la que se produce en el arranque con este método, pero con un transitorio de menor duración, por el efecto de la inercia. La magnitud de la corriente en el momento de la inversión y la duración del transitorio son notablemente menores en relación a los presentados en el método convencional de cambio de fases, presentándose otra ventaja en el uso del convertidor de frecuencia.
9. Otras ventajas presentadas en el uso del convertidor de frecuencia son regulación de voltaje, corriente y frecuencia en la alimentación al motor con respuestas prácticamente instantáneas, el tamaño compacto, menor número de conexiones y protección del motor contra sobrecargas y sobrevoltajes. Por lo que se recomienda el uso de convertidores de frecuencia como el método más adecuado para el arranque de máquinas asíncronas.
10. Una desventaja considerable en el uso del convertidor de frecuencia para el control de velocidad de máquinas asíncronas en relación a los métodos que usualmente se usan es debido a que el convertidor de frecuencia transforma el suministro de CA en CC a través de un puente con diodos rectificadores sin control. La tensión en el circuito intermedio es cercana a la tensión máxima del suministro de CA por lo que los diodos solamente conducen durante un breve período en el pico de la forma de onda de CA. Por lo tanto, la forma de onda de la corriente posee un valor RMS relativamente elevado mientras que la corriente fluye desde la fuente durante un breve lapso (como se pudo observar en las formas de onda tomadas en la entrada del convertidor). Lo anterior significa que la forma de onda de la corriente está compuesta por una serie de armónicos de baja frecuencia y esto a su vez, ocasiona una distorsión armónica en la forma de onda de corriente en la fuente de alimentación.
11. Se recomienda tomar en cuenta la necesidad de evaluar los armónicos producidos en el uso del convertidor de frecuencia para garantizar que no se excedan niveles que ocasionen, por ejemplo, grandes pérdidas en transformadores o interferencia con otros equipos.

## ANEXO 1

### PRUEBAS EN MOTORES DE INDUCCIÓN

#### PRUEBA DE VACÍO\*

En un motor de inducción, la prueba de vacío mide las pérdidas rotacionales del motor y suministra información sobre su corriente de magnetización. El circuito de esta prueba se muestra en la figura A1.1.

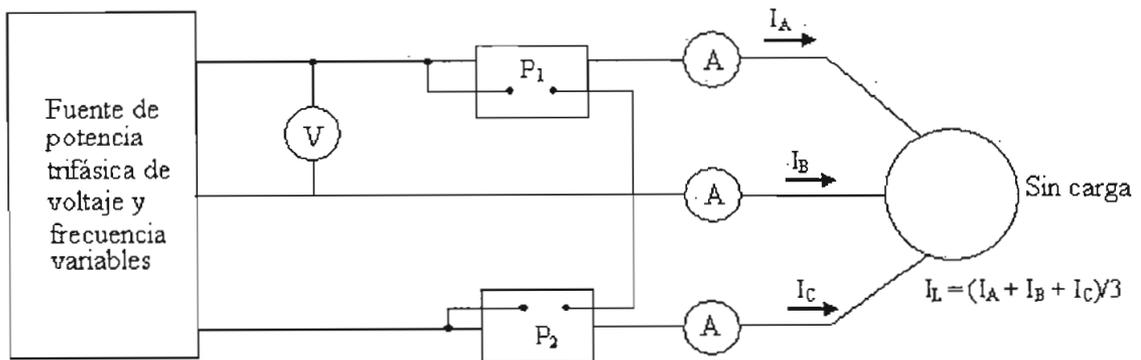


Figura A1.1: Circuito para la prueba de vacío en un motor de inducción.

Los vatímetros, un voltímetro y tres amperímetros se conectan al motor de inducción al cual se le permite girar libremente. La única carga puesta sobre el motor es su rozamiento propio y el rozamiento con el aire, de modo que  $P_{conv}$  es consumida únicamente en el motor por las pérdidas mecánicas y el deslizamiento del motor es muy pequeño (posiblemente cerca de 0.001 o menos). En la figura A2.2 se muestra el circuito equivalente de este motor. Con este pequeño deslizamiento, la resistencia correspondiente a su potencia convertida,  $R_2 (1-s)/s$ , es mucho mayor que la resistencia correspondiente a las pérdidas en el cobre del rotor  $R_2$  y mucho mayor que la reactancia del rotor en  $X_2$  y estas se pueden omitir. Luego, la resistencia de salida resultante estaría

\* Referencia bibliográfica 2.

en paralelo con la reactancia de magnetización  $X_M$  y la resistencia de pérdidas en el núcleo  $R_C$ .

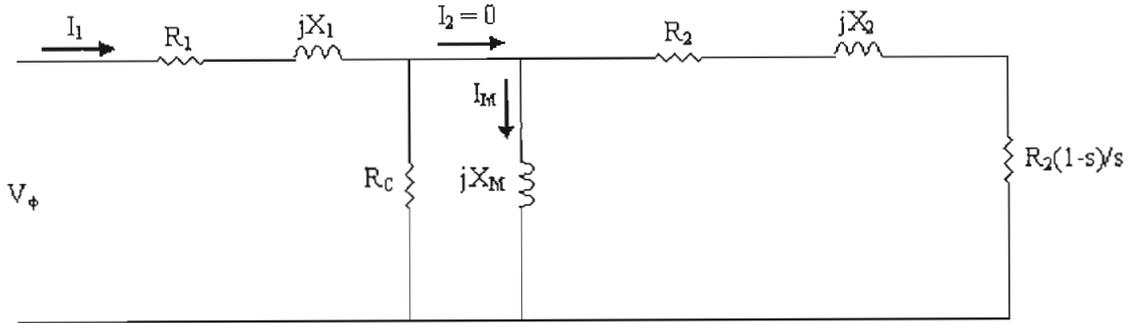


Figura A1.2: Circuito equivalente resultante, en la prueba de vacío en un motor de inducción.

En este motor, en condiciones de vacío, la potencia de entrada medida por los vatímetros debe ser igual a las pérdidas en el motor. Las pérdidas en el cobre del rotor son despreciables debido a que la corriente  $I_2$  es extremadamente pequeña (debido a la gran resistencia de la carga  $R_2 (1-s)/s$ ), y por tanto puede ser despreciada. Las pérdidas en el cobre del estator están dadas por:

$$P_{SCL} = 3I_1^2 R_1 \quad \text{Ecuación A1.1}$$

Por consiguiente, la potencia de entrada debe ser igual a:

$$P_{in} = P_{SCL} + P_{núcleo} + P_{F\&W} + P_{misc} = 3I_1^2 R_1 + P_{rot} \quad \text{Ecuación A1.2}$$

Donde  $P_{rot}$  son las pérdidas rotacionales del motor:

$$P_{rot} = P_{núcleo} + P_{F\&W} + P_{misc} \quad \text{Ecuación A1.3}$$

Entonces, dada la potencia de entrada al motor, se pueden determinar las pérdidas rotacionales de la máquina. El circuito equivalente que describe la operación del motor en esta condición contiene las resistencias  $R_C$  y  $R_2 (1-s)/s$  en paralelo con la reactancia de magnetización  $X_M$ . La corriente necesaria para establecer el campo magnético es muy grande en un motor de inducción debido a la alta reluctancia de su entrehierro, de modo que la reactancia  $X_M$  será mucho menor que las resistencias en paralelo con ella, y el factor de potencia total de entrada será muy pequeño. Con esa gran corriente de atraso, la mayoría de la caída de voltaje se producirá a través de las componentes inductivas del circuito. La impedancia de entrada se producirá a través de las componentes inductivas del circuito. La impedancia de entrada equivalente es entonces aproximadamente:

$$|Z_{eq}| = \frac{V_\phi}{I_{1,nl}} \approx X_1 + X_M \quad \text{Ecuación A1.4}$$

Si  $X_1$  se puede encontrar de alguna otra forma, la impedancia de magnetización será conocida para el motor.

## **PRUEBA DC PARA DETERMINAR LA RESISTENCIA DEL ESTATOR\***

La resistencia del rotor  $R_2$  juega un papel crítico en la operación de un motor de inducción. Entre otras cosas,  $R_2$  determina la forma de la curva par – velocidad al establecer la velocidad a la cual ocurre el par máximo. Para determinar la resistencia total del circuito del motor, se puede aplicar al motor una prueba estándar, llamada prueba de rotor bloqueado. Sin embargo, esta prueba determina sólo la resistencia total. Para encontrar la resistencia aproximada del rotor  $R_2$ , es necesario conocer  $R^1$  de modo que se pueda restar de la total.

---

\* Referencia bibliográfica 2.

Existe una prueba para  $R_1$  independiente de  $R_2$ ,  $X_1$  y  $X_2$ , la cual se denomina prueba dc. Básicamente, se aplica un voltaje dc los devanados del estator del motor de inducción. Puesto que la corriente es dc, no hay voltaje inducido en el circuito de rotor y en éste no fluye corriente resultante.

Así mismo, la reactancia a corriente directa del motor es cero. Entonces, la única cantidad que limita el flujo de corriente en el motor es la resistencia del estator, y por tanto, ésta puede ser determinada.

El circuito básico para la prueba dc aparece en la figura A1.3. Esta figura muestra una fuente de potencia dc conectada a dos de los tres terminales de un motor de inducción conectado en Y.

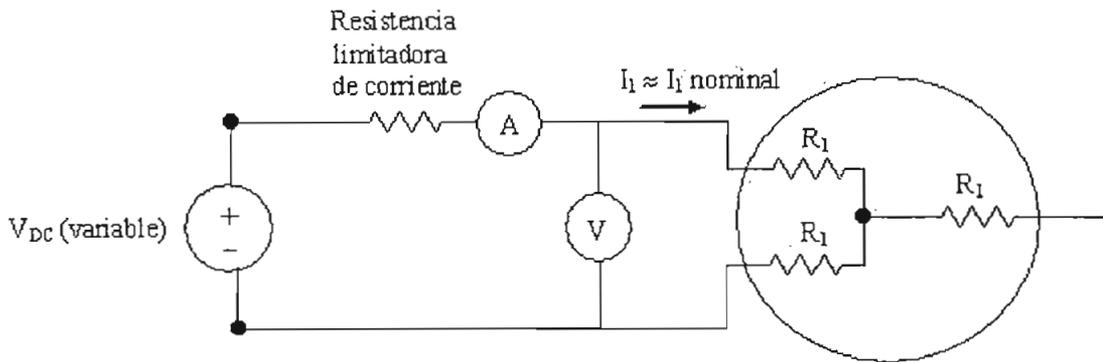


Figura A1.3: Circuito para la prueba de resistencia dc.

Para realizar la prueba, se ajusta la corriente del estator al valor nominal y se mide el voltaje en los terminales. La corriente en los devanados del estator se ajusta al valor nominal para que los devanados se calienten a la misma temperatura que tendrían durante una operación normal (la resistencia del devanado es función de la temperatura). En la figura A1.3, la corriente fluye a través de dos de los devanados, de modo que la resistencia total en el camino de la corriente es  $2R_1$ . Entonces:

$$2R_1 = \frac{V_{DC}}{I_{DC}} \quad \text{Ecuación A1.5}$$

$$R_1 = \frac{V_{DC}}{2I_{DC}} \quad \text{Ecuación A1.6}$$

Conociendo este valor de  $R_1$  se pueden determinar las pérdidas en el cobre del estator en vacío; las pérdidas rotacionales se pueden deducir de la diferencia entre la potencia de entrada en vacío y las pérdidas en el cobre del estator.

### PRUEBA DE ROTOR BLOQUEADO\*

Durante esta prueba, que corresponde a la de cortocircuito del transformador, se bloquea o enclava el rotor de tal forma que no se pueda mover, se aplica voltaje al motor y se miden el voltaje, la corriente y la potencia resultantes.

En la figura A1.4 se muestra las conexiones para realizar esta prueba. Para llevar a cabo la prueba de rotor bloqueado, se aplica un voltaje ac al estator y se ajusta el flujo de corriente al valor aproximado a plena carga. Cuando la corriente está en su valor de plena carga, se miden el voltaje, la corriente y la potencia resultante que fluyen hacia el motor.

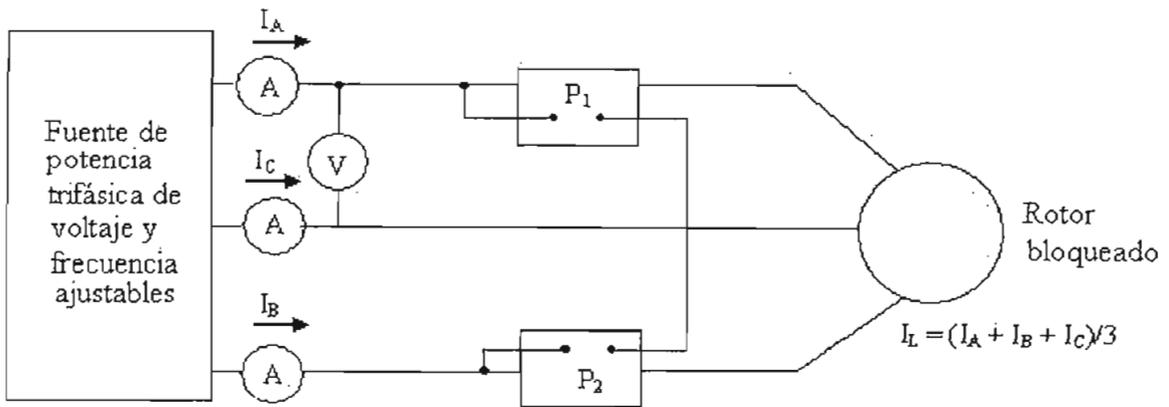


Figura A1.4: Circuito para la prueba de rotor bloqueado en un motor de inducción.

\* Referencia bibliográfica 2.

En la figura A1.5 se muestra el circuito equivalente para esta prueba. Nótese que como el rotor se encuentra quieto, el deslizamiento es  $s = 1$  y, por tanto, la resistencia del rotor  $R_2/s$  es justamente igual a  $R_2$  (un valor muy pequeño).

Puesto que  $R_2$  y  $X_2$  son tan pequeños, casi toda la corriente de entrada fluirá a través de ellas en lugar de hacerlo a través de la reactancia de magnetización  $X_M$  que es mucho mayor. En estas condiciones, el circuito parece la combinación serie de  $X_1$ ,  $R_1$ ,  $X_2$  y  $R_2$ .

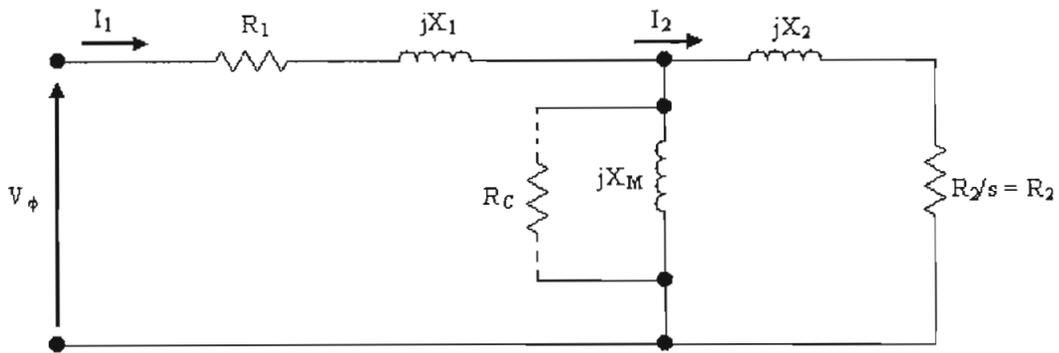


Figura A1.5: Circuito equivalente para la prueba de rotor bloqueado en un motor de inducción.

Sin embargo, esta prueba presenta un problema. En operación normal, la frecuencia del estator es la frecuencia de la línea del sistema de potencia (50 Hz o 60 Hz). En condiciones de arranque, el rotor también está a la frecuencia de la línea. Sin embargo, en condiciones de operación normal, el deslizamiento de la mayoría de los motores es tan sólo de 2 ó 4 % y la frecuencia resultante en el rotor está en el rango de 1 a 3 Hz, lo cual crea un problema en cuanto que la frecuencia de la línea no representa las condiciones de operación normal del rotor.

Puesto que la resistencia efectiva del rotor es una función de la frecuencia para motores de diseño clase B y C, la frecuencia incorrecta del rotor puede llevar a obtener resultados falsos en la prueba. En una situación típica se utiliza una frecuencia de 25 % o menos de la frecuencia nominal. Aunque esta aproximación es aceptable para motores de resistencia constante (diseños clases A y D), no es aplicable cuando se trata de encontrar la resistencia

normal de rotor de resistencia variable. Debido a estos y otros problemas similares, se debe tener mucho cuidado al realizar las mediciones durante estas pruebas.

Después que se han fijado el voltaje y la frecuencia para las pruebas, el flujo de corriente en el motor se ajusta con rapidez cerca del valor nominal y se miden la potencia, el voltaje y la corriente de entrada, antes que el rotor se caliente demasiado. La potencia de entrada al motor está dada por:

$$P = \sqrt{3}V_T I_L \cos\theta \quad \text{Ecuación A1.7}$$

De modo que el factor de potencia PF de rotor bloqueado se puede encontrar como:

$$PF = \cos \theta = \frac{P}{\sqrt{3}V_T I_L} \quad \text{Ecuación A1.8}$$

El ángulo de impedancia  $\theta$  es el inverso de PF. La magnitud de la impedancia total en el circuito del motor es:

$$|Z_{LR}| = \frac{V_\phi}{I_1} = \frac{V_T}{\sqrt{3}I_L} \quad \text{Ecuación A1.9}$$

Debido a que ángulo de la impedancia, entonces:

$$Z_{LR} = R_{LR} + jX'_{LR} = |Z_{LR}| \cos\theta + j|Z_{LR}| \sen\theta \quad \text{Ecuación A1.10}$$

La resistencia de rotor bloqueado  $R_{LR}$  es igual a:

$$R_{LR} = R_1 + R_2 \quad \text{Ecuación A1.11}$$

A partir de la ecuación anterior se puede encontrar la resistencia del rotor  $R_2$ , donde  $R_1$  se determino de la prueba dc. La reactancia de rotor bloqueado  $X_{LR}'$  es igual a:

$$X_{LR}' = X_1' + X_2' \quad \text{Ecuación A1.12}$$

Donde  $X_1'$  y  $X_2'$  son las reactancias del estator y del rotor a la frecuencia de prueba, respectivamente.

Puesto que la reactancia es directamente proporcional a la frecuencia, la reactancia equivalente total a la frecuencia de operación normal se puede encontrar como:

$$X_{LR} = \frac{f_{nominal}}{f_{test}} X_{LR}' = X_1 + X_2 \quad \text{Ecuación A1.13}$$

Durante los años, la experiencia ha demostrado que las reactancias del rotor y del estator son proporcionales en motores de ciertos tipos de diseño. En la tabla A1.1 se muestra la distribución empírica para estas reactancias:

Diseño del rotor	X <sub>1</sub> y X <sub>2</sub> como funciones de X <sub>LR</sub>	
	X <sub>1</sub>	X <sub>2</sub>
Rotor devanado	0.5X <sub>LR</sub>	0.5X <sub>LR</sub>
Diseño A	0.5X <sub>LR</sub>	0.5X <sub>LR</sub>
Diseño B	0.4X <sub>LR</sub>	0.6X <sub>LR</sub>
Diseño C	0.3X <sub>LR</sub>	0.7X <sub>LR</sub>
Diseño D	0.5X <sub>LR</sub>	0.5X <sub>LR</sub>

Tabla A1.1: Distribución de las reactancias de dispersión del circuito del rotor y estator

## ANEXO 2

### CLASES DE DISEÑO DE MOTORES DE INDUCCIÓN\*

Es posible producir una gran variedad de curvas par velocidad cambiando las características del rotor de los motores de inducción. Para ayudar a la industria a seleccionar de modo adecuado los motores destinados a diversas aplicaciones en el rango completo de caballos de fuerza, la NEMA en los Estados Unidos y la Comisión Electrotécnica Internacional (IEC) en Europa han definido una serie de diseños estándar con diferentes curvas par – velocidad.

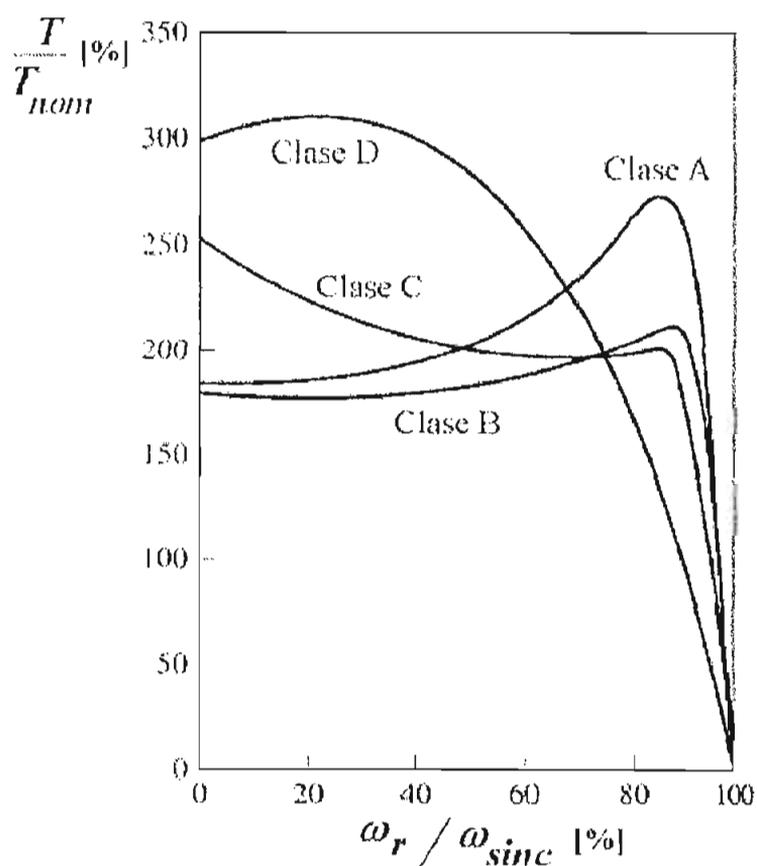


Figura A2.1: Curvas características para diferentes diseños de motores.

\* Referencia bibliográfica 2.

Estos diseños estándar se relacionan con las clases de diseño, de modo que un motor individual puede ser relacionado con un motor de determinada clase. En la figura A2.1 muestra las curvas típicas par – velocidad para las cuatro clases NEMA estándar de diseño.

## **DISEÑO CLASE A**

Los motores de diseño clase A son de diseño estándar: con un par de arranque normal, corriente de arranque normal y bajo deslizamiento. El deslizamiento a plena carga de los motores de diseño clase A debe ser menor de 5 % y menor que el del motor de tamaño equivalente de diseño clase B. El par máximo equivale a entre 200 y 300 % del par de plena carga y ocurre a un bajo deslizamiento (menor de 20 %). El par de arranque de este diseño equivale por lo menos, al nominal de los motores grandes y es 200 % o más del par nominal de los motores pequeños.

El problema principal de esta clase de diseño es la extremadamente alta corriente de irrupción en el arranque. Los flujos de corriente en el arranque equivalen a entre 500 y 800 % de la corriente nominal. Si la potencia sobrepasa 7.5 HP, se debe utilizar alguna forma de voltaje reducido en el arranque de estos motores, para evitar problemas de caída de voltaje en el sistema de potencia al cual se hallan conectados. En el pasado, los motores de diseño clase A fueron de diseño estándar para la mayoría de las aplicaciones que no sobrepasaban los 7.5 HP y hasta cerca de 200 HP, pero han sido reemplazados por motores de diseño clase B en los últimos años. Estos motores se utilizan en ventiladores, sopladores, bombas, tornos y otras máquinas herramientas.

## **DISEÑO CLASE B**

Tienen par de arranque normal, baja corriente de de arranque y bajo deslizamiento. Este motor produce casi el mismo par de arranque que el motor de clase A con cerca de 25 % menos de corriente. El par máximo es mayor o igual a 200 % del par de carga nominal, pero menor que el de diseño clase A, debido al aumento de la reactancia del rotor. El deslizamiento del rotor es relativamente bajo (menor del 5 %), aun a plena carga. Las aplicaciones son similares a las de los motores de diseño clase A, pero los de diseño clase B son preferidos debido a que requieren poca corriente de arranque. Los motores de diseño

clase B han reemplazado ampliamente a los motores de diseño clase A en las nuevas instalaciones.

## **DISEÑO CLASE C**

Tienen alto par de arranque con bajas corrientes de arranque y bajo deslizamiento (menos de 5 %) a plena carga. El par máximo es un poco menor que el de los motores clase A, mientras que el par de arranque es hasta 250 % del par de plena carga. Estos motores son construidos con rotores de doble jaula; por tanto, son más costosos que los motores de las clases ya indicadas. Se utilizan para cargas con alto par de arranque, como bombas, compresores y transportadoras.

## **DISEÑO CLASE D**

Tienen alto par de arranque (275 % o más del par nominal) y una baja corriente de arranque, pero también tienen alto deslizamiento a plena carga. En esencia son motores de inducción clase A comunes, pero las barras del rotor son más pequeñas y la resistencia del material es más elevada, la alta resistencia del rotor desplaza el par máximo hacia una velocidad muy baja. También es posible que el par máximo ocurra a velocidad cero (100 % de deslizamiento).

En estos motores, el deslizamiento a plena carga es bastante alto debido a la alta resistencia rotórica. Está típicamente entre 7 y 11 %, pero puede llegar a 17 % o más. Estos motores se utilizan en aplicaciones que requieren acelerar cargas de inercias muy altas, en especial grandes volantes utilizados en troqueladoras o en cortadoras. En tales aplicaciones, estos motores aceleran un gran volante de modo gradual hasta alcanzar se plena velocidad, que luego se transmite a la troqueladora. Después de la operación de troquelado, el motor reacelera el volante durante un moderado tiempo hasta la próxima operación.

Además de estas cuatro clases de diseño, la NEMA reconoció las clases de diseño E y F que fueron llamados motores de inducción de arranque suave y se utilizaron para cargas de bajo par de arranque en situaciones en que las corrientes de arranque eran un problema. Estos diseños están obsoletos hoy en día.

## ANEXO 3

### PARÁMETROS DEL CONVERTIDOR MICROMASTER 6SE3116 – 8CB40

(Traducido del documento original en inglés sobre las instrucciones de funcionamiento de Micromaster publicado por SIEMNES)

#### P000

- **Función:**

Visualización de estado.

- **Rango [defecto]:**

Ninguno.

- **Descripción / Notas:**

Se visualiza la salida seleccionada en P001. En caso de producirse una avería, se visualiza el correspondiente código de avería (Fnnn) (consultar el ANEXO 5). Cuando se trata de una advertencia, la visualización parpadea (Consulte P931). Si se ha seleccionado la frecuencia de salida (P001 = 0) , la visualización alterna entre la frecuencia seleccionada y la frecuencia real.

#### P001

- **Función:**

Modo de pantalla.

- **Rango [defecto]:**

0 – 7

[0]

- **Descripción / Notas:**

Selección de visualización:

0 = Frecuencia de salida (Hz)

1 = Consigna de frecuencia (es decir, régimen al que se configura el convertidor para su funcionamiento) (Hz)

2 = Intensidad de corriente del motor (A)

3 = Tensión de enlace CC (V)

4 = Par motor (% del valor nominal)

5 = Velocidad del motor (RPM)

6 = Estado USS (consultar el ANEXO 6)

7 = Punto de referencia de control de bucle cerrado

**Nota:** Puede cambiarse la escala de la visualización mediante P010.

## P002

- **Función:**

Tiempo de aceleración (segundos).

- **Rango [defecto]:**

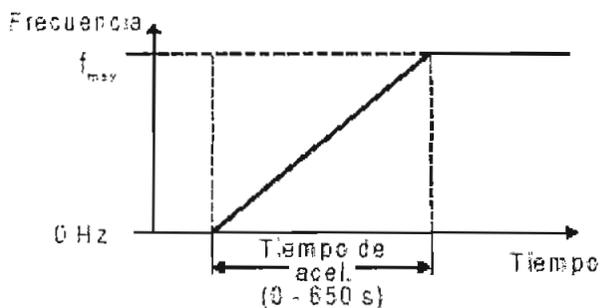
0 – 650.0

[10.0]

- **Descripción / Notas:**

Tiempo que tarda el motor en acelerarse desde la posición de reposo hasta la frecuencia máxima ajustada en P013.

Un ajuste demasiado bajo del tiempo de aceleración puede producir el disparo del convertidor (código de avería F002 - sobreintensidad).



### P003

- **Función:**

Tiempo de deceleración (segundos).

- **Rango [defecto]:**

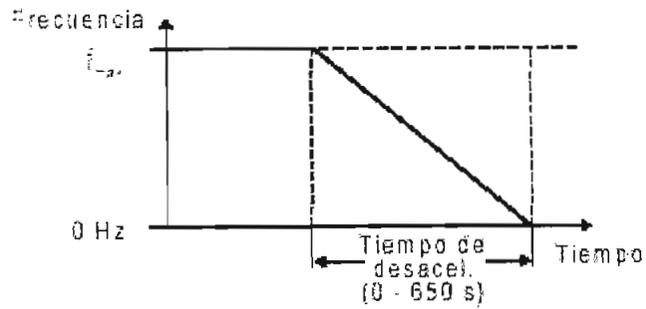
0 – 650.0

[10.0]

- **Descripción / Notas:**

Tiempo que tarda el motor en desacelerarse desde la frecuencia máxima (P013) hasta la posición de reposo.

Un ajuste demasiado bajo del tiempo de deceleración puede producir el disparo del convertidor (código de avería F001 - sobretensión).



## P004

- **Función:**

Redondeo de rampa (segundos).

- **Rango [defecto]:**

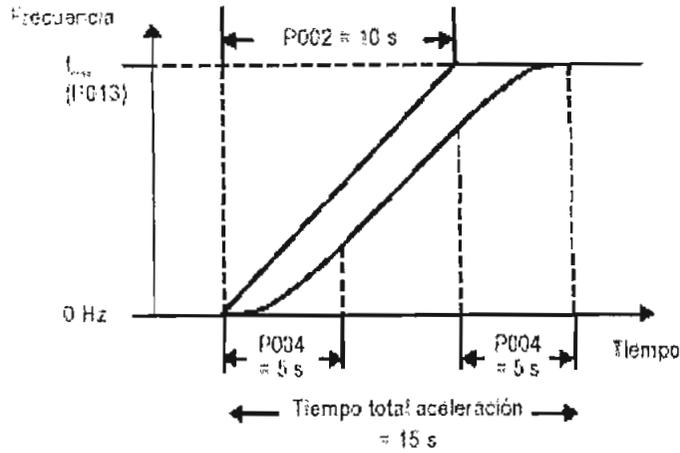
0 – 40.0

[0.0]

- **Descripción / Notas:**

Se utiliza para redondear la rampa de aceleración/deceleración del motor (de utilidad en aplicaciones en las que es importante evitar “cambios bruscos de aceleración”, por ejemplo, sistemas de transportadores, textiles, etc.).

El redondeo de rampa sólo es efectivo si el tiempo de aceleración/deceleración es superior a 0,3 s.



**Nota:** La curva de redondeo de rampa de deceleración es función del gradiente de aceleración (P002) y se añade al tiempo de deceleración ajustado mediante P003. Por lo tanto, el tiempo de deceleración se ve afectado por los cambios realizados en P002.

## P005

- **Función:**

Consigna de frecuencia digital (Hz).

- **Rango [defecto]:**

0 – 650,00

[0,00]

- **Descripción / Notas:**

Ajusta la frecuencia a la que funcionará el convertidor cuando se controle en modo digital. Sólo es efectiva si se ajusta P006 a “0”.

## P006

- **Función:**

Selección del origen del punto de ajuste de frecuencia.

- **Rango [defecto]:**

0 – 2

[0]

- **Descripción / Notas:**

Ajusta el modo de control del convertidor.

0 = Digital. El convertidor funciona a la frecuencia ajustada en P005. Y se puede ajustar usando los botones  $\Delta$  y  $\nabla$ . Alternativamente, si P007 se ajusta a cero, la frecuencia puede controlarse ajustando una de las dos entradas binarias P051 - P053 a los valores de 11 y 12.

1 = Analógico. Control mediante una señal de entrada analógica.

2 = Frecuencia fija o de potenciómetro del motor. La frecuencia fija sólo se selecciona si el valor de al menos una entrada binaria (P051 - P053) es igual a 6, 17. También, los botones  $\Delta$  y  $\nabla$  se pueden usar para cambiar la consigna de frecuencia fija (igual con P006 = 0).

**Nota:** Si P006 = 1 y el convertidor se configura para funcionamiento en control remoto, las entradas analógicas permanecen activas.

## P007

- **Función:**

Control del teclado.

- **Rango [defecto]:**

0 - 1

[1]

- **Descripción / Notas:**

0 = Botones del panel frontal desactivados (salvo PARO,  $\Delta$  y  $\nabla$ ). El control se realiza mediante entradas digitales (consulte los parámetros P051 - P053).  $\Delta$  y  $\nabla$  también pueden utilizarse para controlar la frecuencia con tal que P124 = 1 y no se haya seleccionado una entrada digital para ejecutar esta función.

1 = Botones del panel frontal activados (pueden desactivarse individualmente dependiendo del ajuste de los parámetros P121 - 124).

## P009

- **Función:**

Ajuste de protección de parámetros.

- **Rango [defecto]:**

0 - 3

[0]

- **Descripción / Notas:**

Determina qué parámetros pueden ajustarse:

0 = Sólo se pueden leer/ajustar los parámetros P001 a P009.

1 = Los parámetros P001 a P009 pueden ajustarse y todos los demás parámetros sólo pueden leerse.

2 = Se pueden leer/ajustar todos los parámetros pero P009 vuelve a ajustarse a 0 automáticamente cuando se desconecta la alimentación.

3 = Se pueden leer/ajustar todos los parámetros.

## P010

- **Función:**

Cambio de escala de la visualización.

- **Rango [defecto]:**

0 – 500.00

[1.00]

- **Descripción / Notas:**

Factor de escala para la visualización seleccionada por medio de P001.

## P011

- **Función:**

Memorización de la consigna de frecuencia.

- **Rango [defecto]:**

0 – 1

[0]

- **Descripción / Notas:**

0 = Desactivada

1 = Activada después de la desconexión, es decir, las variaciones de la consigna realizadas con los botones  $\Delta$  /  $\nabla$  o mediante entradas digitales se almacenan en memoria aunque se haya desconectado la alimentación del convertidor.

## P012

- **Función:**

Frecuencia mínima del motor (Hz)

- **Rango [defecto]:**

0 – 650.00

[0.00]

- **Descripción / Notas:**

Ajusta la frecuencia mínima del motor (debe ser inferior al valor de P013).

## P013

- **Función:**

Frecuencia máxima del motor (Hz)

- **Rango [defecto]:**

0 – 650.00

[50.00]

- **Descripción / Notas:**

Ajusta la frecuencia máxima del motor.

## P014

- **Función:**

Frecuencia inhibida (Hz).

- **Rango [defecto]:**

0 – 650.00

[0.00]

- **Descripción / Notas:**

Con este parámetro, puede ajustarse una frecuencia inhibida para evitar los efectos de la resonancia mecánica del convertidor de frecuencia. Se suprimen las frecuencias comprendidas dentro de +/- 2. No es posible el funcionamiento estacionario dentro de la gama de frecuencias suprimida - simplemente se pasa por alto la gama.

## P015

- **Función:**

Rearranque automático.

- **Rango [defecto]:**

0 – 1

{0}

- **Descripción / Notas:**

Cuando se ajusta este parámetro a “1”, el convertidor rearrancará automáticamente después de una interrupción o una “reducción” de alimentación de la red, con tal que el interruptor de arranque / parada siga estando cerrado.

0 = Desactivada

1 = Rearranque automático

## P016

- **Función:**

Rearranque volante.

- **Rango [defecto]:**

0 – 4

[0]

- **Descripción / Notas:**

Permite el arranque del convertidor aunque un motor esté girando. En condiciones normales, el convertidor acelera el motor desde 0 Hz. Sin embargo, si el motor sigue girando o es impulsado por la carga, se frenará antes de volver a funcionar hasta alcanzar el punto de referencia - esto puede producir un disparo por sobreintensidad. Si se utiliza un re arranque volante, el convertidor "busca" el régimen del motor y lo acelera desde dicho régimen hasta alcanzar el punto de referencia. **Nota:** Si el motor está parado o está girando lentamente, puede producirse una "oscilación" cuando el convertidor detecta el sentido de giro antes del re arranque.

0 = Re arranque normal

1 = Re arranque volante después de un aumento de potencia, una avería u OFF2 (si P018 = 1).

2 = Re arranque volante en todo momento (de utilidad en condiciones en que el motor puede ser impulsado por la carga).

3 = Igual que P016 = 1, salvo que el convertidor sólo intentará el re arranque del motor en la dirección del punto de referencia solicitado. Se impide la "oscilación" hacia atrás y hacia adelante del motor durante la exploración de frecuencia inicial.

4 = Igual que P016 = 2, salvo que el convertidor sólo intentará el re arranque del motor en la dirección del punto de referencia solicitado. Se impide la "oscilación" hacia atrás y hacia adelante del motor durante la exploración de frecuencia inicial.

## P017

- **Función:**

Tipo de redondeo de rampa

- **Rango [defecto]:**

1 – 2

[1]

- **Descripción / Notas:**

1 = Redondeo de rampa continuo (definido mediante P004).

2 = Redondeo de rampa discontinuo. Esta función proporciona una respuesta rápida sin redondeo de rampa a los comandos de PARADA.

**Nota:** P004 debe ajustarse a un valor  $> 0.0$  para que este parámetro sea efectivo.

## P018

- **Función:**

Rearranque automático después de una avería.

- **Rango [defecto]:**

0 – 1

[0]

- **Descripción / Notas:**

Rearranque automático después de una avería:

0 = Desactivada.

1 = El convertidor intentará hasta 5 veces el re arranque después de una avería. Si la avería no se corrige después del 5º intento, el convertidor permanecerá en el estado de avería hasta que vuelva a realizarse el ajuste.

## P021

- **Función:**

Frecuencia analógica mínima (Hz)

- **Rango [defecto]:**

0 – 650.00

[0.00]

- **Descripción / Notas:**

Frecuencia correspondiente al valor mínimo de entrada analógica, es decir, 0 V/0 mA ó 2 V/4 mA, determinado mediante P023. Esta función puede ajustarse a un valor superior al de P022 para proporcionar una relación inversa entre la entrada analógica y la salida de frecuencia (consultar el gráfico incluido en P022).

## P022

- **Función:**

Frecuencia analógica máxima (Hz).

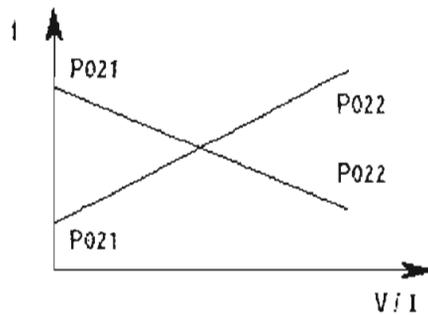
- **Rango [defecto]:**

0 – 650.00

[50.00]

- **Descripción / Notas:**

Frecuencia correspondiente al valor máximo de entrada analógica, es decir, 10 V o 20 mA, determinado mediante P023. Esta función puede ajustarse a un valor inferior al de P021 para proporcionar una relación inversa entre la entrada analógica y la salida de frecuencia. Es decir:



## P023

- **Función:**

Función de entrada analógica

- **Rango [defecto]:**

0 – 2

[0]

- **Descripción / Notas:**

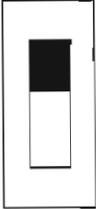
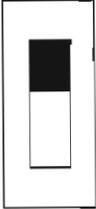
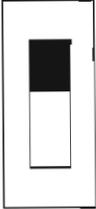
Ajusta la función de entrada analógica, dependiendo de la posición del interruptor selector DIP SW1.

0 = 0 V a 10 V/ 0 a 20 mA.

1 = 2 V a 10 V/ 4 a 20 mA.

2 = 2 V\* a 10 V/ 4\* a 20 mA.

\* El convertidor tendrá una parada controlada si  $V < 1 \text{ V}$  o  $I < 2 \text{ mA}$ .

P023 = 0	0 V - 10 V	
	0 mA - 20 mA	
P023 = 1	2 V - 10 V	
	4 mA - 20 mA	
P023 = 2	2 V* - 10 V	
	4 mA* - 20 mA	

**Notas:** (1) Ajuste del P023=2 significa que no girará el motor a menos que el convertidor esté bajo total control local (p.e. P910 = 0 o 4)

(2) Por funcionamiento fallido (p.e. para proteger contra una ruptura en el cable de control), seleccionar entrada actual.

## P024

- **Función:**

Adición de consigna analógica

- **Rango [defecto]:**

0 - 2

[0]

- **Descripción / Notas:**

Si el convertidor no está en modo analógico (P006 = 0 ó 2), el ajuste de este parámetro a “1” produce la adición del valor de entrada analógica.

0 = Ausencia de adición.

1 = Adición de la consigna analógica a la frecuencia fija o a la frecuencia del potenciómetro del motor.

2 = Escalamiento de la consigna digital / fija mediante la entrada analógica en el rango 0 - 100%.

**Nota:** Si se selecciona una combinación de ajustes de frecuencias fijas negativas invertidas y adición de consigna analógica, es posible configurar el convertidor para un modo de funcionamiento de “cero central” con una alimentación de +/-5 V o un potenciómetro de 0 - 10 V, de modo que la frecuencia de salida pueda ser 0 Hz en cualquier posición, incluida la posición central.

## P025

- **Función:**

Salida analógica.

- **Rango [defecto]:**

0 – 105

[0]

- **Descripción / Notas:**

Esta función proporciona un procedimiento para cambiar la escala de la salida analógica de acuerdo con la siguiente tabla:

P025 =	Selección	Límites de rango de salidas analógicas	
		0/4 mA	20 mA
0/100	Frecuencia de salida	0 Hz	Frecuencia de salida (P013)
1/101	Consigna de frecuencia	0 Hz	Consigna de frecuencia (P013)
2/102	Intensidad de corriente del motor	0 A	Intensidad máx. de corriente de sobrecarga (P083 x P086 / 100)
3/103	Tensión de enlace CC	0 V	1.023 V de CC
4/104	Par motor	-250%	+250% (100% = P085 x 9.55 / P082 x 9,55 Nm)
5/105	RPM del motor	0	RPM nominales del motor (P082)

**Nota:**

Utilizar el rango 0 - 5 si el valor mínimo de salida es igual a 0 mA.

Utilizar el rango 100 - 105 si el valor mínimo de salida es igual a 4 mA

## P031

- **Función:**

Frecuencia para marcha por impulsos en giro horario (Hz).

- **Rango [defecto]:**

0 – 650.00

[5.00]

- **Descripción / Notas:**

La marcha por impulsos se utiliza para el avance del motor en pequeñas magnitudes. Se controla mediante el botón de JOG o con un interruptor sin enclavamiento en una de las entradas digitales (P051 a P055).

Si se activa la marcha por impulsos en giro horario (DINn = 7), este parámetro controla la frecuencia a la que funcionará el convertidor cuando el interruptor esté cerrado. A diferencia de otras consignas de frecuencia, la función puede ajustarse a un valor menor que la frecuencia mínima.

## P032

- **Función:**

Frecuencia para marcha por impulsos en giro antihorario (Hz).

- **Rango [defecto]:**

0 – 650.00

[5.00]

- **Descripción / Notas:**

Si se activa la marcha por impulsos en giro antihorario (DINn = 8), este parámetro controla la frecuencia a la que funcionará el convertidor cuando el interruptor esté cerrado. A diferencia de otras consignas de frecuencia, la función puede ajustarse a un valor menor que la frecuencia mínima.

## P033

- **Función:**

Tiempo de aceleración para marcha por impulsos (segundos).

- **Rango [defecto]:**

0 – 650.0

[10.0]

- **Descripción / Notas:**

Se trata del tiempo empleado para acelerar desde 0 Hz hasta la frecuencia máxima (P013) para las funciones de marcha por impulsos. No es el tiempo empleado para acelerar desde 0 Hz hasta la frecuencia para marcha por impulsos.

Si DINn = 16 (consultar P051 a P055), este parámetro puede utilizarse para contrarrestar el tiempo de aceleración normal ajustado mediante P002.

## P034

- **Función:**

Tiempo de deceleración para marcha por impulsos (segundos).

- **Rango [defecto]:**

0 – 650.0

[10.0]

- **Descripción / Notas:**

Se trata del tiempo empleado para desacelerar desde la frecuencia máxima (P013) hasta 0 Hz para las funciones de marcha por impulsos. No es el tiempo empleado para desacelerar desde la frecuencia para marcha por impulsos hasta 0 Hz.

Si DINn = 16 (consultar P051 a P055), este parámetro puede utilizarse para contrarrestar el tiempo de deceleración normal ajustado mediante P003.

## P041

- **Función:**

Frecuencia fija 1 (Hz).

- **Rango [defecto]:**

0 – 650.00

[5.00]

- **Descripción / Notas:**

Válida si P006 = 2 y P055 = 6.

## P042

- **Función:**

Frecuencia fija 2 (Hz).

- **Rango [defecto]:**

0 – 650.00

[10.00]

- **Descripción / Notas:**

Válida si P006 = 2 y P054 = 6.

### P043

- **Función:**

Frecuencia fija 3 (Hz).

- **Rango [defecto]:**

0 – 650.00

[20.00]

- **Descripción / Notas:**

Válida si P006 = 2 y P053 = 6.

### P044

- **Función:**

Frecuencia fija 4 (Hz).

- **Rango [defecto]:**

0 – 650.00

[40.00]

- **Descripción / Notas:**

Válida si P006 = 2 y P052 = 6.

## P045

- **Función:**

Inversión de consignas de frecuencias fijas para las frecuencias fijas 1 – 4.

- **Rango [defecto]:**

0 – 7

[0]

- **Descripción / Notas:**

Ajusta el sentido de giro correspondiente a la frecuencia fija:

<b>P045 = 4</b>	$\Rightarrow$	$\Rightarrow$	$\Rightarrow$	$\Leftarrow$
	<b>FF 1</b>	<b>FF 2</b>	<b>FF 3</b>	<b>FF 4</b>
<b>P045 = 5</b> <b>P045 = 0</b>	$\Leftarrow$	$\Leftarrow$	$\Rightarrow$	$\Rightarrow$
<b>P045 = 6</b> <b>P045 = 1</b>	$\Leftarrow$	$\Leftarrow$	$\Leftarrow$	$\Rightarrow$
<b>P045 = 7</b> <b>P045 = 2</b>	$\Leftarrow$	$\Leftarrow$	$\Leftarrow$	$\Leftarrow$
	$\Rightarrow$	$\Leftarrow$	$\Rightarrow$	$\Rightarrow$
<b>P045 = 3</b>	$\Rightarrow$	$\Rightarrow$	$\Leftarrow$	$\Rightarrow$

- ⇒ Consignas de frecuencias fijas sin inversión.
- ⇐ Consignas de frecuencias fijas con inversión.

## P046

- **Función:**

Frecuencia fija 5 (Hz).

- **Rango [defecto]:**

0 – 650.00

[0.00]

- **Descripción / Notas:**

Válida si P006 = 2 y P053 ó P054 ó P055 = 17.

## P047

- **Función:**

Frecuencia fija 6 (Hz).

- **Rango [defecto]:**

0 – 650.00

[0.00]

- **Descripción / Notas:**

Válida si P006 = 2 y P053 ó P054 ó P055 = 17.

## P048

- **Función:**

Frecuencia fija 7 (Hz).

- **Rango [defecto]:**

0 – 650.00

[0.00]

- **Descripción / Notas:**

Válida si P006 = 2 y P053 ó P054 ó P055 = 17.

## P049

- **Función:**

Frecuencia fija 8 (Hz).

- **Rango [defecto]:**

0 – 650.00  
[0.00]

- Descripción / Notas:**

Válida si P006 = 2 y P053 ó P054 ó P055 = 17.

**P050**

- Función:**

Inversión de consignas fijas para las frecuencias fijas 5 – 7.

- Rango [defecto]:**

0 – 7  
[0]

- Descripción / Notas:**

Ajusta el sentido de giro correspondiente a la frecuencia fija:

	<b>FF 1</b>	<b>FF 2</b>	<b>FF 3</b>	<b>FF 4</b>	
	⇒	⇒	⇒	⇒	
	⇐	⇒	⇒	⇒	
	⇒	⇐	⇒	⇒	
	⇒	⇒	⇐	⇒	
⇒	⇒	⇒	⇒	⇐	Consignas de frecuencias fijas sin inversión.
	⇐	⇐	⇒	⇒	
	⇐	⇐	⇐	⇒	
⇐	⇐	⇐	⇐	⇐	Consignas de

frecuencias fijas con inversión.

## P051

- **Función:**

Selección de función de control, DIN1 (borne 8), frecuencia fija 5.

- **Rango [defecto]:**

0 – 18

[1]

## P052

- **Función:**

Selección de función de control, DIN2 (borne 9), frecuencia fija 4.

- **Rango [defecto]:**

0 – 18

[2]

## P053

- **Función:**

Selección de función de control, DIN3 (borne 10), frecuencia fija 3. Si se ajusta a 17, esta función activa el bit más significativo del BCD de 3 bits (consultar la tabla).

- **Rango [defecto]:**

0 – 18

[6]

## P054

- **Función:**

Selección de función de control, DIN4 (borne 11), frecuencia fija 2. Si se ajusta a 17, esta función activa el bit medio del BCD de 3 bits (consultar la tabla).

- **Rango [defecto]:**

0 – 18

[6]

## P055

- **Función:**

Selección de función de control, DIN5 (borne 11), frecuencia fija 1. Si se ajusta a 17, esta función activa el bit menos significativo del BCD de 3 bits (consultar la tabla).

- **Rango [defecto]:**

0 – 18

[6]

- **Descripción / Notas de los parámetros P051 a P055:**

<b>Valor</b>	<b>Función de P051 a P055</b>	<b>Función, estado bajo</b>	<b>Función, Estado alto</b>
<b>0</b>	Entrada desactivada	-	-
<b>1</b>	ON, derecho	Off	On, derecho
<b>2</b>	ON, izquierdo	Off	On, izquierdo
<b>3</b>	Inversión	Normal	Inversión
<b>4</b>	OFF2	OFF2	On
<b>5</b>	OFF3	OFF3	On
<b>6</b>	Frecuencias fijas 1 - 5	Off	On
<b>7</b>	Marcha impulsos horario	Off	Marcha impulsos horario
<b>8</b>	Marcha impulsos horario	Off	Marcha impulsos horario
<b>9</b>	Funcionamiento o remoto	Local	Remoto
<b>10</b>	Reajuste de códigos de avería	Off	Reajuste en flanco
<b>11</b>	Aumento de frecuencia *	Off	Aumento
<b>12</b>	Reducción de frecuencia *	Off	Reducción
<b>13</b>	Desactivación entrada analógica (consigna de frecuencia: 0,0 Hz)	Analógica, activada	Analógica, desactivada

14	Desactivación del botón 'P'	'P' habilitado	'P' deshabilitado
15	Activación de freno de CC	Off	Freno activado
16	Utilización de los tiempos para marcha por impulsos en vez de los tiempos de aceleración y desaceleración normales	Normal	Tiempos para marcha por impulsos
17	Control de frecuencias fijas binarias (frecuencias fijas 1 - 8) **	Off	On
18	Como en 6, pero la entrada alta también solicitará MARCHA	Off	On

\* Sólo es efectiva cuando P007 = 0.

\*\* No disponible en P051, P052 o P356.

#### Configuración de frecuencias fijas de código binario

FF4 (P044)	1	1	1
	DIN3 (P053)	DIN4 (P054)	DIN5 (P055)
FF5 (P046)	0	0	0
FF6 (P047)	0	0	1
FF7 (P048)	0	1	0
FF8 (P049)	0	1	1
FF1 (P041)	1	0	0
FF2 (P042)	1	0	1
FF3 (P043)	1	1	0

**Nota:** Si P051 o P052 = 6 o 18 siendo P053 o P054 o P055 = 17 las consignas se añaden.

**Ejemplos:** (1) P053 = 17, P054 = 17, P055 = 17:

Las 8 frecuencias fijas están disponibles

p. e. DIN3 = 1, DIN4 = 1, DIN5 = 0  $\Rightarrow$  FF3 (P043)

(2) P053 < 17, P054 = 17, P055 = 17:

DIN3 se fija en cero (sólo están disponibles FF5 a FF8)

p. e., DIN4 = 1, DIN5 = 0  $\Rightarrow$  FF7 (P048)

## P056

- **Función:**

Tiempo de eliminación de rebote de entrada digital.

- **Rango [defecto]:**

0 – 2

[0]

- **Descripción / Notas:**

0 = 12.5 ms

1 = 7.5 ms

2 = 2.5 ms

El tiempo de respuesta a una entrada digital = (Tiempo de eliminación de rebote de entrada digital + 7.5 ms).

## P061

- **Función:**

Selección de salida de relé RL1.

- **Rango [defecto]:**

0 – 13

[6]

- **Descripción / Notas:**

Valor	Función de relé	Activo <sup>5</sup>
0	Ninguna función asignada (relé no activo)	Bajo
1	Convertidor en funcionamiento	Alto
2	Frecuencia del convertidor 0,0 Hz	Bajo
3	Se ha seleccionado giro horario del motor	Alto
4	Freno externo activado (consultar los parámetros P063/P064)	Bajo
5	Frecuencia del convertidor inferior o igual a la frecuencia mínima	Bajo
6	Indicación de avería <sup>1</sup>	Bajo
7	Frecuencia del convertidor superior o igual a la consigna de frecuencia	Alto
8	Advertencia activa <sup>2</sup>	Bajo
9	Intensidad de corriente de salida superior o igual a P065	Alto
10	Límite de intensidad de corriente del	Bajo

	motor (advertencia) <sup>2</sup>	
11	Exceso de temperatura del motor (advertencia) <sup>2</sup>	Bajo
12	Límite de régimen BAJO del motor en bucle cerrado	Alto
13	Límite de régimen ALTO del motor en bucle cerrado	Alto

<sup>1</sup> El convertidor se desconecta (consultar el parámetro P930 y el ANEXO 5).

<sup>2</sup> El convertidor no se desconecta (consultar el parámetro P931).

<sup>3</sup> 'Activo bajo' = relé ABIERTO. 'Activo alto' = relé CERRADO.

**Nota:** Si se utiliza la función de freno externo (P061 o P062 = 4) y se utiliza compensación de deslizamiento adicional (P071 > 0), la frecuencia mínima debe ser inferior a 5 Hz (P012 < 5.00); de lo contrario, puede que el convertidor no se desconecte.

## P062

- **Función:**

Selección de salida de relé RL2.

- **Rango [defecto]:**

0 – 13

[8]

- **Descripción / Notas:**

Ajusta la función de relé, salida RL2 (bornes 19 y 20) (consultar la tabla incluida en P061).

## P063

- **Función:**

Retardo de liberación de freno externo (segundos).

- **Rango [defecto]:**

0 – 20.0

[1.0]

- **Descripción / Notas:**

Sólo es efectiva si la salida de relé se ajusta para controlar un freno externo (P061 = 4). En este caso, cuando el convertidor está conectado, funcionará a la frecuencia mínima correspondiente al tiempo ajustado mediante este parámetro antes de producirse la habilitación del relé de control del freno y la aceleración (consultar la ilustración incluida en P064).

## P064

- **Función:**

Tiempo de interrupción de freno externo (segundos).

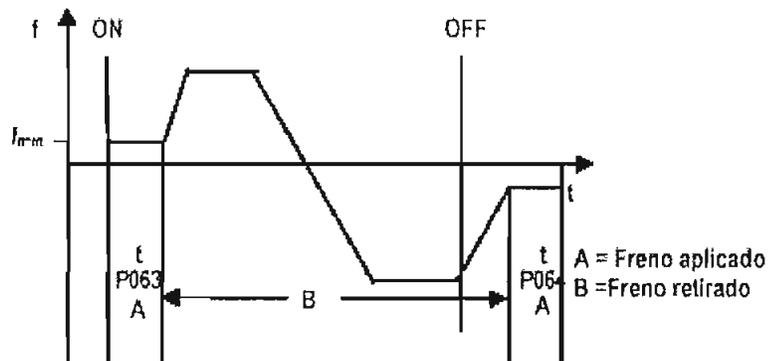
- **Rango [defecto]:**

0 - 20.0

[1.0]

- **Descripción / Notas:**

Al igual que en P063, sólo es efectiva si la salida de relé se ajusta para controlar un freno externo. Esta función define el periodo de tiempo durante el cual el convertidor continúa funcionando a la frecuencia mínima después de producirse la desaceleración y mientras el freno externo está aplicado.



- Notas:** (1) Los ajustes correspondientes a P063 y P064 deben ser ligeramente superiores al tiempo real invertido por el freno externo para su aplicación y liberación, respectivamente.
- (2) El ajuste de P063 o P064 a un valor demasiado alto, especialmente si P012 se ha ajustado a un valor elevado, puede ocasionar una advertencia o disparo por sobreintensidad cuando el convertidor intenta mover un eje de motor bloqueado.

- **Función:**

Umbral de corriente para relé (A).

- **Rango [defecto]:**

0 – 99.9

[1.0]

- **Descripción / Notas:**

Este parámetro se utiliza cuando P061 = 9. El relé se activa cuando la intensidad de corriente del motor es mayor que el valor de P065 y se desactiva cuando la intensidad de corriente desciende hasta el 90% del valor de P065 (histéresis).

## P070

- **Función:**

Ciclo de frenado.

- **Rango [defecto]:**

0 – 4

[0]

- **Descripción / Notas:**

0 = 5% (igual que en las generaciones anteriores MICROMASTER)

1 = 10%

2 = 20%

3 = 50%

4 = 100% (es decir, continuo)

**Advertencia:** Las resistencias de frenado estándar del MICROMASTER se han diseñado para un ciclo de trabajo de sólo el 5%. No seleccione ciclos de trabajo superiores salvo que se estén utilizando resistencias debidamente ajustadas para hacer frente al aumento de disipación de energía.

## P071

- **Función:**

Compensación de deslizamiento (%).

- **Rango [defecto]:**

0 – 200

[0]

- **Descripción / Notas:**

El convertidor puede estimar la magnitud del deslizamiento en un motor asíncrono sometido a cargas variables y aumentar su frecuencia de salida a efectos de compensación. Este parámetro proporciona el "ajuste fino" de la compensación para diferentes motores en el rango 0 - 200% del deslizamiento nominal.

**Advertencia:** Este parámetro debe ajustarse a cero en motores síncronos o en motores conectados en paralelo, ya que una *compensación excesiva* puede dar lugar a fenómenos de inestabilidad.

**P072**

- **Función:**

Límite de declive (%).

- **Rango [defecto]:**

0 – 500

[250]

- **Descripción / Notas:**

Se limita así el deslizamiento del motor para evitar el “desenganche” (calado), que puede producirse si se permite que el deslizamiento se incremente indefinidamente. Una vez alcanzado el límite, el convertidor reduce la frecuencia para mantener el nivel de deslizamiento por debajo de su límite.

**P073**

- **Función:**

Frenado por inyección de CC (%).

- **Rango [defecto]:**

0 – 250

[0]

- **Descripción / Notas:**

Esta función detiene el motor mediante la aplicación de CC. Esto hace que el calor se disipe en el devanado del propio motor en vez de en el convertidor y mantiene el eje estacionario hasta el final del período de frenado. El frenado es efectivo durante el período de tiempo ajustado mediante P003. El frenado por CC puede activarse utilizando DIN1 – DIN5 (el frenado está activo mientras el valor de DIN es alto - consulte P051 a P055).

**Advertencia:** El uso frecuente de largos períodos de frenado por inyección de CC puede dar lugar al sobrecalentamiento del motor. Si el frenado por inyección de CC se activa mediante una entrada digital, la aplicación de corriente continua se produce mientras la entrada digital es alta. Este hecho produce el calentamiento del motor.

## P074

- **Función:**

Reducción de la potencia del motor I2t.

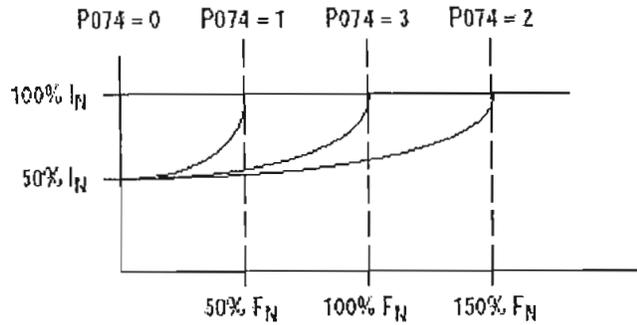
- **Rango [defecto]:**

0 - 3

[1]

- **Descripción / Notas:**

Selecciona la curva más apropiada para la reducción de características nominales del motor a bajas frecuencias a causa del bajo efecto de refrigeración del ventilador montado en el eje.



$I_N$  = Intensidad nominal del motor (P083)

$F_N$  = Frecuencia nominal del motor (P081)

0 = Sin reducción de características nominales. Conveniente para motores con refrigeración forzada independiente o sin refrigeración mediante ventilador que disipan la misma cantidad de calor con independencia de la velocidad.

1 = Para motores de 2 o 4 polos que tienen generalmente una refrigeración mejor a causa de sus superiores velocidades. El convertidor estima que el motor puede disipar toda la energía a valores mayores o iguales al 50% de la frecuencia nominal.

2 = Probar este ajuste si el motor aún permanece demasiado caliente con P074 ajustado a 3.

3 = Conveniente para la mayoría de motores que funcionan con la potencia nominal entregada al 100 % de la frecuencia nominal.

## P075

- **Función:**

Resistencia de frenado externo ( $\Omega$ ).

- **Rango [defecto]:**

0/50 – 250

[0]

- **Descripción / Notas:**

Puede utilizarse una resistencia de frenado externa para "disipar" la potencia generada por el motor; de este modo, se mejoran enormemente las características de frenado y desaceleración. El valor no debe ser inferior a 50  $\Omega$  (85  $\Omega$  en convertidores trifásicos de CA de 400 V) pues, de lo contrario, el convertidor sufrirá daños. Se dispone de resistencias diseñadas al efecto, para su utilización en todas las variantes de MICROMASTER.

**Advertencia:** Tener cuidado si se va a utilizar una resistencia distinta de la estándar, dado que la tensión pulsante aplicada por el convertidor puede deteriorar las resistencias normales.

Ajustar P075 =0 si no se requiere una resistencia de frenado externa.

## P076

- **Función:**

Frecuencia de modulación.

- **Rango [defecto]:**

0 – 10

[0 ó 4]

- **Descripción / Notas:**

Ajusta la frecuencia de modulación (entre 2 y 16 kHz) y el modo PWM. Si no es absolutamente necesario el funcionamiento silencioso, las pérdidas en el convertidor, así como las emisiones de interferencia radioeléctrica (RFI) pueden reducirse seleccionando frecuencias de repetición de impulsos más bajas.

Los modos de la modulación previamente usados 1 y 2 ahora se combinan y selecciona automáticamente por el convertidor. El modo 3 hace aleatoria la frecuencia de modulación para evitar resonancia y puede usarse para reducir ruido en el motor.

0/1 = 16 kHz

2/3 = 8 kHz

4/5 = 4 kHz

6/7 = 2.44 kHz

8 = 8 – 16 kHz modulation mode 3

9 = 4 – 8 kHz modulation mode 3

10 = 2.44 – 4 kHz modulation mode 3

**Nota:** Cuando P076 = 0/1, la visualización de la intensidad de corriente a frecuencias inferiores a 10 Hz es menos precisa.

Motivado por las superiores pérdidas de conmutación a frecuencias de conmutación mayores, puede que en determinados convertidores se deba reducir el valor nominal de la intensidad máxima continua (100%) si se cambia el valor de P076 por un valor distinto del predeterminado

MODELO	P076 =			
	0 ó 1	2 ó 3	8	9
MM400/3	60%	80%	80%	90%
MM550/3	60%	80%	80%	90%

**Notes:** (1) Si P076 = 4, 5, 6, 7 ó 10 la reducción no ocurrirá en esos convertidores.

(2) Cambiando el valor de P076 puede causar que el valor de P083 y/o P086 se disminuya automáticamente si ese valor excede el máximo valor de reducción.

## P077

- **Función:**

Modo de control.

- **Rango [defecto]:**

0 – 2

[1]

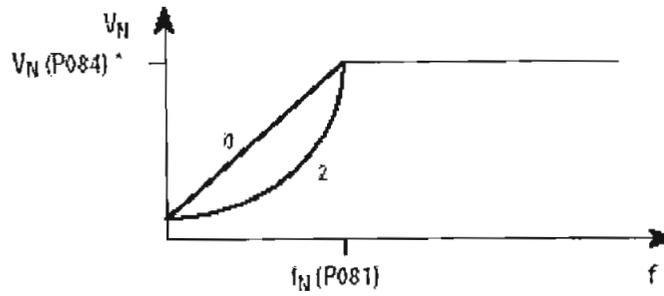
- **Descripción / Notas:**

Controla la relación entre el régimen del motor y la tensión suministrada por el convertidor. Puede seleccionarse uno de los dos modos siguientes:

0 = Tensión-frecuencia lineal. Utilizar esta curva para motores síncronos o motores conectados en paralelo.

1 = Control de corriente de flujo (FCC). En este modo, el convertidor hace un cálculo en tiempo real del voltaje requerido con una modulación del comportamiento del motor.

3 = Relación tensión-frecuencia cuadrática. Es adecuada para ventiladores y bombas centrífugas.



\*O superior al máximo voltaje en la entrada principal.

## P078

- **Función:**

Elevación continua (%)

- **Rango [defecto]:**

0 – 250

[100]

- **Descripción / Notas:**

Actúa de forma continua sobre toda la gama de frecuencias. En numerosas aplicaciones es necesario aumentar el par a baja frecuencia. Este parámetro ajusta la tensión de arranque a 0 Hz para regular el par disponible correspondiente al funcionamiento a baja frecuencia. Un ajuste de 0 a 250 % se traducirá en una intensidad de corriente nominal del motor a bajas frecuencias.

**Advertencia:** Si P078 se ajusta a un valor demasiado alto, puede producirse el sobrecalentamiento del motor y/o un disparo por sobreintensidad (F002).

## P079

- **Función:**

Elevación de corriente en arranque (%).

- **Rango [defecto]:**

0 - 250

[0]

- **Descripción / Notas:**

En elementos motores que requieren un elevado par de arranque inicial, es posible ajustar una intensidad de corriente adicional entre 0 – 250 % de la corriente nominal del motor. Este proceso sólo es efectivo durante el arranque inicial y hasta que se alcanza la consigna de frecuencia.

**Aviso:** Este aumento se añade al valor ajustado en P078.

## P081

- **Función:**

Frecuencia nominal correspondiente al motor (Hz).

- **Rango [defecto]:**

0 – 650.00

[50.00]

## P082

- **Función:**

Régimen nominal correspondiente al motor (RPM).

- **Rango [defecto]:**

0 – 9999

[☆☆☆☆]

## P083

- **Función:**

Intensidad de corriente nominal correspondiente al motor (A).

- **Rango [defecto]:**

0.1 – 99.9

[☆☆☆☆]

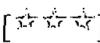
## P084

- **Función:**

Tensión nominal correspondiente al motor (V).

- **Rango [defecto]:**

0 – 1000

[

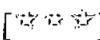
## P085

- **Función:**

Potencia nominal correspondiente al motor (kW/HP).

- **Rango [defecto]:**

0 – 50.0

[

- **Descripción / Notas de los parámetros P081 a P085:**

Estos parámetros deben ajustarse en función del motor utilizado. Leer las especificaciones incluidas en la placa de características del motor.

**Nota:** La configuración predeterminada del convertidor varía en función de la potencia nominal.

## P086

- **Función:**

Límite de corriente del motor (%).

- **Rango [defecto]:**

0 – 250

[150]

- **Descripción / Notas:**

Define la sobrecorriente permitida durante un minuto como un % de la corriente Nominal. Con este parámetro se puede limitar la corriente del motor de forma que se previene el calentamiento del motor. Si el valor establecido en el P083 es superado durante más de un minuto (o más si la sobrecarga es pequeña) la frecuencia de salida se reduce hasta que la corriente disminuye hasta el valor prefijado en el P083. El display del convertidor parpadea avisando del fallo pero no se produce el fallo. Se puede hacer que el convertidor provoque un fallo mediante el P074.

## P087

- **Función:**

Activación de PTC del motor.

- **Rango [defecto]:**

0 – 1

[0]

- **Descripción / Notas:**

0 = Desactivado

1 = PTC externo activado

**Nota:** Si el motor requiere protección térmica, debe utilizarse un PTC externo y ajustar a 1 P087. Si P087 se ajusta a 1 y la entrada del PTC aumenta, el convertidor se disparará (aparecerá el código de avería F004).

## P088

- **Función:**

Calibración automática.

- **Rango [defecto]:**

0 – 1

[0]

- **Descripción / Notas:**

La resistencia estática del motor se utiliza en los cálculos del control de la intensidad de corriente interna del convertidor. Esta función permite al convertidor realizar una medición automática de la resistencia del estator, almacenada en P089 y luego restablecer P088 a cero. Si la resistencia medida es demasiado alta para el tamaño del convertidor (por ejemplo, motor no conectado o motor demasiado pequeño conectado), éste se disparará (código de avería F188) y P088 permanecerá ajustado a "1". Si esto ocurre, ajuste P089 manualmente y, a continuación, ajuste a "0" P088.

## P089

- **Función:**

Resistencia estática ( $\Omega$ )

- **Rango [defecto]:**

0.01 – 100.00

[~~0~~ ~~0~~ ~~0~~]

- **Descripción / Notas:**

Puede utilizarse en vez de P088 para ajustar manualmente la resistencia estática del motor. El valor que se introduce debe ser medido entre dos fases del motor.

**Nota:** Si el valor de P089 es demasiado alto, puede producirse un disparo por sobreintensidad (F002).

## P091

- **Función:**

Dirección esclava del enlace serie.

- **Rango [defecto]:**

0 – 30

[0]

- **Descripción / Notas:**

Pueden conectarse hasta 31 convertidores a través del enlace serie y pueden controlarse mediante un ordenador o un PLC utilizando el protocolo USS. Este parámetro ajusta una dirección única correspondiente al convertidor.

## P092

- **Función:**

Velocidad en baudios del enlace serie.

- **Rango [defecto]:**

3 – 7

[6]

- **Descripción / Notas:**

Ajusta la velocidad de transmisión del interfaz serie RS485 (protocolo USS):

3 = 1200 baudios

4 = No se usa.

5 = 4800 baudios

6 = 9600 baudios

7 = 19200 baudios

**Nota:** Algunos convertidores RS232 a RS485 no tienen capacidad para velocidades de transmisión superiores a 4.800 baudios.

**P093**

- **Función:**

Retraso de la línea serie (segundos).

- **Rango [defecto]:**

0 – 240

[0]

- **Descripción / Notas:**

Se trata del período máximo admisible entre dos transmisiones de datos de entrada. Esta característica se utiliza para desconectar el convertidor si se produce un fallo de comunicaciones. La temporización comienza después de recibirse una transmisión de datos válida y, si no se recibe una transmisión de datos posterior en el período de tiempo especificado, se producirá el disparo del convertidor y se visualizará el código de avería F008. Si el valor se ajusta a cero, se desconecta el control.

**P094**

- **Función:**

Punto de referencia del sistema nominal de enlace serie (Hz).

- **Rango [defecto]:**

0 – 650.00

[50.00]

- **Descripción / Notas:**

Los puntos de referencia se transmiten al convertidor a través del enlace serie en forma de porcentajes. El valor introducido en este parámetro representa el 100% (4.000 H).

## P095

- **Función:**

Compatibilidad USS.

- **Rango [defecto]:**

0 – 2

[0]

- **Descripción / Notas:**

0 = Compatible con resolución de 0,1 Hz

1 = Activación de resolución de 0,01 Hz

2 = El valor de PZD no está escalado sino que representa el valor de la frecuencia real para una resolución de 0,01 Hz (por ejemplo, 5.000 = 50 Hz).

## P101

- **Función:**

Funcionamiento para Europa o Norteamérica.

- **Rango [defecto]:**

0 - 1

[0]

- **Descripción / Notas:**

Esta función configura el convertidor para la alimentación de corriente en Europa o Norteamérica., y la frecuencia del motor:

0 = Europa (50 Hz)

1 = Norteamérica (60 Hz)

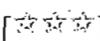
## P111

- **Función:**

Potencia nominal del convertidor (kW/HP).

- **Rango [defecto]:**

0.0 – 50.00

[

- **Descripción / Notas:**

Parámetro de sólo lectura que indica la potencia nominal del convertidor en kW. Por ejemplo, 0.55 = 550 W

**Nota:** Si P101 = 1, la potencia nominal se visualiza en Hp.

## P121

- **Función:**

Activación/desactivación del botón de MARCHA.

- **Rango [defecto]:**

0 – 1

[1]

- **Descripción / Notas:**

0 = Botón de MARCHA desactivado.

1 = Botón de MARCHA activado (sólo es posible si P007 = 1).

## P122

- **Función:**

Activación/desactivación del botón de ADELANTE / ATRÁS.

- **Rango [defecto]:**

0 – 1

[1]

- **Descripción / Notas:**

0 = Botón de ADELANTE / ATRÁS desactivado.

1 = Botón de ADELANTE / ATRÁS activado (sólo es posible si P007 = 1).

## P123

- **Función:**

Activación/desactivación del botón JOG (marcha a impulsos).

- **Rango [defecto]:**

0 – 1

[1]

- **Descripción / Notas:**

0 = Botón de MARCHA IMPULSOS desactivado.

1 = Botón de MARCHA IMPULSOS activado (sólo es posible si P007 = 1).

## P124

- **Función:**

Activación/desactivación de los botones  $\Delta$   $\nabla$ .

- **Rango [defecto]:**

0 – 1

[1]

- **Descripción / Notas:**

0 = Botones  $\Delta$   $\nabla$  desactivados.

1 = Botones  $\Delta$   $\nabla$  activados (sólo es posible si P007 = 1).

**Nota:** Esto sólo se aplica al ajuste de la frecuencia. Los botones pueden seguirse utilizando para cambiar valores de parámetros.

## P131

- **Función:**

Consigna de frecuencia (Hz).

- **Rango [defecto]:**

0.00 – 650.00

[-]

## P132

- **Función:**

Intensidad nominal del motor (A).

- **Rango [defecto]:**

0.0 – 99.9

[-]

### P133

- **Función:**

Par del motor (% del par nominal).

- **Rango [defecto]:**

0 – 250

[-]

### P134

- **Función:**

Tensión de enlace CC (V).

- **Rango [defecto]:**

0 – 1000

[-]

### P135

- **Función:**

Régimen del motor (RPM).

- **Rango [defecto]:**

0 – 9999

[-]

- **Descripción / Notas de parámetros P131 a P135:**

Parámetros de sólo lectura. Se trata de copias de los valores almacenados en P001, pero se puede tener acceso directo a los mismos a través del enlace serie.

## P201

- **Función:**

Modo de bucle cerrado.

- **Rango [defecto]:**

0 – 2

[0]

- **Descripción / Notas de parámetros:**

0 = Funcionamiento normal (control de bucle cerrado desactivado).

1 = Control de bucle cerrado utilizando entrada X503 / X2.

2 = Control de bucle cerrado utilizando entrada X501 / X1.

## P202

- **Función:**

Ganancia P (%).

- **Rango [defecto]:**

0.0 – 999.9

[1.0]

- **Descripción / Notas:**

Ganancia proporcional.

## P203

- **Función:**

Ganancia I (%).

- **Rango [defecto]:**

0.00 – 99.99

[0.00]

- **Descripción / Notas:**

Ganancia integral.

**P204**

- **Función:**

Ganancia D (%).

- **Rango [defecto]:**

0.0 – 999.9

[0.0]

- **Descripción / Notas:**

Ganancia derivativa.

**P205**

- **Función:**

Intervalo de muestreo (x 25 ms).

- **Rango [defecto]:**

1 – 2400

[1]

- **Descripción / Notas:**

Intervalo de muestreo del sensor de retroalimentación. La respuesta integral se ralentiza disminuyendo este factor.

## P206

- **Función:**

Filtrado del transductor.

- **Rango [defecto]:**

0 – 255

[0]

- **Descripción / Notas:**

0 = Filtro desactivado.

1 - 255 = Filtrado de paso bajo aplicado al sensor.

## P207

- **Función:**

Rango de captura integral (%).

- **Rango [defecto]:**

0 – 100

[100]

- **Descripción / Notas:**

Porcentaje de error por encima del cual el término integral se reajusta a cero.

## P208

- **Función:**

Tipo de transductor.

- **Rango [defecto]:**

0 – 1

[0]

- **Descripción / Notas:**

0 = Un aumento del régimen del motor da lugar a un aumento de la salida de tensión/intensidad de corriente del sensor.

1 = Un aumento del régimen del motor da lugar a una reducción de la salida de tensión/intensidad de corriente del sensor.

## P210

- **Función:**

Lectura del transductor (%).

- **Rango [defecto]:**

0.0 – 100.00

[-]

- **Descripción / Notas:**

Parámetro de sólo lectura. El valor es un porcentaje del valor límite de escala de la entrada seleccionada. (p.e. 5V, 10 V o 20 mA).

## P211

- **Función:**

Punto de referencia del 0 %.

- **Rango [defecto]:**

0.0 – 100.00

[-]

- **Descripción / Notas:**

Valor de P210 que se ha de mantener para un punto de referencia del 0%.

## P212

- **Función:**

Punto de referencia del 100 %.

- **Rango [defecto]:**

0.0 – 100.00

[-]

- **Descripción / Notas:**

Valor de P210 que se ha de mantener para un punto de referencia del 100%.

## P220

- **Función:**

Corte de frecuencia PI.

- **Rango [defecto]:**

0 – 1

[0]

- **Descripción / Notas:**

0 = Funcionamiento normal.

1 = Desconectar la salida del inversor a la frecuencia mínima o por debajo de ella.

**Nota:** Sólo se usa para control PID.

## P720

- **Función:**

Funciones directas de entrada / salida.

- **Rango [defecto]:**

0 – 7

[0]

- **Descripción / Notas:**

Permite el acceso directo a las salidas de relés y a la salida analógica a través del enlace serie (por ejemplo, USS o PROFIBUS-DP con módulo OPmP):

0 = Funcionamiento normal

1 = Control directo de relé 1

2 = Control directo de relé 2

3 = Control directo de relé 1 y relé 2

4 = Control directo de salida analógica únicamente

5 = Control directo de salida analógica y relé 1

6 = Control directo de salida analógica y relé 2

7 = Control directo de salida analógica, relé 1 y relé 2

## P721

- **Función:**

Tensión de entrada analógica (V).

- **Rango [defecto]:**

0.00 – 10.00

[-]

- **Descripción / Notas:**

Muestra la tensión de entrada analógica (valor aproximado).

## P722

- **Función:**

Intensidad de corriente de salida analógica (mA).

- **Rango [defecto]:**

0.0 – 20.0

[-]

- **Descripción / Notas:**

Permite el control directo de la intensidad de corriente de salida si P720 = 4, 5, 6 o 7.

## P723

- **Función:**

Estado de entradas digitales.

- **Rango [defecto]:**

0 – 31

[-]

- **Descripción / Notas:**

Proporciona una representación DECIMAL de un número binario de 5 dígitos, del cual el LSB = DIN1 y el MSB = DIN6 (1 = ON, 0 = OFF). Por ejemplo Si P723 = 11, la representación es "01011" - DIN1, DIN2 y DIN4 = ON, DIN3 y DIN5 = OFF.

## P724

- **Función:**

Control de relés de salida.

- **Rango [defecto]:**

0 – 3

[0]

- **Descripción / Notas:**

Permite el control de los relés de salida. Si se utiliza conjuntamente con P720, por ejemplo, si se ajusta P724 = 1 (relé 1 = ON) no tiene efecto salvo si P720 = 1, 3, 5 o 7.

0 = Ambos relés OFF / desactivados

1 = Relé 1 ON / activado

- 2 = Relé 2 ON / activado
- 3 = Ambos relés ON / activados

## P910

- **Función:**

Modo local/remoto.

- **Rango [defecto]:**

0 – 4

[0]

- **Descripción / Notas:**

Configura el convertidor para control local o control remoto a través del enlace serie:

0 = Control local

1 = Control remoto (y ajuste de valores de parámetros)

2 = Control local (pero control remoto de frecuencia)

3 = Control remoto (pero control local de frecuencia)

4 = Control local (pero acceso remoto de lectura y escritura de parámetros y disposición para reposición de disparos)

**Nota:** Cuando se hace funcionar el convertidor mediante control remoto (P910 = 1 ó 3), la entrada analógica permanece activa cuando P006 = 1 se añade a la consigna.

## P922

- **Función:**

Versión de software.

- **Rango [defecto]:**

0 – 9999

[-]

- **Descripción / Notas:**

Contiene el número de versión de software y no puede cambiarse.

## P923

- **Función:**

Número del equipo.

- **Rango [defecto]:**

0 – 255

[0]

- **Descripción / Notas:**

Se puede utilizar este parámetro para asignar un número de referencia único al convertidor. No tiene efecto desde el punto de vista operativo.

## P930

- **Función:**

Código de avería más reciente.

- **Rango [defecto]:**

0 – 9999

[-]

- **Descripción / Notas:**

En este parámetro se almacena el último código de avería registrado (consultar ANEXO 5). Este parámetro puede borrarse cuando el convertidor se reajusta.

## P931

- **Función:**

Tipo de advertencia más reciente.

- **Rango [defecto]:**

0 – 9999

[-]

- **Descripción / Notas:**

En este parámetro se almacena la última advertencia registrada hasta la desconexión de la alimentación del convertidor:

002 = Límite de corriente activo

003 = Límite de tensión activo

004 = Límite de deslizamiento superado

005 = Exceso de temperatura en el motor

## P944

- **Función:**

Reposición de los ajustes predeterminados en fábrica.

- **Rango [defecto]:**

0 – 1

[0]

- **Descripción / Notas:**

Ajuste a “1” y, a continuación, pulse P para reajustar todos los parámetros a los valores predeterminados en fábrica salvo el parámetro P101.

## P971

- **Función:**

Control de almacenamiento EEPROM.

- **Rango [defecto]:**

0 – 1

[1]

- **Descripción / Notas:**

0 = Los cambios de los ajustes de parámetros se pierden al desconectar la alimentación.

1 = Los cambios de los ajustes de parámetros se conservan durante un período de tiempo al desconectar la alimentación.

## ANEXO 4

### CÓDIGOS DE AVERÍA DEL CONVERTIDOR MICROMASTER 6SE3116 – 8CB40

(Traducido del documento original en inglés sobre las instrucciones de funcionamiento de Micromaster publicado por SIEMNES)

Si se produce una avería, el convertidor se desconecta y aparece en la pantalla un código de avería. La última avería producida se almacena en el parámetro P930. Por ejemplo, “0004” indica que el último error correspondió a F004.

#### F001

- **Causa:**

Sobretensión

- **Acción correctora:**

- Comprobar si la tensión de alimentación está comprendida dentro de los límites indicados en la placa de características.
- Aumentar el tiempo de deceleración (P003) o aplicar resistencias de frenado (opción).
- Comprobar si la potencia de frenado requerida está comprendida dentro de los límites especificados.

#### F002

- **Causa:**

Sobreintensidad.

- **Acción correctora:**

- Comprobar si la potencia del motor se corresponde con la potencia del convertidor.
- Comprobar que no se han superado los límites de longitud de cables.
- Compruebe el conductor del motor y el motor en previsión de cortocircuitos y averías por puesta a tierra.
- Comprobar si los parámetros del motor (P081 - P086) se corresponden con el motor que se está utilizando.
- Comprobar la resistencia estática (P089).
- Aumentar el tiempo de aceleración (P002).
- Reduzca la elevación ajustada en P078 y P079.
- Compruebe si el motor está bloqueado o sobrecargado.

### F003

- **Causa:**

Sobrecarga.

- **Acción correctora:**

- Comprobar si el motor está sobrecargado.
- Aumentar la frecuencia máxima del motor si se utiliza un motor con un alto nivel de deslizamiento.

**F004**

- **Causa:**

Sobrecalentamiento del motor (control con PTC).

- **Acción correctora:**

- Comprobar si el motor está sobrecargado.
- Comprobar las conexiones al PTC.
- Comprobar que el parámetro P087 no se ha ajustado a 1 sin un PTC conectado.

**F005**

- **Causa:**

Exceso de temperatura en el convertidor o exceso de temperatura en el motor con el cálculo  $I^2t^1$ .

- **Acción correctora:**

- Comprobar que la temperatura ambiente no es demasiado alta.
- Comprobar que la admisión y salida de aire no están obstruidas.
- Comprobar que la corriente del motor no exceda el valor ajustado en P083.

**F006**

- **Causa:**

Pérdida de fases principales (sólo unidades trifásicas).

- **Acción correctora:**

- Comprobar el suministro principal y corregir.

## F008

- **Causa:**

Retraso según protocolo USS.

- **Acción correctora:**

- Comprobar el interfaz serie.
- Comprobar los ajustes del bus principal y de P091 - P093.
- Compruebe si el intervalo de retraso es demasiado estrecho (P093).

## F009

- **Causa:**

Hipotensión.

- **Acción correctora:**

- Comprobar si la tensión de alimentación está dentro de los límites indicados en la placa de datos.
- Comprobar que la tensión no esté sujeta a fallos temporales o reducciones de tensión.

**F010**

- **Causa:**

Fallo de inicialización.

- **Acción correctora:**

- Comprobar el ajuste de todos los parámetros. Ajuste P009 a "0000" antes de desconectar la alimentación.

**F011**

- **Causa:**

Fallo de interfaz interno.

- **Acción correctora:**

- Desconectar la alimentación y volver a conectarla.

**F013**

- **Causa:**

Fallo del programa.

- **Acción correctora:**

- Desconectar la alimentación y volver a conectarla.

**F015**

- **Causa:**

Fallo en re arranque volante.

- **Acción correctora:**

- Probar ajustando P016 en diferentes valores.

**F106**

- **Causa:**

Fallo de parámetro P006.

- **Acción correctora:**

- Configurar los parámetros de frecuencias fijas y/o el potenciómetro del motor en las entradas digitales.

**F112**

- **Causa:**

Fallo de parámetros P012 / P013.

- **Acción correctora:**

- Ajustar el parámetro P012 a un valor menor que el del parámetro P013.

### F151 - F154

- **Causa:**

Fallo de parámetros de entradas digitales.

- **Acción correctora:**

- Cambiar los ajustes de los parámetros P051 a P053 correspondientes a entradas digitales.

### F188

- **Causa:**

Fallo de calibración automática.

- **Acción correctora:**

- Motor no conectado al convertidor - conectar el motor. Si la avería persiste, ajustar P088 a 0 y, a continuación, introducir manualmente la resistencia estática del motor en P089.

### F201

- **Causa:**

P006 = 1 mientras que P201 = 2.

- **Acción correctora:**

- Cambiar los parámetros P006 y/o P201.

## F212

- **Causa:**

Fallo de parámetros P211/P212.

- **Acción correctora:**

- Ajustar el parámetro P211 a un valor menor que el del parámetro P212.

<sup>1</sup>Este error puede sólo superarse apagando el convertidor y encendiéndolo otra vez, aún cuando la unidad está fresca.

## ANEXO 5

### CCODIGOS DE ESTADO USS MICROMASTER 6SE3116 – 8CB40

(Traducido del documento original en inglés sobre las instrucciones de funcionamiento de Micromaster publicado por SIEMNES)

En la siguiente lista se especifica el significado de los códigos de estado visualizados en el panel frontal del convertidor cuando se utiliza el enlace serie y el parámetro P001 se ajusta a 006:

- 001 Mensaje correcto
- 002 Dirección subordinada recibida
- 100 Carácter de arranque no válido
- 101 Retraso
- 102 Error de suma
- 103 Longitud de mensaje incorrecta
- 104 Fallo de paridad

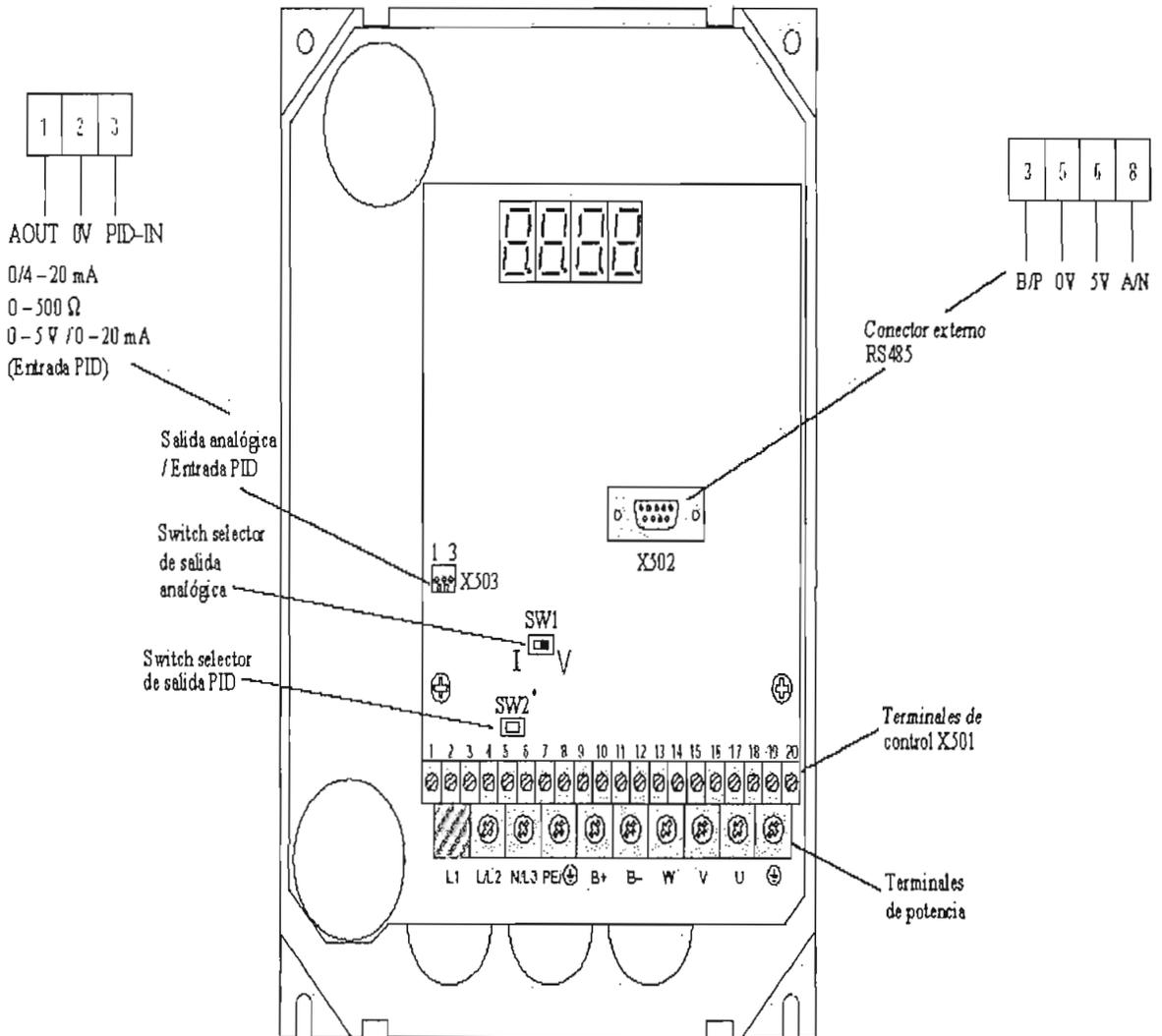
#### Notas:

1. La visualización parpadea cada vez que se recibe un byte; de este modo, se proporciona una indicación básica del establecimiento de una conexión de enlace serie.
2. Si “100” parpadea en la pantalla de forma continua, normalmente es indicativo de una avería de fin de bus.

## ANEXO 6

### ESQUEMA INTERIOR DEL CONVERTIDOR MICROMASTER 6SE3116 – 8CB40

(Tomado del documento original en inglés sobre las instrucciones de funcionamiento de Micromaster publicado por SIEMNES)



Enlace abierto = voltaje  
Enlace cerrado = corriente

## **ANEXO 7**

### **TÉRMINOS TÉCNICOS**

(Traducido del documento original en inglés sobre las instrucciones de funcionamiento de Micromaster publicado por SIEMNES)

#### **BAUDIO**

Una unidad de medida para la velocidad de transmisión de datos nombrada después por Jean Baudot. Un baudío corresponde a un bit por segundo (bps).

#### **CPU**

Abreviación de Unidad Central de Proceso de una computadora.

#### **FCC**

Control de flujo de corriente para una eficiencia de motor óptima y alto rango dinámico.

#### **CONTROL EN CUATRO CUADRANTES**

Control en cuatro cuadrantes de un motor, manejando y frenando en ambas direcciones.

#### **INTERFASE**

Los medios por los que un micro – computador puede conectarse a otros componentes.

#### **NEMA**

Abreviatura de Asociación de Fabricantes Eléctricos Nacionales.

## **PLC**

Abreviatura de Controlador Lógico Programable.

## **PTC**

Abreviatura de coeficiente de temperatura positivo. Gran cantidad de motores vienen con un sensor PTC integrado en los devanados. La resistencia del sensor PTC aumenta rápidamente a determinada temperatura y este cambio puede ser detectado por el convertidor de frecuencia. La mayoría de los sensores PTC para proteger motores tienen una resistencia de 2 hasta 300 ohms en frío. Dicho valor aumenta rápidamente al punto de disparo, por lo general, a 10 kW o más.

## **PWM**

Modulación por ancho de pulso.

## **RS485**

Norma recomendada (RS son las siglas de Recommended Standard) para interfases de computadora.

## **INFORMACION DE ESTADO**

La identificación del estado en el procesamiento de datos.

## **PROTOCOLO USS**

Protocolo de la interfase de serie universal (USS son las siglas de UniverSal Serial).

## PROFIBUS

Es un protocolo de comunicación estándar que se diseñó y desarrolló para utilizarse en aplicaciones industriales generales. Ha sido desarrollado, aceptado y adoptado por una gran cantidad de fabricantes a nivel mundial.

Actualmente se encuentra disponible el control PROFIBUS para una amplia variedad de productos de una gran cantidad de distintas compañías, como por ejemplo, accionamientos, válvulas, controladores lógicos programables (PLC), así como controladores de otros sistemas. PROFIBUS opera en una variedad de interconexiones de equipo como fibra óptica y RS485. Existen tres versiones de PROFIBUS: FMS, DP y PA; estas versiones funcionarán conjuntamente. La versión de uso más común es la versión DP destinada a aplicaciones industriales en general. Esta es la versión soportada por los el convertidor de frecuencia Micromaster.

## DISTORSIÓN ARMÓNICA TOTAL (THD)

Es la medida de la cercanía en forma entre una onda analizada y su componente fundamental.

$$THD = \frac{1}{V_1} \left( \sum_{n=2,3,\dots}^{\infty} V_n^2 \right)^{\frac{1}{2}}$$

Donde:

n = Número de componente.

$V_1$  = Magnitud de la componente fundamental.

$V_n$  = Magnitud de otra componente.

## ANEXO 8

### APLICACION

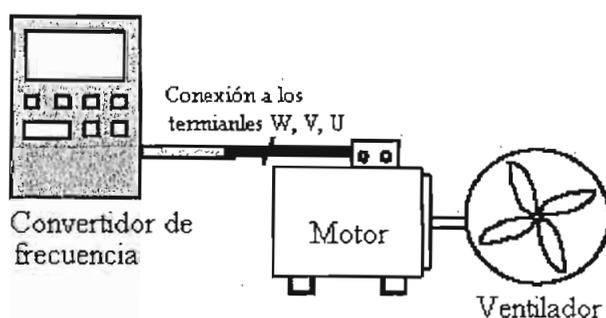
#### PROCEDIMIENTO DEL ARREGLO PARA UNA APLICACIÓN SIMPLE: VENTILADOR

(Referencia del documento original en inglés sobre las instrucciones de funcionamiento de Micromaster publicado por SIEMNES)

El ejemplo que a continuación se describe se basa en aplicaciones donde se puede instalar un accionamiento. Se simplificó el conjunto de circuitos, así como los valores de los parámetros.

Esta aplicación utiliza un controlador de frecuencia Micromaster para controlar un ventilador. Mediante el uso del panel de operación frontal, montado del convertidor de frecuencia, se logra una solución de control sencilla sin necesidad de cableado adicional. El operador posteriormente puede ajustar la velocidad del ventilador de acuerdo con los requerimientos de ventilación con sólo oprimir algunos botones del panel.

#### Detalles de la Aplicación



#### Especificaciones del sistema:

Motor:

- 220 V
- 1.5 kW de potencia de salida.

Requerimientos de aplicación:

- Rampa sobre 0 hasta 50 Hz in 15 segundos
- Rampa bajo 50 para 0 Hz en 20 segundos.

Convertidor de frecuencia usado:

- MM150/2

Detalles de los parámetros clave:

- P009 = 2 (todos los parámetros pueden ser alterados)
- P081 – P085 = Valores dados en la placa de datos.
- P002 = 15 (rampa de aceleración).
- P003 = 20 (rampa de deceleración).

Ventajas:

- Se puede ajustar fácilmente el perfil de velocidad.
- Se reduce el ruido acústico cuando se hace funcionar el ventilador por debajo de la velocidad nominal.

## BIBLIOGRAFÍA

### LIBROS

1. MICHAEL LIWSCHITZ – GARIK, CLYDE C. WHIPPLE. Máquinas de corriente alterna. Primera edición. Editorial Continenta, S. A. México. 1971.
2. CHAPMAN, STEPHEN. Máquinas eléctricas. Tercera edición. McGraw – Hill Interamericana, S.A. Bogotá. 2001.
3. KOSOW, IRVING. Máquinas eléctricas. Segunda Edición. Prentice – Hall Hispanoamericana, S.A. México. 1993.

### TESIS

4. ESPINOZA TORRES VOLKER KAREL. Inversor trifásico con IGBT's aplicando técnica PWM. Tesis. Quito. Marzo del 2000.

### FOLLETOS

5. RIVERA ARGOTI PABLO. Control de máquinas eléctricas. Escuela Politécnica Nacional. Quito. 2000.

### PÁGINAS WEB

6. <http://www.siemens.com>
7. <http://www.ad.siemens.com/S7-200>