



UNIVERSIDAD NACIONAL AUTÓNOMA DE MÉXICO

FACULTAD DE INGENIERÍA

**Desarrollo de un sistema de control
digital en malla cerrada para un
motor de inducción**

TESIS

Que para obtener el título de
Ingeniera Mecánico Electricista

P R E S E N T A

Alicia Hernández Pérez

DIRECTOR DE TESIS

Ing. Arturo Morales Collantes



Ciudad Universitaria, Cd. Mx., 2003

INDICE

CAPITULO 1

CONTROL TIPICO DE VELOCIDAD DE MOTORES DE INDUCCION.

1.1 OBJETIVO.	1
1.2 ANTECEDENTES.	1
1.2 a) CARACTERISTICAS GENERALES DE CONSTRUCCION DE LAS MAQUINAS DE INDUCCION.	3
1.2. b) CONTROL DE LAS CARACTERISTICAS DE LOS MOTORES POR MEDIO DEL DISEÑO DEL ROTOR DE JAULA DE ARDILLA.	14
1.3 CONTROL DE VELOCIDAD DE MOTORES DE INDUCCION.	18

CAPITULO 2

CONTROL MEDIANTE VARIADORES DE FRECUENCIA.

2.1 VARIADORES DE VELOCIDAD.	36
2.2 METODOS PARA VARIAR LA VELOCIDAD.	41
2.3 CONTROL POR MEDIO DE LA FRECUENCIA.	44
2.3.a) VARIADOR DE FRECUENCIA ACTUAL..	54
2.3.b) EL CONVERTIDOR DE FRECUENCIA TIPO PWM.	57
2.3.c) TIPOS DE CARGAS.	58
2.4 VARIADORES DE VELOCIDAD SIEMENS EN GENERAL.	63

CAPITULO 3

CONTROL POR COMPUTADORA PERSONAL (PC)

3.1 INTRODUCCION.	65
3.2 DRIVES (CONEXIONES A COMPUTADORA PERSONAL).	67

CAPITULO 4

CONTROL POR MALLA ABIERTA Y CERRADA.

4.1 CONROL MEDIANTE REALIMENTACION.	70
4.2 SISTEMAS DE CONTROL REALIMENTADOS.	71
4.3 SISTEMAS DE CICLO CERRADO Y DE CICLO ABIERTO.	71
4.4 CONTROL EN MALLA CERRADA DE MOTORES DE INDUCCION.	75
4.5 CONTROLES AUTOMATICOS	79
4.5 a) CLASIFICACION DE LOS CONTROLADORES AUTOMATICO.	79
4.6 CONTROLADORES LOGICOS PROGRAMABLES (PLC'S).	84
4.6.a) FUNCIONAMIENTO.	86
4.7 INTERFASES.	90

CAPITULO 5

ANALISIS COMPARATIVO DE DOS DRIVES DE C.A. PARA VER SU FACTIBILIDAD DE USO BAJO CIERTAS APLICACIONES.

5.1 DRIVE SIEMENS 6SE21 (SIMOVERT).	92
5.2 DRIVE SIEMENS 6SE31 (SIMOVIS O MICROMASTER).	99
5.3 APLICACIONES DE AMBOS.	109
5.4 COMPARACIÓN ENTRE ESTOS DRIVES PARA VER CUAL ES EL MAS ADECUADO BAJO CIERTAS APLICACIONES.	110

CONCLUSIONES.	117
----------------------	-----

BIBLIOGRAFIA.	118
----------------------	-----

CAPITULO I

CONTROL DE VELOCIDAD DE MOTORES DE INDUCCION.

1.1 OBJETIVO.

Identificar los parámetros más importantes de Ingeniería Eléctrica y Electrónica, para el control típico –y electrónico- de velocidad de motores de inducción.

1.2 ANTECEDENTES.

MOTORES DE INDUCCION.

En el ramo de motores de inducción existen algunas normas de prueba que usan unidades empíricas.

Caballo potencia (CP)

$$1\text{CP} = 1\text{HP} = 746\text{ W}$$

Caballo vapor (CV)

$$1\text{CV} = 736\text{ W}$$

Kilogramo- metro: se refiere al kilogramo fuerza del sistema técnico (no al sistema internacional). Es una unidad de par.

$$1\text{ kg-m} = 9.81\text{ N -m}$$

Las revoluciones por minuto: es la unidad práctica de velocidad angular.

$$\text{RPM} = \omega (60 / 2\pi)$$

La conversión de energía se ilustra en la figura 1.1 y aunque las máquinas eléctricas son reversibles y el motor de inducción no es la excepción, el trabajo aquí mostrado es el de la modalidad de motor. El flujo de energía en la figura sería por lo tanto de izquierda a derecha.



Figura 1.1 Conversión de energía.

La fuente de CA más frecuentemente usada es aquella en la cual el voltaje y la corriente varían senoidalmente con respecto al tiempo. Se llama fuente de voltaje si la amplitud del mismo permanece constante mientras que la amplitud de la corriente puede variar, dependiendo de las velocidades, o fuente de corriente, la amplitud de la misma permanece constante mientras la amplitud de voltaje puede variar.

Las máquinas de corriente alterna se clasifican, dependiendo del número de fases, en monofásicas, bifásicas, trifásicas, etc.

Las máquinas trifásicas encuentran una extensa aplicación en grandes establecimientos industriales como generadores y motores. Los motores de dos fases son muy usados como dispositivos de posición en sistemas de control automático. Los motores monofásicos encuentran una amplia aplicación en el hogar y en la industria como primotores de utensilios tales como ventiladores, fonógrafos, bombas, etc.

Las máquinas de Corriente Alterna se clasifican en síncronas y asíncronas.

Máquinas síncronas: giran a una velocidad angular constante llamada velocidad angular síncrona.

La velocidad angular de máquina asíncrona (conocida como máquina de inducción) es variable y menor que la velocidad angular síncrona.

Las máquinas síncronas y de inducción son básicamente iguales, y ambas pueden derivarse del mismo modelo de máquina generalizada.

El motor de inducción del tipo jaula de ardilla ha sido el caballo de batalla de la industria por su simplicidad, fuerte construcción y bajo costo de fabricación.

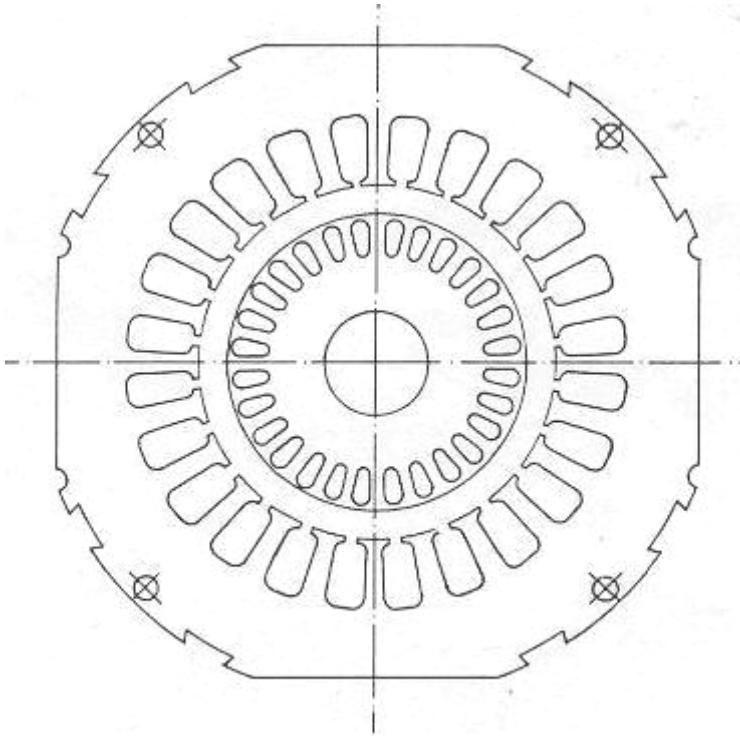


Figura 1.2: Sección del circuito magnético de estator y rotor en un motor de inducción tipo jaula de ardilla.

1.2.a) CARACTERISTICAS GENERALES DE CONSTRUCCION DE LAS MAQUINAS DE INDUCCION.

Las máquinas de inducción tienen una parte estacionaria, que se conoce como **estator** y una parte rotatoria llamada **rotor**. El *núcleo del estator* está formado por laminaciones (láminas) de acero eléctrico de aproximadamente 0.5 mm de espesor, troqueladas individualmente y unidas entre sí por cordones de soldadura u otro procedimiento equivalente que permite mantener alineadas las ranuras que servirán de alojamiento a las bobinas.

Las ranuras pueden ser de dos tipos: *abiertas o semicerradas*.

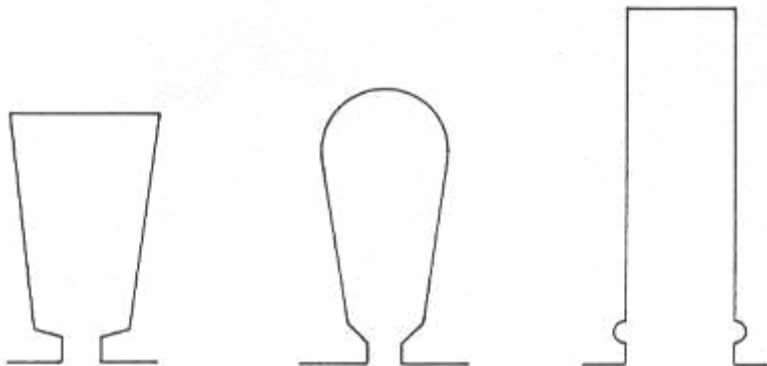


Figura 1.3: formas de ranuras para núcleos de estator de motor de inducción.

DESARROLLO DE UN SISTEMA DE CONTROL DIGITAL EN
MALLA CERRADA PARA UN MOTOR DE INDUCCION.

En el primer caso, es posible insertar bobinas preformadas hechas de alambre magneto de sección cuadrada o rectangular, aisladas por completo antes de insertarlas. En el caso de ranuras semicerradas, se necesita recubrir la ranura con una capa de material aislante y luego insertar las bobinas devanadas previamente con alambre magneto de sección redonda en un modelo de dimensiones adecuadas y se emplea en motores de bajo voltaje y hasta de 300hp aproximadamente; el de bobinas preformadas se utiliza para potencias mayores o para voltajes superiores a 600V.

El núcleo del rotor también está formado por láminas de acero eléctrico punzonadas en la parte central (figura 1.4). Formas usuales empleados para ranuras del rotor.

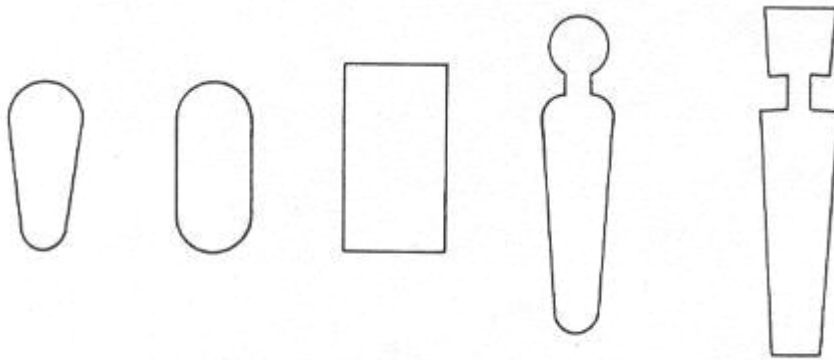


Figura 1.4 : formas de ranuras para núcleos de rotor tipo jaula de ardilla

En máquinas hasta de 300 ó 400hp la jaula del rotor comúnmente es una armazón fundida de aluminio de una sola pieza comprendida por las barras, los aros extremos, las aletas de enfriamiento y las protuberancias que facilitan el balance o equilibrio dinámico del rotor (figura 1.5).

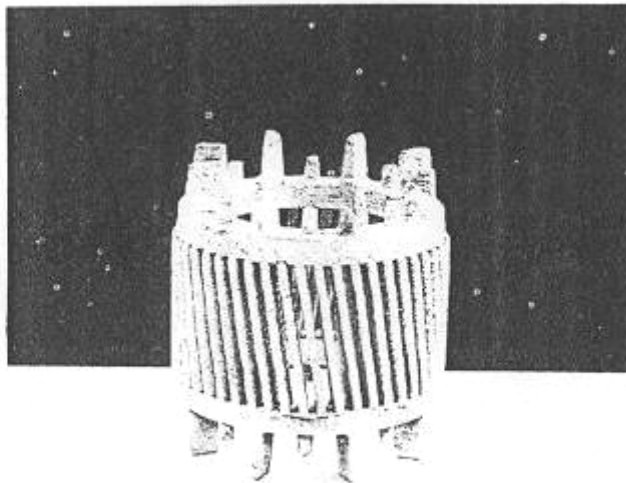


Figura 1.5: armazón fundido de aluminio para un rotor tipo jaula de ardilla.
(cortesía de Lumisistemas, S.A. México).

Generalmente, los rotores se someten a un tratamiento térmico que permite reducir las pérdidas superficiales y sirve para hacer un ensamblaje en caliente con el eje (o flecha).

CAMPO MAGNETICO ROTATORIO.

La figura 1.6(a) de abajo muestra una representación esquemática del estator de un motor trifásico de dos polos. En un motor real, el devanado de cada fase está distribuido en las ranuras del estator, pero el hecho de considerarlos concentrados como se indica en la figura no altera los resultados. Se representa la corriente trifásica que circula por las bobinas. La corriente en la fase A sólo puede producir una *fuerza magnetomotriz* (FMM) vertical hacia arriba o hacia abajo, según el sentido de la corriente. Igualmente, las fases B y C.

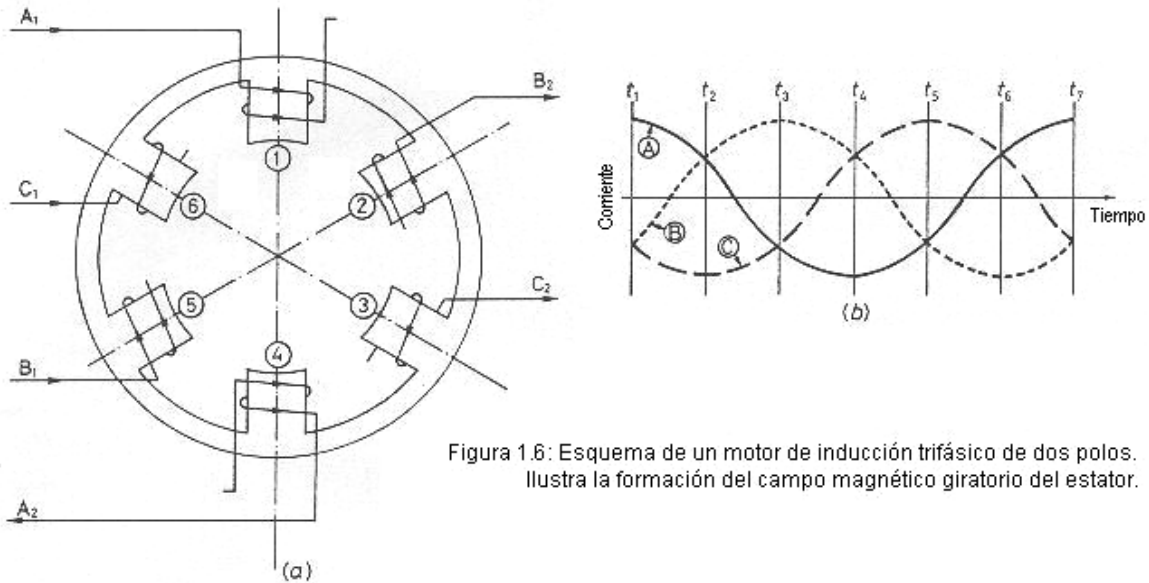


Figura 1.6: Esquema de un motor de inducción trifásico de dos polos. Ilustra la formación del campo magnético giratorio del estator.

Consideramos punto de partida a t_1 (figura 1.6b), la FMM de la fase A tiene su máxima intensidad en el sentido de arriba hacia abajo, las FMM de las fases B y C tendrán la mitad de la intensidad máxima y los sentidos indicados en el diagrama 1 de la figura 1.7. Sumando los tres fasores se obtiene uno solo dirigido de arriba hacia abajo.

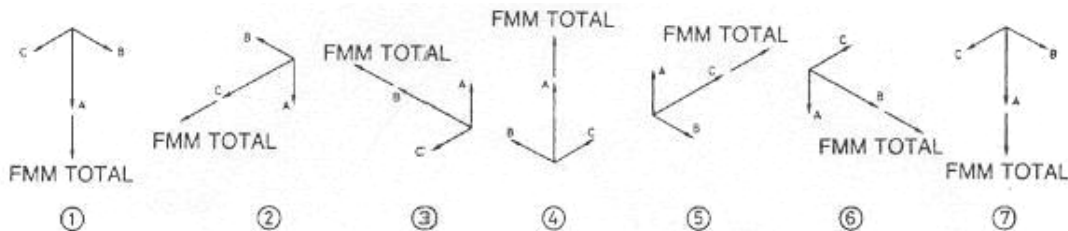


Figura 1.7: Combinación instantánea de los fasores de FMM de las fases (A, B, C), que da por resultado una FMM total constante que gira en el sentido del reloj.

En el punto t_2 de la figura 1.6 en el inciso (b), la intensidad en la fase A se ha reducido a la mitad, la fase B tiene la misma intensidad, pero dirección opuesta al punto t_1 y la fase C su máxima intensidad; la suma de los tres fasores tendrá la misma dirección que el fasor C. Analizando los puntos t_3 , t_4 , t_5 y t_6 , el fasor mencionado seguirá girando 60° en cada caso completando una vuelta hasta el punto t_7 (coincidente con t_1), constituyendo un ciclo completo de variación de la corriente de la fase A. Concluimos que al ser alimentados con una tensión trifásica equilibrada, los tres devanados producen una fuerza magnetomotriz constante girando uniformemente y produciendo un campo magnético igualmente constante, a la misma velocidad.

La velocidad de rotación $n\sigma$ en revoluciones por segundo (rps) es numéricamente igual a la frecuencia f , y la velocidad $n\sigma$ en revoluciones por minuto (rpm) es entonces:

$$n\sigma = 60f$$

En un motor de dos polos o más, la velocidad del campo magnético es igual

$$n_s = \frac{60f}{p/2} = \frac{120 \times f}{p}$$

donde:

P = número de polos.

La velocidad con la que gira el campo magnético ($n\sigma$) es la *velocidad síncrona* y sólo se puede cambiar si se modifica la frecuencia o el número de polos.

DESARROLLO DEL PAR DE ROTACION EN UN MOTOR DE INDUCCION.

El campo magnético en movimiento genera una fuerza electromotriz que hace circular una corriente en cada barra. La mitad de las barras conducen en un sentido y la otra mitad en sentido opuesto. Según el sentido de la corriente y del campo magnético que rodea las barras producirá una fuerza tangencial haciendo girar el rotor. El efecto total es el *par de rotación*. (Figura 1.8).

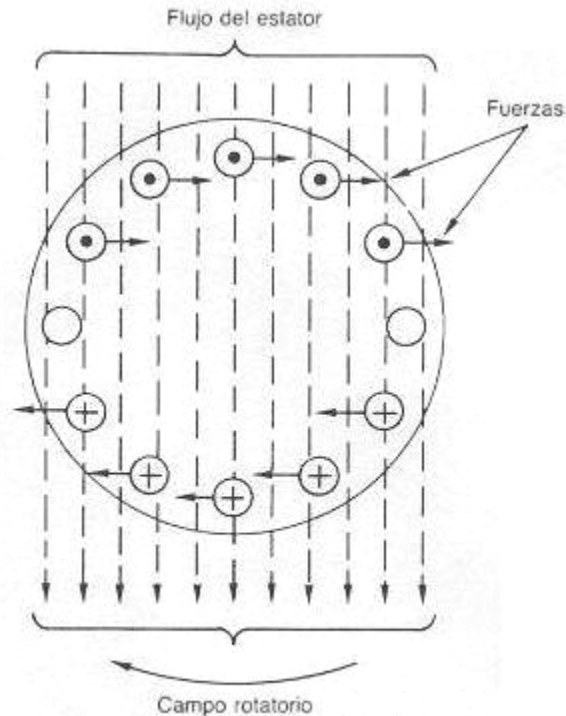


Figura 1.8: fuerzas inducidas en las barras del rotor por efecto electromagnético.

Un motor de inducción opera a velocidades inferiores a la del campo magnético o síncrona. La diferencia entre la velocidad del campo (n_s) y la

$$s = \frac{n_s - n_r}{n_s} \times 100$$

velocidad real del rotor (n_r) es el *deslizamiento* (S)

CURVAS CARACTERISTICAS.

Para cualquier carga y velocidad, la corriente está localizada, como diagrama. El diagrama circular que permite graficar el comportamiento completo de un motor a partir de tres juegos de lecturas:

- 1) Corriente, tensión y potencia sin carga (en vacío)
- 2) Corriente, tensión y potencia a rotor bloqueado
- 3) Resistencia óhmica del devanado del estator a una temperatura determinada

DIAGRAMA DE SATURACION SIN CARGA.

Se obtiene haciendo funcionar el rotor sin carga aplicada a su eje (o flecha). Se varia la tensión de alimentación desde un 30 ó 40% de sobretensión hasta el valor mínimo en que la máquina siga trabajando. Para cada valor de tensión se obtienen las lecturas correspondientes de amperes y watts, y se trazan las curvas indicadas en la figura 1.9.

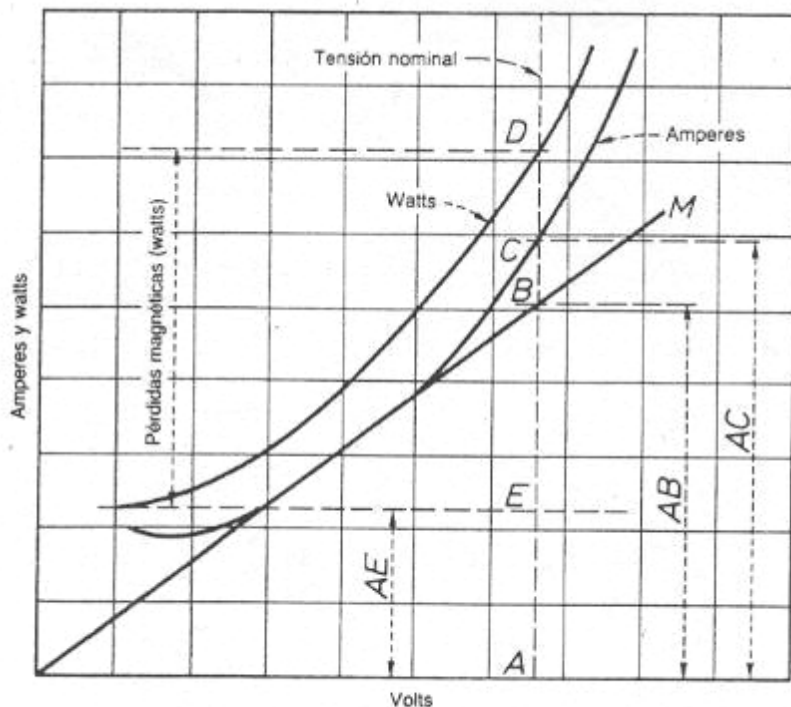


Fig. 1-9 Diagrama de saturación sin carga.

Con estas gráficas es posible deducir los siguientes valores:

- 1) Corriente magnetizante sólo para el entrehierro, la cual corresponde a la ordenada AB levantada en el punto de voltaje o tensión nominal hasta la tangente (M) a la curva de amperes que pasa por el origen.
- 2) Corriente magnetizante para el entrehierro y el hierro (ordenada AC).
- 3) El factor de saturación, cociente de AC entre AB, indica el grado al que se trabaja el material magnético (acero o hierro).
- 4) Perdidas mecánicas (por fricción), ordenada AE.
- 5) Pérdidas magnéticas en el hierro, ordenada ED.

Se denominan *pérdidas constantes* de la máquina (4 y 5). Las curvas son de utilidad para estimar el factor de potencia y la eficiencia (o rendimiento) a diferentes cargas.

DIAGRAMA DE SATURACION A ROTOR BLOQUEADO.

Los diagramas se trazan tomando lecturas de tensión, corriente y potencia mientras se aplica un freno al eje para evitar el giro del motor. Las curvas de saturación a rotor bloqueado proporcionan directamente el valor de la impedancia del motor (Fig.1.10).

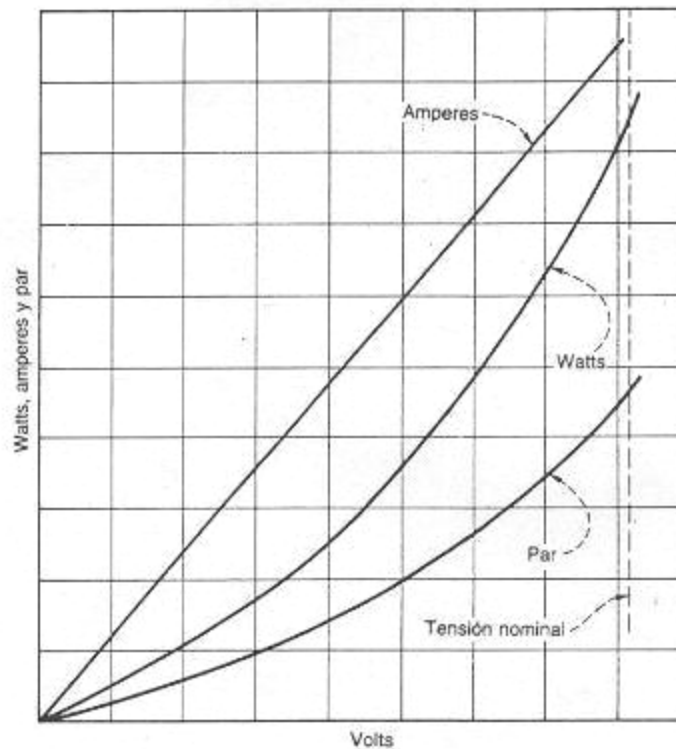


Figura 1.10 Diagrama de saturación a rotor bloqueado.

DIAGRAMA DE OPERACION.

De las lecturas obtenidas en las pruebas sin carga y a rotor bloqueado a tensión nominal, y el valor de la resistencia del estator, se determina eficiencia, factor de potencia y velocidad como función del par, con excepción del aumento de temperatura.

El análisis de las curvas de un diagrama de operación (Fig. 1.11) permite deducir hechos de gran utilidad para la correcta aplicación de un motor.

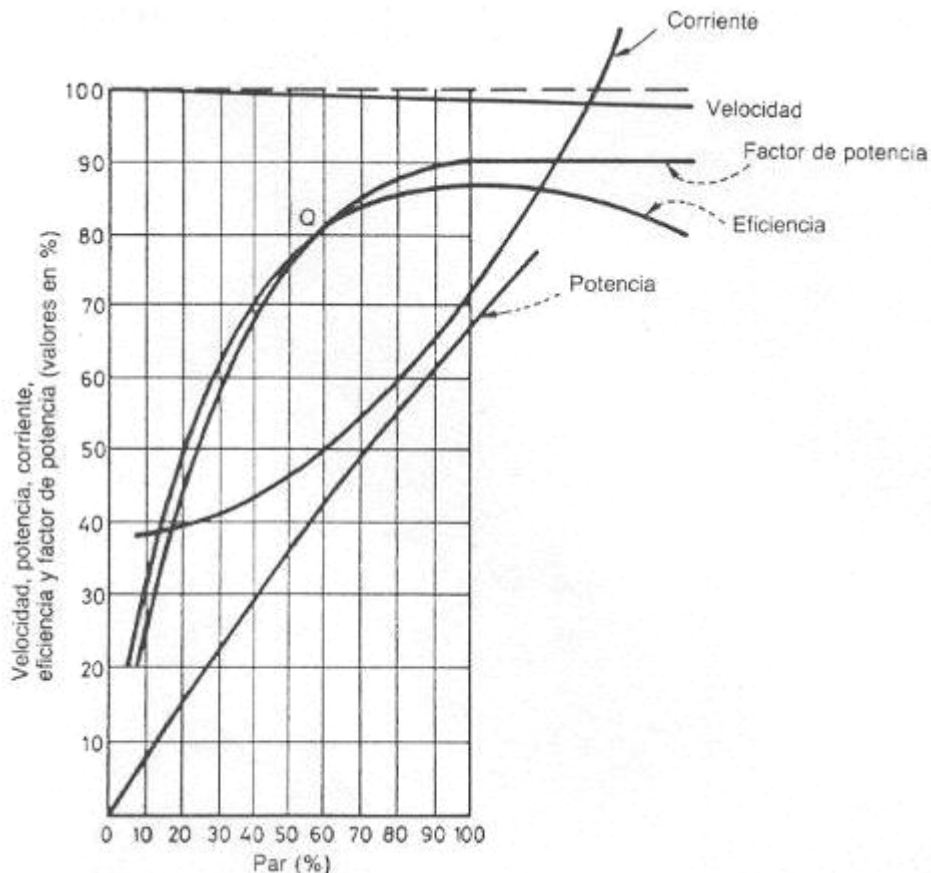


Figura 1.11: Diagrama de operación

CARACTERISTICAS PAR – VELOCIDAD.

Modificando el diseño de un motor tipo jaula de ardilla es posible controlar la corriente y el par de arranque. Dentro de las normas **NEMA** (National Electrical Manufacturers Association) estos diseños se agrupan en cuatro clasificaciones principales.

1. Motores de par normal y corriente de arranque normal (diseño NEMA A).
2. Motores de par normal y baja corriente de arranque (diseño NEMA B).
3. Motores de alto par y baja corriente de arranque con doble jaula en el rotor (diseño NEMA C).
4. Motores de alto deslizamiento (diseño NEMA D).

Existen variantes de motores, como de baja resistencia en el arranque que toman una corriente 8 o 10 veces mayor que la de plena carga. Tienen alta

eficiencia y se aplican frecuentemente en cargas de operación continua, como ventiladores, máquinas-herramientas, bombas y grupos motor-generator.

Los tipos básicos de motores mencionados se derivan de la norma NEMA MG1-1.16. Las curvas par-velocidad para cada tipo (o diseño NEMA) se muestran en la figura 1.12.

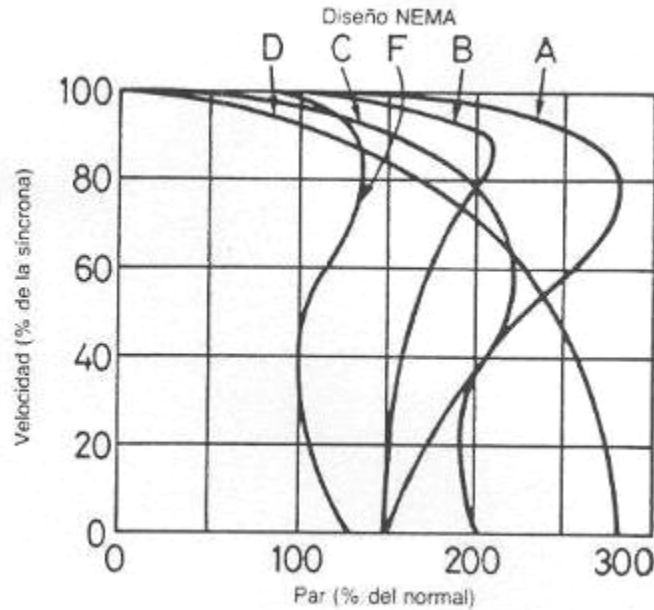


Figura 1.12: Curvas velocidad-par correspondientes a los distintos diseños NEMA.

En la figura 1.13 se indica la variación de la potencia con la velocidad.

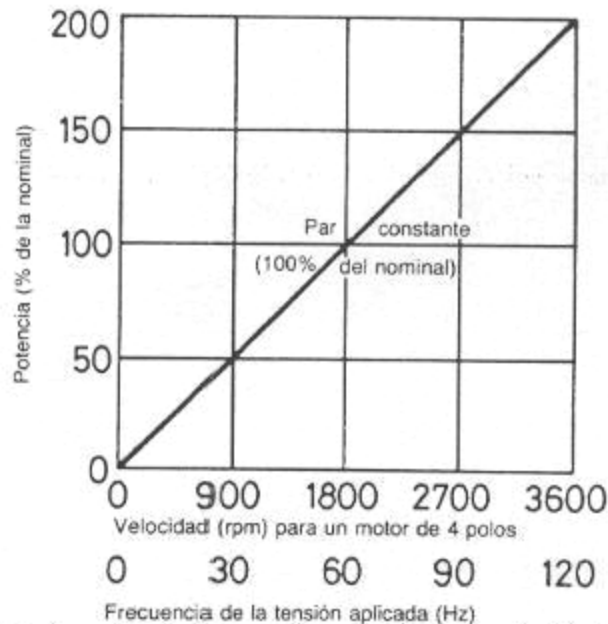


Figura 1.13: La potencia de un motor aumenta con la velocidad. Sin embargo, el par permanece constante, y es esencial que no varíe la relación de voltaje a frecuencia

El par nominal (de plena carga) es igual al de los diseños A y B mencionados más adelante. Tiene una jaula doble; una jaula cercana a la periferia del rotor, que tiene alta resistencia y baja reactancia; y la otra dentro de aquella y que tiene baja resistencia y alta reactancia. En operación la reactancia disminuye a medida que aumenta la velocidad del rotor y decrece la frecuencia del voltaje inducido en las barras.

MOTORES DE ROTOR DEVANADO.

Si puede variarse la resistencia del circuito secundario o del rotor de un motor de inducción, se pueden obtener diferentes curvas de operación (Fig. 1.14).

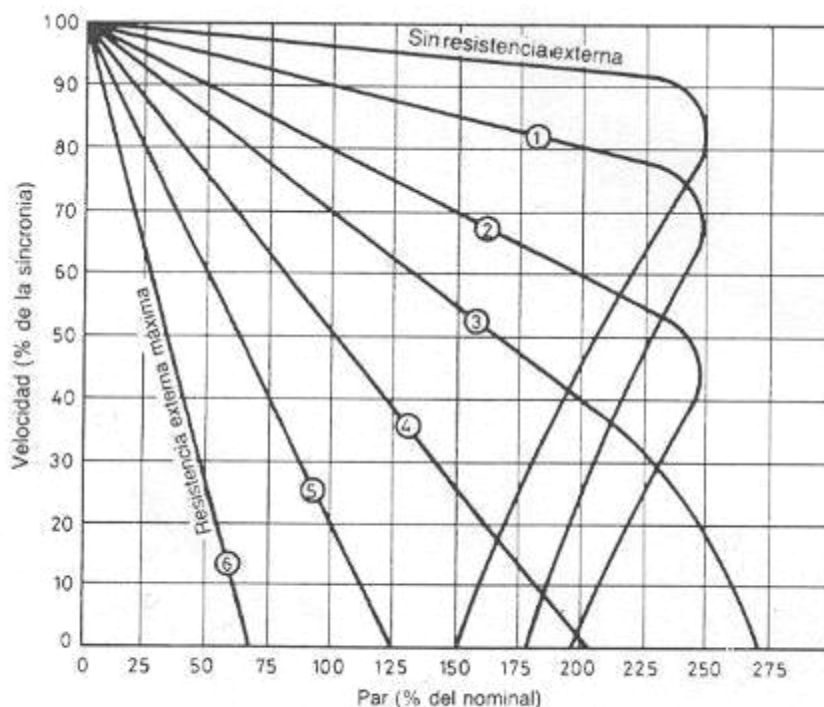


Figura 1.14 : efecto del cambio de resistencia, en el secundario de un motor de inducción.

La adición de resistencia permite variar el par de arranque del motor, no modificar el par máximo, el valor queda fijado por la reactancia local (o de dispersión) del primario y del secundario.

AUMENTO DE TEMPERATURA (CALENTAMIENTO).

Todos los materiales aislantes son afectados por el calor, que los envejece y deteriora gradualmente; el aislamiento falla o pierde por completo sus propiedades dieléctricas.

El método típico para determinar el aumento de temperatura de un motor consiste en medir la resistencia del devanado R1 a la temperatura ambiente T1 y a la temperatura nominal de operación T2. La temperatura nominal de operación se calcula:

$$T_2 = \frac{R_2}{R_1} (234.5 + T_1) - 234.5$$

La evaluación de temperatura (T1- T2) permisible para las diferentes clases de aislamiento se indica en la tabla.

<i>Clase de aislamiento</i>	<i>105</i>	<i>130</i>	<i>155</i>	<i>180</i>
Temperatura ambiente (°C)	40	40	40	40
Aumento de temperatura (medido por resistencia) (°C)	60	80	105	125
Margen para el punto más caliente (°C)	5	10	10	15
Temperatura del punto más caliente (°C)	105	130	155	180

FACTOR DE SERVICIO.

La placa de un motor señala un factor, este factor indica la capacidad de sobrecarga del motor a la tensión y frecuencia nominales.

La carga del motor es igual a su potencia nominal multiplicada por el factor de servicio, entonces la eficiencia, el factor de potencia y la velocidad serán diferentes de los valores especificados al 100% de carga.

El aumento de temperatura cuando el motor opera a su factor de servicio, puede observarse en la gráfica respectiva que al 115% de carga el motor operaría 10°C por encima del aumento de temperatura indicado en la tabla anterior, limitando la duración del motor.

VARIACION DE TENSION Y FRECUENCIA.

Un motor debe tener cierta reserva de capacidad que le permita operar satisfactoriamente:

1. A una tensión un 10% por encima o por debajo de la nominal o
2. Con una variación combinada de voltaje y frecuencia que no exceda del 10%, y la variación de frecuencia no sea superior al 5%.

En condiciones diferentes de las nominales, los valores de eficiencia, factor de potencia, elevación de temperatura, etc. Serán diferentes de los garantizados por el fabricante para la operación nominal.

Si un motor opera con una sobrecarga equivalente a su factor de servicio, no pueden admitirse simultáneamente variaciones de tensión y de frecuencia.

1.2.b) CONTROL DE LAS CARACTERISTICAS DE LOS MOTORES POR MEDIO DEL DISEÑO DEL ROTOR DE JAULA DE ARDILLA.

La figura, 1.15a muestra la laminación de un rotor típico y que muestra a la vez la sección transversal de las barras en el rotor. Tal diseño tendrá una resistencia baja (debido a su sección transversal grande) y una reactancia de dispersión baja. Dada la resistencia baja del rotor, el momento de torsión máximo estará bastante cerca a la velocidad sincrónica y el motor será bastante eficiente.

La figura 1.15d muestra la sección transversal del rotor de un motor de inducción con barras pequeñas localizadas cerca de su superficie. Como el área de la sección transversal de las barras es pequeña, la resistencia del rotor es relativamente alta y por estar las barras localizadas cerca del estator, la reactancia de dispersión también es pequeña. Dado que la resistencia del rotor es grande, este motor tiene un momento de torsión máximo que se presenta con deslizamiento alto y su momento de arranque es bastante alto.

La figura 1.15c muestra una vista de la sección transversal de un rotor de doble jaula. Consiste en un juego de barras de resistencia grande y baja, enterradas profundamente en el rotor y un juego de barras pequeño y de alta resistencia, situado cerca a la superficie del rotor. La resistencia del rotor es bastante alta y produce un momento de torsión grande. Sin embargo a velocidades de funcionamiento normales, ambas barras cumplen su función y la resistencia es casi tan baja como en un rotor de barra profunda.

Es posible producir una gran variedad de curvas de momento de torsión-velocidad, variando las características del rotor de los motores de inducción.

NEMA en Estados Unidos y la Internacional Electrotechnical Comisión (IEC) en Europa, tienen definidos una serie de diseños normalizados con diferentes curvas de momento de torsión-velocidad.

DISEÑO CLASE A.

Los motores de diseño clase A son los motores de diseño normales, con un momento de arranque normal, una corriente de arranque normal y bajo deslizamiento. El deslizamiento a plena carga de los motores de diseño A debe ser menor del 5% y menor que los de diseño B en condiciones equivalentes. El momento de torsión máximo está entre 200% y 300% del momento de torsión a plena carga y sucede a bajo deslizamiento (menos del 20%). El momento de

torsión de arranque de este diseño es por lo menos el momento de torsión nominal, para los motores más grandes, y de 200% o más del momento de torsión nominal, para los motores más pequeños.

El principal problema de este diseño es su alto valor de la corriente durante el arranque. Estando los flujos de corriente entre el 500% y el 800% de la corriente nominal. En tamaños por encima de unos 7.5 Hp, se debe utilizar alguna forma de arranque de voltaje reducido para controlar los problemas de la caída de voltaje en el sistema de potencia al cual están conectados, durante el arranque. Anteriormente los motores de clase A eran utilizados para la mayor parte de aplicaciones entre 7.5Hp y 200 Hp, pero se han reemplazado por motores de diseño clase B. Las aplicaciones típicas para estos motores son los ventiladores, abanicos, bombas, tornos y otras máquinas-herramientas.

DISEÑO CLASE B.

Los motores de diseño clase B tienen un momento de torsión de arranque normal, una corriente de arranque más baja y un deslizamiento bajo. Este motor produce aproximadamente, el mismo momento de arranque de los motores clase A, con cerca de un 25% menos de corriente. El momento de torsión máximo es mayor o igual al 200% del momento de carga nominal pero menor que el diseño de clase A, en razón del aumento de la reactancia del rotor.

El deslizamiento del rotor es aun relativamente bajo (menos del 5%) a plena carga. Las aplicaciones son similares a aquellas del diseño clase A, pero se prefiere el diseño clase B por las menores exigencias de corriente de arranque. Los motores de diseño clase B han reemplazado considerablemente en las instalaciones modernas a los de clase A.

DISEÑO CLASE C.

Los motores de diseño clase C tienen un momento de torsión de arranque alto, con corriente de arranque baja y bajo deslizamiento (menos del 5%) a plena carga. El momento de torsión máximo es ligeramente más bajo que el de los motores de clase A, y el momento de torsión de arranque hasta un 250% del momento a plena carga.

Estos motores se fabrican con rotores de doble jaula por lo que son más costosos que los motores de las clases anteriores. Se usan para cargas que requieren un alto momento de arranque, tales como bombas cargadas, compresores y bandas transportadoras.

DISEÑO CLASE D.

Los motores de diseño clase D tiene un momento de torsión de arranque muy alto (275% o más del momento de torsión nominal) y una corriente de arranque de inducción comunes, de clase A pero con las barras del rotor más

pequeñas y hechos de un material de más alta resistencia. La alta resistencia del rotor hace que el momento de torsión máximo se presente a muy baja velocidad. Incluso es posible que el momento de torsión más alto ocurra a velocidad cero (100% de deslizamiento).

El deslizamiento a plena carga para estos motores es bastante alto en razón de la alta resistencia del rotor, la que por lo general tiene de un 7 a un 11%, llegando hasta 17% o más. Estos motores se usan en aplicaciones que requieren aceleración de cargas de tipo inercia extremadamente altas, especialmente grandes volantes usados en prensas punzónadoras o grúas de tijera. En tales aplicaciones, estos motores aceleran un gran volante hasta su máxima velocidad, para luego impulsar a la perforadora. Después de la operación de perforación, el motor reacelera el volante por un periodo de tiempo razonablemente largo para la siguiente operación.

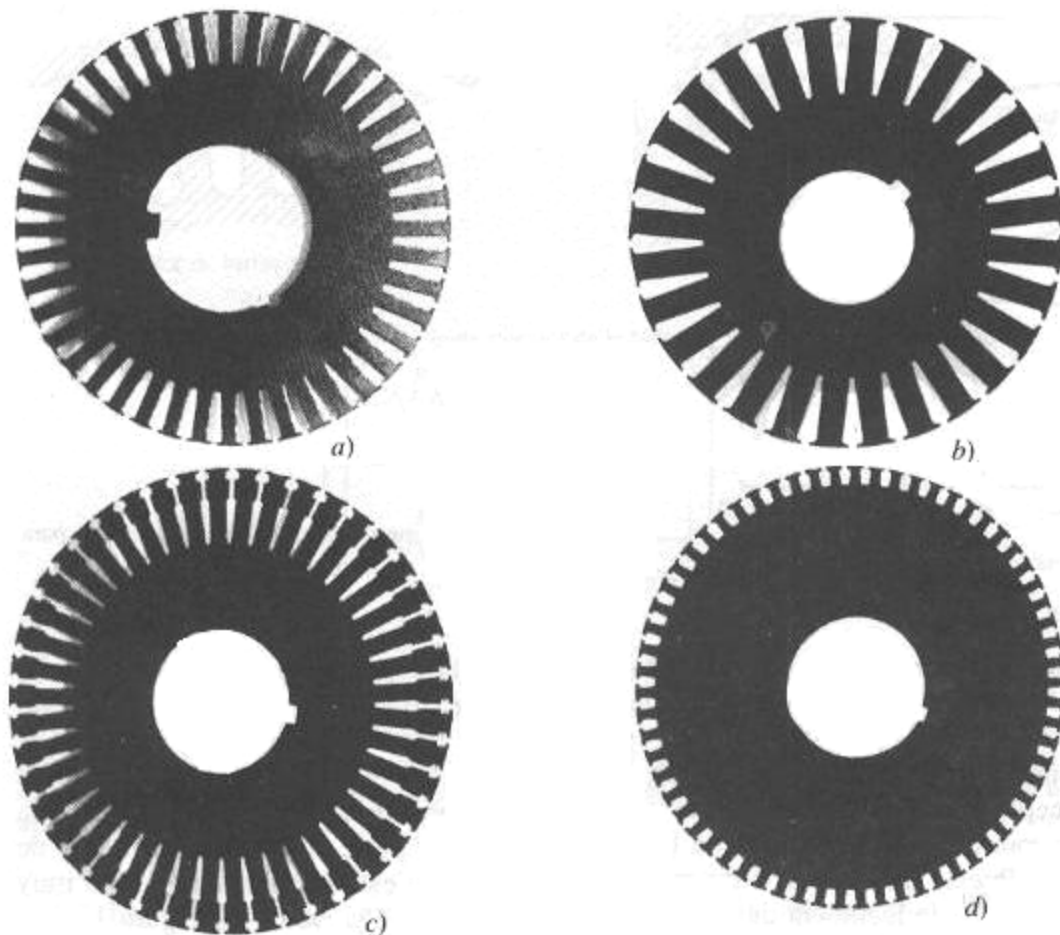


Figura 1.15: Laminaciones de rotores Típicos de jaula de ardilla de un motor de inducción, que muestra la sección transversal de las barras del rotor: a) Diseño de NEMA clase A; varillas grandes cercanas a la superficie. b) Diseño de NEMA clase B; barras de rotor grandes, profundas. c) Diseño de NEMA clase C; diseño de rotor de doble jaula. d) Diseño de NEMA clase D; barras pequeñas cercanas a la superficie. (Cortesía de Magne Tek, Inc.)

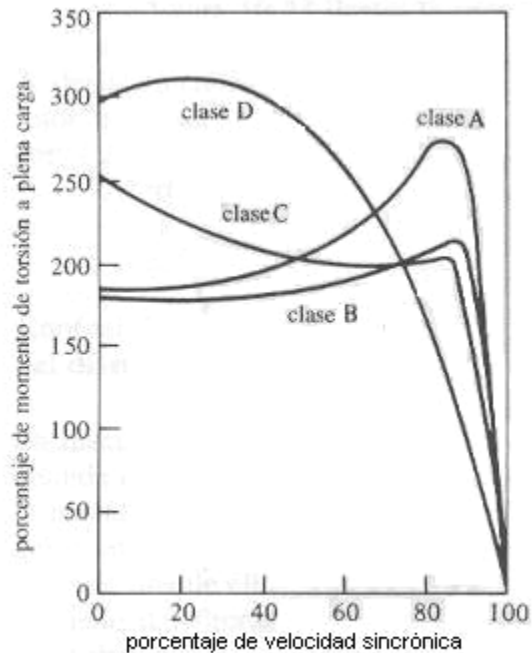


Figura 1.16: Curvas típicas de momento de torsión-velocidad, para diferentes diseños de rotor.

Además de estas cuatro clases de diseños, NEMA acostumbraba reconocer las clases de diseño E y F, llamadas de arranque suave de los motores de inducción. Sin embargo estos diseños se distinguieron por tener muy bajas corrientes de arranque y se usaron para cargas de momento de arranque bajo, en situaciones donde las corrientes de arranque eran un problema. Estos diseños pues están obsoletos hoy en día.

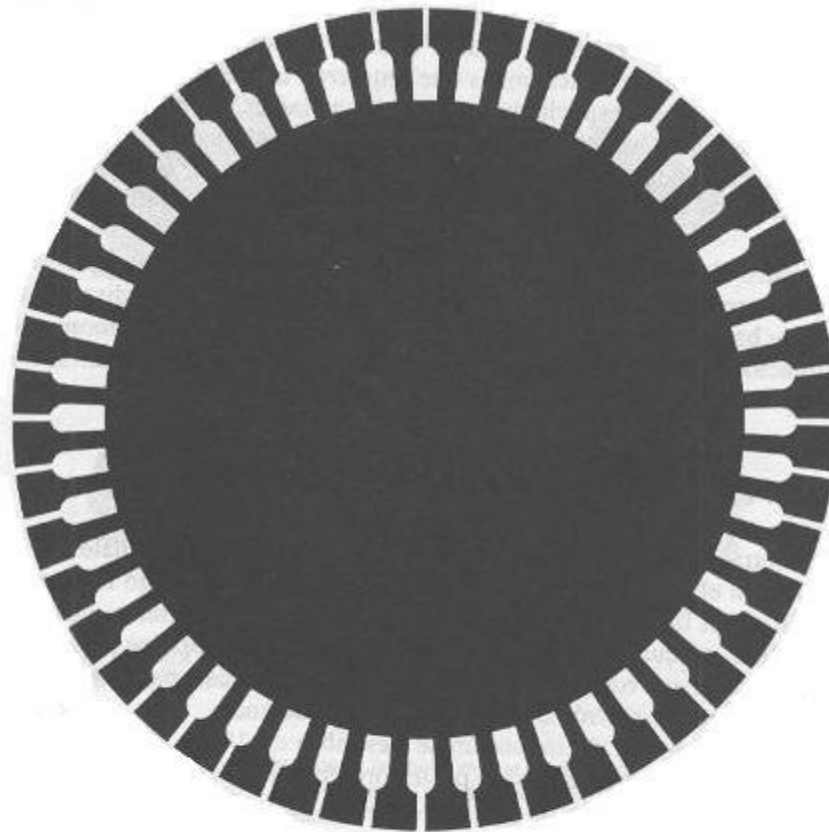


Figura 1.17: Corte transversal de un rotor, que muestra la construcción del anterior diseño clase F del motor de inducción. Como las barras del rotor están enterradas profundamente, tienen una muy alta reactancia de dispersión. La alta reactancia de dispersión reduce el momento de torsión y la corriente de arranque de este motor, por lo cual se le denomina diseño de arranque suave. (Cortesía de Magne Tek, Inc).

1.3 CONTROL DE VELOCIDAD DE MOTORES DE INDUCCION.

SISTEMAS DE CONTROL DE VELOCIDAD DE MOTORES.

En la mayoría de las situaciones industriales, los motores son operados directamente de las líneas de alimentación de corriente alterna o corriente directa. Es decir las terminales de los devanados del motor están conectadas directamente a las líneas que entregan la corriente eléctrica. En estas situaciones, el funcionamiento del motor está determinado por la naturaleza de la carga mecánica conectada a su eje. Si la carga es fácil de manejar el motor tenderá a entregar un par relativamente pequeño, y girará a alta velocidad, si la carga es difícil de manejar, el motor tenderá a entregar un gran par, y girará a baja velocidad. Lo importante es que el funcionamiento del motor está determinado por su carga (para un voltaje de alimentación fijo), y el operador no tiene control sobre su operación.

Sin embargo, en las situaciones industriales modernas, hay muchas aplicaciones que requieren que el operador sea capaz de intervenir para controlar

la velocidad del motor. Dicho control generalmente es realizado con tiristores. La combinación del motor, los tiristores, controladores, y los componentes electrónicos asociados se conocen como Sistema de control de velocidad o sistema operador.

CONTROL DE LA VELOCIDAD DE LOS MOTORES DE INDUCCION.

La característica par motor-velocidad representada en la fig. 1.18 es típica para una máquina de alto rendimiento alimentada a tensión y a frecuencia constantes. El margen de velocidad desde el funcionamiento en vacío o sin carga hasta la de carga en que se produce el atascamiento o paro del motor es sólo del 10% de la velocidad síncrona. Se han ideado varios procedimientos para conseguir que su velocidad sea ajustable.

Los principios en que se basa la regulación de velocidad están relacionados con el ajuste de las tensiones del estator y del rotor, el cambio de polos y la variación de frecuencia. Los métodos de regulación de velocidad se pueden enumerar como sigue:

- Frecuencia de suministro o alimentación.
- Cambio de polos (o modulación de amplitud de polo).
- Variación de la tensión de alimentación (o impedancia adicional de estator).
- Inyección de tensión en el rotor.
- Resistencia en el rotor.
- Acoplamiento en cascada.
- Motores de colector.
- Sistemas de tiristores.

Los primeros seis métodos se pueden clasificar como convencionales, al igual que los fundamentos o principios generales.

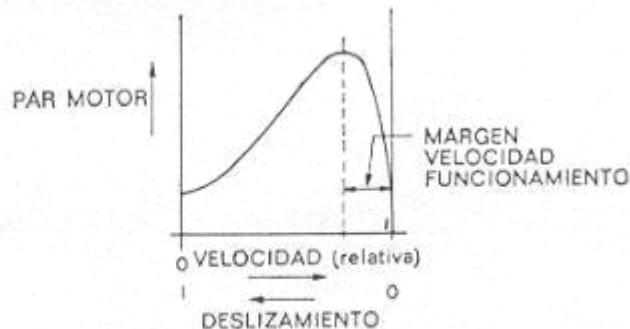


Figura 1.18: Características par motor- velocidad de un motor de inducción.

Una carga mecánica rotatoria tiene que ser accionada partiendo del reposo hasta que alcance la velocidad de régimen. El ciclo del servicio de la carga puede comprender un cambio de velocidad, una inversión de velocidad, un cambio de posición y, un retorno a una determinada condición inicial en el tiempo más corto posible. Los motores de inducción son máquinas relativamente baratas y robustas, que pueden ser construidas con o sin anillos rozantes o colectores; y en estos hay que prestar atención al estudio de la regulación del motor de inducción en cuanto al arranque, frenado, inversión de velocidad, cambio de velocidad y control de posición.

El tiristor, es deseable que reemplace los elementos convencionales de regulación de los motores de inducción, por tener una vida más larga y no contener partes móviles.

El volumen de un motor es, aproximadamente proporcional al par motor nominal. Como la potencia de salida es proporcional al par y a la velocidad, cuanto más alta sea ésta más pequeño será el motor.

Un motor de inducción es en esencia de velocidad fija, generalmente su velocidad de operación no difiere más de un 5% del valor de la velocidad síncrona, definida por el número de polos y la frecuencia de la fuente de alimentación:

$$\text{velocidad síncrona en rpm} = \frac{120f}{p}$$

f= frecuencia en Hz del voltaje aplicado al estator

p= número de polos del devanado del motor

Si se trata de incrementar el deslizamiento para hacer que el motor funcione a más baja velocidad, las pérdidas en el rotor se incrementan y la eficiencia se reduce; solo hay dos variables que afectan la velocidad: la frecuencia y el número de polos. Si se desea variar la velocidad es necesario modificar uno de estos parámetros.

El rotor de los motores de inducción gira un poco menor, que la velocidad síncrona del campo rotatorio.

En el control electrónico de velocidad de los motores de alterna, la frecuencia del voltaje aplicado al estator se varía para cambiar la velocidad síncrona. El cambio en la velocidad síncrona produce un cambio en la velocidad del eje del motor.

Hay dos formas de obtener un voltaje de alterna de frecuencia variable para un sistema operador de un motor de Corriente Alterna:

- a) cambiando potencia directa en alterna de frecuencia variable. Un circuito que puede hacerlo es denominado **inversor**.
- b) Cambiando potencia alterna de 60 hz en alterna de frecuencia variable. Un circuito que pueda hacer esto es denominado **convertidor**.

Tanto los inversores como los convertidores se construyen con SCR. La idea de un inversor está ilustrada en la figura 1.19.

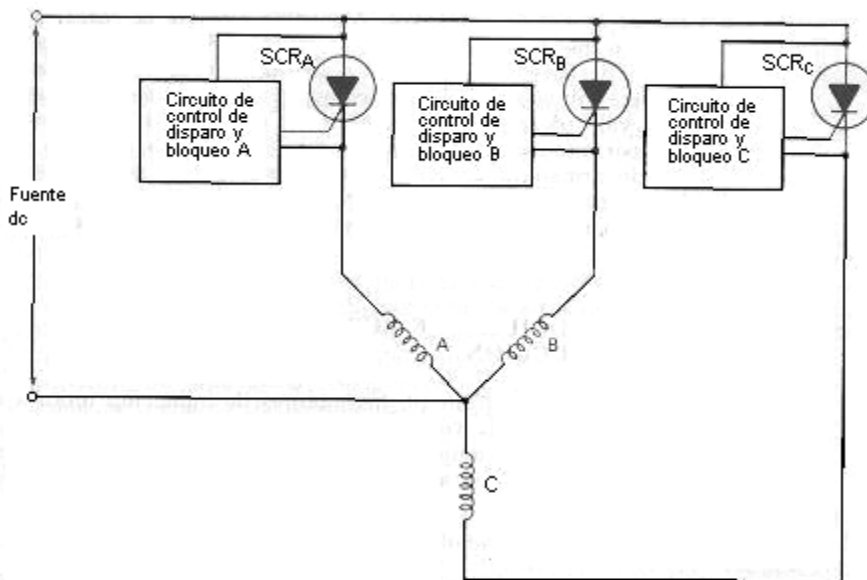


Figura 1.19: Motor de inducción manejado por un inversor trifásico.
La frecuencia efectiva entrega a los devanados del estator dependiendo de qué tanto tiempo permanecen en CONDUCCION los SCR.

Los tres SCR son cebados en secuencia, uno inmediatamente después de otro. Cada SCR es cebado y luego **bloqueado** por su circuito de control de disparo y bloqueo. De esta manera, el SCRA es cebado por su circuito de control y un cierto tiempo después es **bloqueado** por dicho circuito. En el instante que SCRA es **bloqueado**, el SCR_B es cebado por su circuito de control. El SCR_B permanece en conducción durante el mismo tiempo que el SCRA estuvo en conducción; luego es bloqueado. En el instante en que el SCR_B es bloqueado, el

SCRC es cebado por su circuito de control. Después de una cantidad de tiempo igual, el SCRC es **bloqueado** y el SCRA es cebado de nuevo y se repite el ciclo. Puede verse que la frecuencia efectiva del voltaje aplicado a los devanados del estator puede modificarse variando la cantidad de tiempo que un SCR es mantenido en conducción. Si el SCR permanece en conducción durante largo tiempo, la frecuencia efectiva del estator es baja, la velocidad sincrónica del campo rotatorio es baja, y el eje del motor gira lentamente. Si el SCR permanece en conducción sólo durante corto tiempo la frecuencia del estator se aumenta y la velocidad sincrónica aumenta, y la velocidad del eje del motor aumenta.

El funcionamiento de un convertidor de frecuencia variable básicamente es la misma que la de un inversor. La frecuencia del voltaje aplicado al estator se determina por la cantidad de tiempo que los SCR's se mantienen en conducción.

Una representación esquemática de un convertidor de media onda se muestra en la figura 1.20.

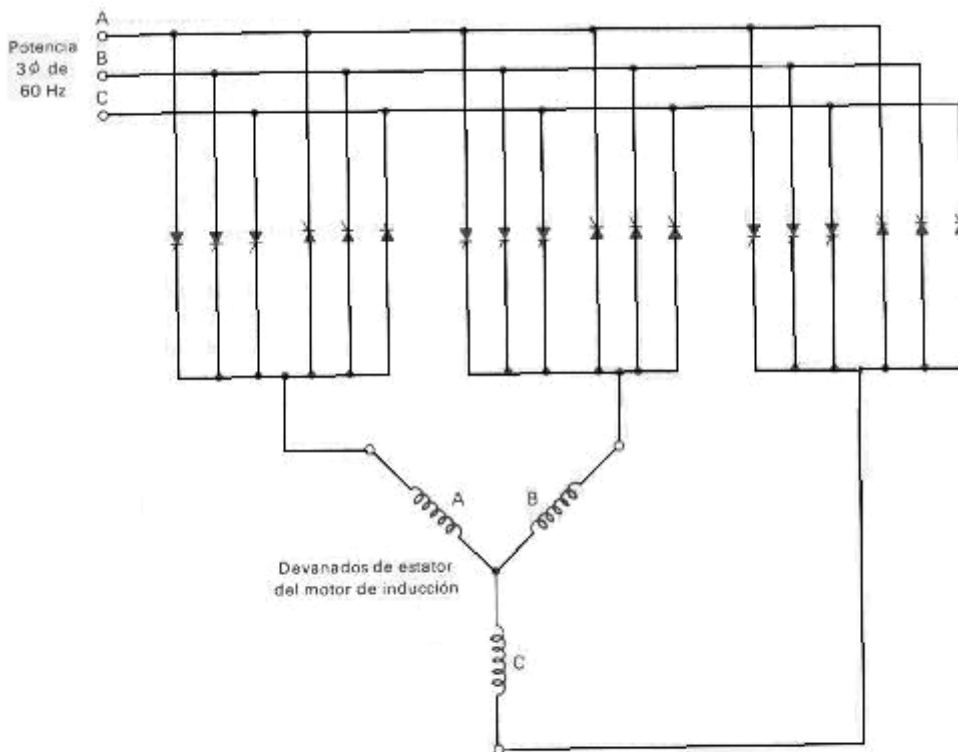


Figura 1.20: Distribución de un convertidor trifásico de media onda.
La frecuencia efectiva del estator puede variarse variando la
velocidad a la cual la tripleta de SCR son cebadas secuencialmente.

Notemos que se requiere como mínimo 18 SCR's para construir un convertidor de frecuencia variable. Los convertidores de onda completa son

aún más elaborados requiriendo 36 SCR's (y 36 circuitos de control de disparo y bloqueo) el cual es complejo.

Así pues, existen otros métodos utilizados para ajustar la velocidad de los motores de ca además de por la variación de la frecuencia de voltaje de estator. Por ejemplo, dos o más velocidades discretas fijas pueden obtenerse utilizando contactores para cambiar el número de polos del devanado del estator. Sin embargo, es necesario un diseño especial del devanado del estator con todas sus terminales disponibles fuera de la máquina.

Otro método consiste en utilizar un motor de inducción de rotor bobinado con armadura devanada convencional en lugar de la construcción del de jaula de ardilla ilustrado en la figura 1.21. Las terminales de fase del embobinado de armadura son enviados fuera de la máquina por medio de escobillas y anillos rozantes. Las terminales del devanado de armadura se conectan con un reostato trifásico, el cual se ajusta entonces para controlar la velocidad de rotación. Un aumento de la resistencia del reostato trifásico hace que la velocidad del motor disminuya, mientras que una disminución de la resistencia hace que la velocidad del motor aumente.

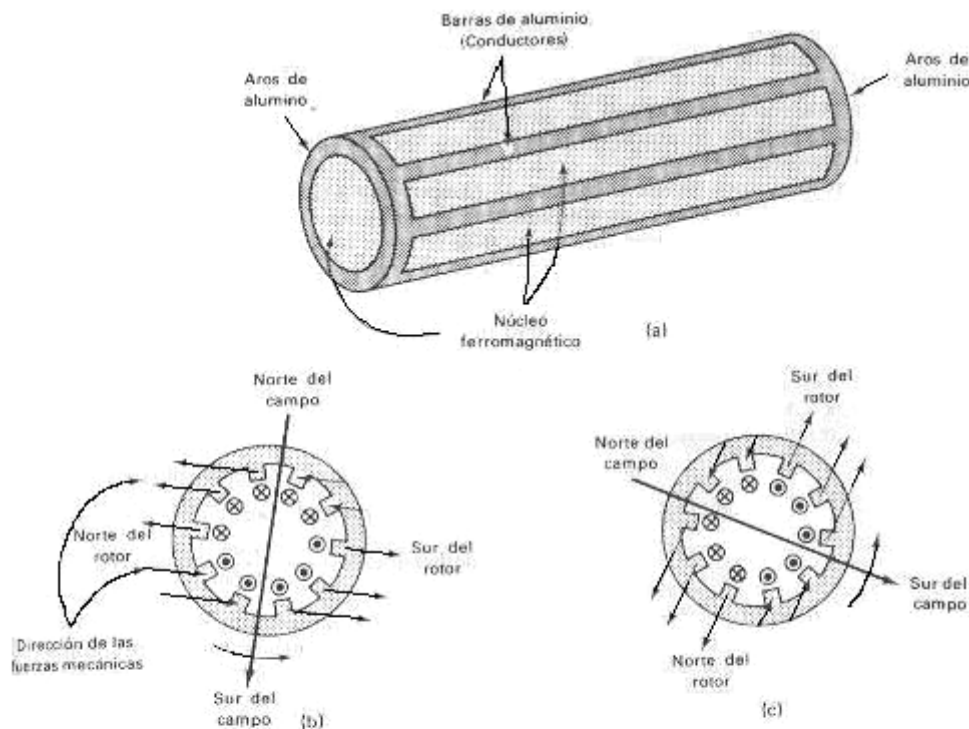


Figura 1.21: Rotor jaula de ardilla. (a) Vista isométrica del rotor, donde se muestran los anillos de aluminio conectados por barras de aluminio. Las barras están localizadas en ranuras practicadas en el núcleo magnético, (b) Vista de frente del rotor donde se muestran las direcciones instantáneas de las corrientes en las barras conductoras, conjuntamente con las direcciones instantáneas de la fuerza sobre las barras. Las direcciones son correctas solamente si el campo rota en el sentido contrario a las manecillas del reloj. (c) El mismo dibujo pero 90° eléctricos más tarde. Note que la flecha del campo ha rotado 90° con respecto a su posición en la parte (b).

Hasta el advenimiento de los accionamientos de estado sólido, los motores de inducción, en general, no fueron máquinas buenas para aplicaciones que requieran un considerable control de la velocidad. El límite de funcionamiento normal de un motor de inducción típico (diseño clases A, B y C) se limita a menos del 5% de deslizamiento y la variación de la velocidad sobre tal límite es más o menos directamente proporcional a la carga sobre el eje del motor. Aun si el deslizamiento fuese mayor, la eficiencia del motor sería muy deficiente, debido que las pérdidas en el cobre del rotor son directamente proporcionales al deslizamiento en el motor.

Existen dos técnicas por medio de las cuales puede controlarse la velocidad de un motor de inducción. Una es variar la velocidad síncrona, que es la velocidad de los campos magnéticos del estator y del rotor, porque la velocidad del rotor siempre permanece cercana a η_{sinc} . Otra es variar el deslizamiento del motor para una carga determinada.

Por lo cual las únicas formas de variar la velocidad síncrona de una máquina, son:

- Cambiando la frecuencia eléctrica y
- Cambiando el número de polos de la máquina.

El control del deslizamiento puede lograrse variando, la resistencia del rotor o la tensión de los bornes del motor

CONTROL POR MEDIO DEL NÚMERO DE POLOS.

Hay tres formas principales para cambiar el número de polos de un motor de inducción:

- El método de los polos consecuentes.
- Estatores con embobinados múltiples.
- Modulación de la amplitud polar (PAM).

El método de los polos consecuentes es bastante antiguo (1897) para el control de velocidad. Se basa en el hecho de que el número de polos de los embobinados del estator de un motor de inducción pueden cambiarse fácilmente por un factor de 2:1, simplemente con cambios en la conexión de las bobinas.

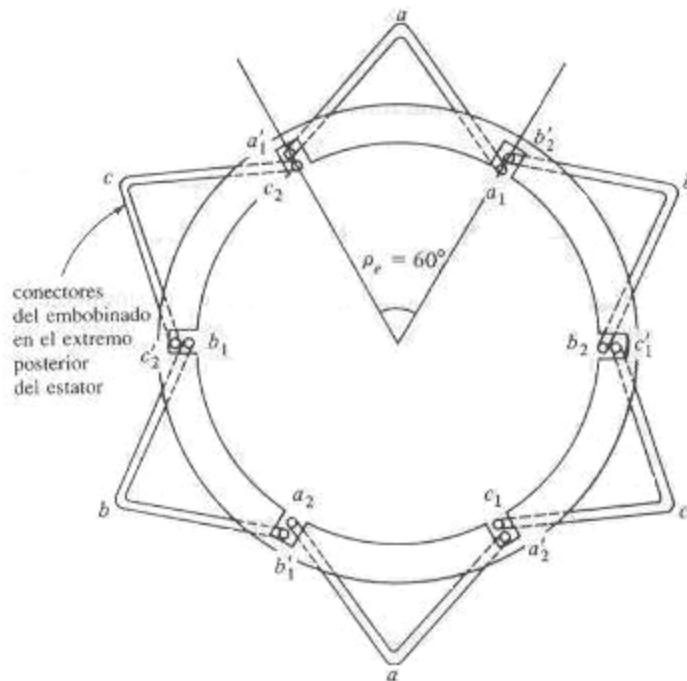


Figura 1.22: Embobinado de estator de dos polos, apropiado para cambio de polos. Obsérvese el paso tan pequeño del rotor de estos embobinados.

La figura 1.22 muestra un estator sencillo, de dos polos, de un motor de inducción, apropiado para el cambio de polos. Obsérvese que las bobinas individuales tienen un avance o paso corto (de 60° a 90°). La siguiente figura muestra la fase de estos embobinados por separado, para mayor claridad.

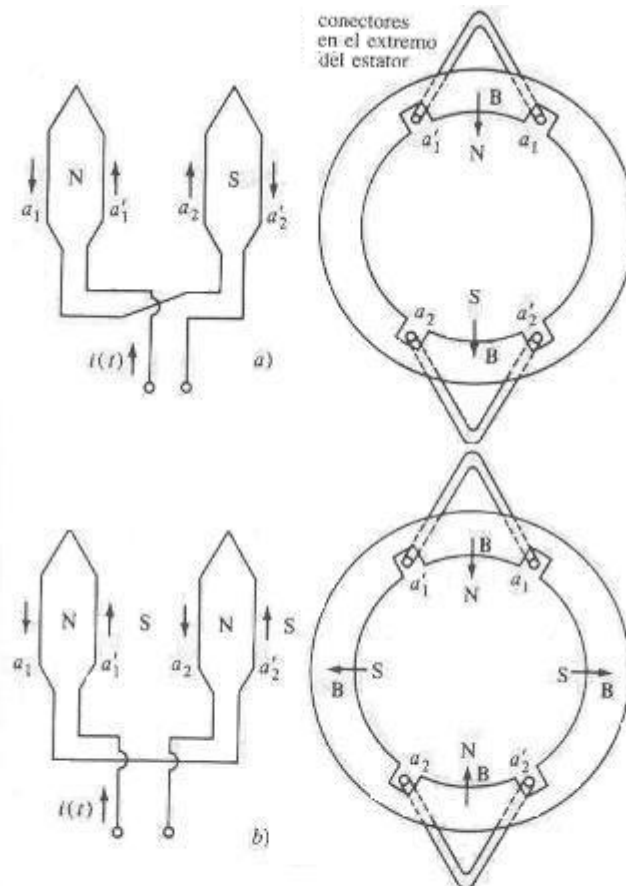


Figura 1.23: Vista interior de una fase de un embobinado en proceso de cambio del número de polos. a) En la configuración de dos polos, una bobina es polo norte y la otra es polo sur. b) Cuando la conexión en una de las dos bobinas se invierte, ambas son polo norte y el flujo magnético vuelve al estator, a puntos a mitad de camino entre las dos bobinas. Los polos sur se denominan polos consecuentes y el embobinado es ahora de cuatro polos.

La figura 1.23a muestra el flujo de corriente de la fase a de los embobinados del estator en una fracción de tiempo determinada, durante la operación normal. El campo magnético deja el estator en el grupo de la fase superior (polo norte) y entra al estator en el grupo de la fase inferior (polo sur). El embobinado está produciendo en esta forma dos polos magnéticos en el estator.

Suponiendo que la dirección del flujo de corriente en el grupo de la fase inferior del estator se invierte (figura 1.23b). Entonces el campo magnético dejará el estator, tanto en el grupo de la fase superior como el grupo de la inferior; siendo cada una un polo magnético norte. El flujo magnético de esta máquina debe regresar al estator por entre los dos grupos de fase, produciendo un par de polos sur magnéticos, consecuentes. Ahora el estator tiene cuatro polos magnéticos, el doble que tenía antes.

Cuando el motor se reconecta, en una operación para cambiar de dos a cuatro polos, el máximo momento de torsión resultante del motor de inducción podrá ser el mismo de antes (conexión de momento de torsión constante), puede ser la mitad de su valor anterior (conexión del momento de torsión según la ley de

los cuadrados, utilizada para ventiladores, etc.) o el doble de su valor anterior (conexión de potencia de salida constante), dependiendo de como se reordenen los embobinados del estator. La figura 1.24 muestra las posibles conexiones del estator y su efecto sobre la curva del momento de torsión-velocidad.

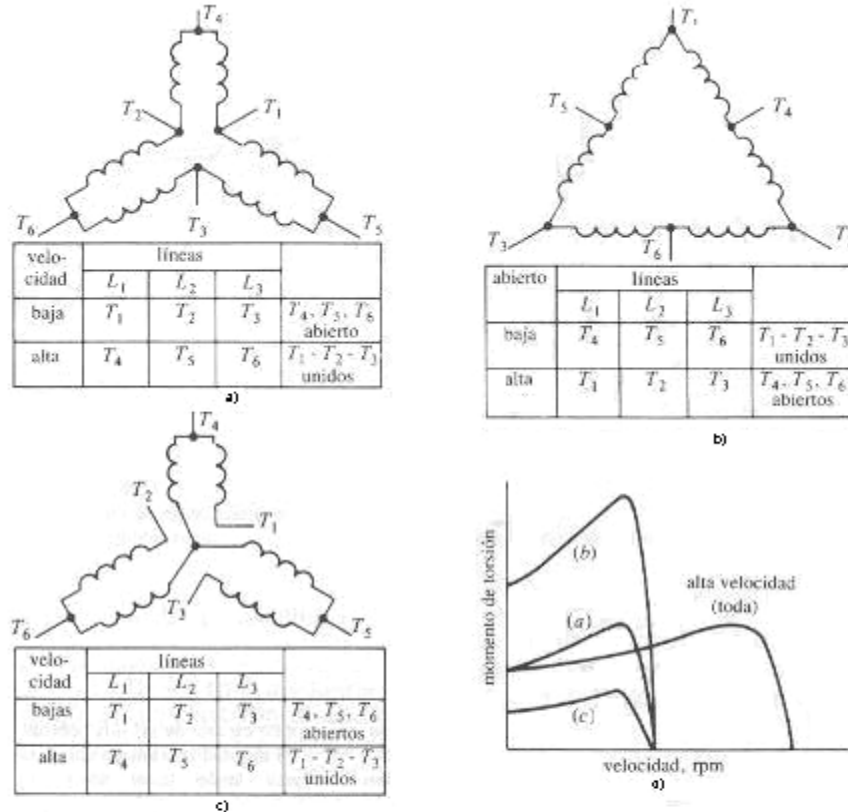


Figura 1.24: Posibles conexiones de las bobinas del estator en un motor de polos cambiantes, junto con las características resultante del momento de torsión-velocidad; a) Conexiones de momento de torsión constante; las capacidades del momento de torsión del motor permanecen aproximadamente constantes, tanto en la conexión de alta como en la de conexión de baja. b) Conexión de potencia constante: las capacidades de potencia del motor permanecen aproximadamente constantes, tanto en la conexión de alta velocidad, como en la baja. c) Conexión de momento de torsión de ventilador: las capacidades del momento de torsión del motor cambian con la velocidad en la misma forma que las cargas de tipo ventilador.

La principal desventaja del método del polo consecutivo para poder controlar la velocidad consiste en que la velocidad debe estar en relación 2:1. El método tradicional para superar esta limitación fue emplear embobinados múltiples en el estator, con diferente número de polos y energizar solamente un juego a la vez. Pero los embobinados múltiples en el estator aumentan el costo del motor.

Si se combina el método de los polos consecuentes con el de los embobinados múltiples en el estator, es posible construir un motor de inducción de cuatro velocidades. Por ejemplo con embobinados de cuatro y seis polos, independientes puede producirse un motor de 60 Hz, con posibilidad de marchar a 600, 900, 1 200 y 1 800 rpm.

En 1957 se inventó otra técnica para modificar el número de polos, se conoce como Modulación de la Amplitud Polar (PAM). El esquema de la modulación de la amplitud polar es una forma de lograr múltiples juegos de polos en un estator de embobinado sencillo, en donde el número de polos resultante puede estar en relación diferente de 2:1. Se muestran en la figura 1.25 diversas relaciones polares típicas, logradas con la técnica PAM. El cambio de número de polos en un embobinado se reduce a cosas tan sencillas como cambiar las conexiones en seis terminales, en la misma forma del método de los polos consecuentes. Los embobinados con modulación de amplitud polar se prefieren a los embobinados múltiples en los estatores, por haber logrado un motor de inducción con dos velocidades cercanas y porque el costo es tres cuartas partes del precio de dos embobinados por separado.

relación de números de polos	velocidades sincrónicas rpm	
	A 50 Hz	A 60 Hz
2:8	3000/750	3600/900
4:6	1500/1000	1800/1200
4:10	1500/600	1800/720
6:8	1000/750	1200/900
6:10	1000/600	1200/720
8:10	750/600	900/720
8:12	750/500	900/600
10:12	600/500	720/600

Figura 1.25: Relaciones típicas de polos que pueden lograrse por medio de la modulación de amplitud polar y las relaciones de velocidad sincrónica resultante.

La teoría de la modulación de la amplitud polar es muy complicada, pero se puede resumir de una manera sencilla. Cuando se combinan dos sinusoides de frecuencias diferentes (entre sí) en un aparato llamado mezclador, la energía de salida resultante contiene componentes con frecuencias iguales a la suma y a la diferencia de las dos frecuencias de entrada originales. Así si una señal de 100-kHz se multiplica (modula) por una señal de 1-kHz, las frecuencias de la corriente de salida del mezclador son 99 y 101 kHz.

En la modulación de la amplitud polar, este mismo principio se aplica a la distribución espacial de las ondas de fuerza magnetomotriz en el estator de la máquina. Si el embobinado de una máquina que tiene normalmente P polos, se modula haciendo n cambios en las conexiones de los grupos fase de una fase determinada, entonces se producirán dos ondas de fuerza magnetomotriz en el embobinado del estator, una con P+N y la otra con P-N polos. Si una de estas formas de onda se puede preferir sobre la otra, entonces el motor tendrá ese número de polos en su estator y el mismo número de polos, naturalmente se inducirá en el rotor de jaula de ardilla.

Como ejemplo de este concepto, considérese un estator convencional de ocho polos. Los embobinados de este estator están modulados por una onda espacial trifásica de dos polos; esta onda se puede producir invirtiendo las conexiones en la mitad de los grupos fases de una fase determinada, comparada con la otra mitad. En la figura 1.26 se muestran los campos magnéticos resultantes de cada fase, antes de la modulación y después de ella.

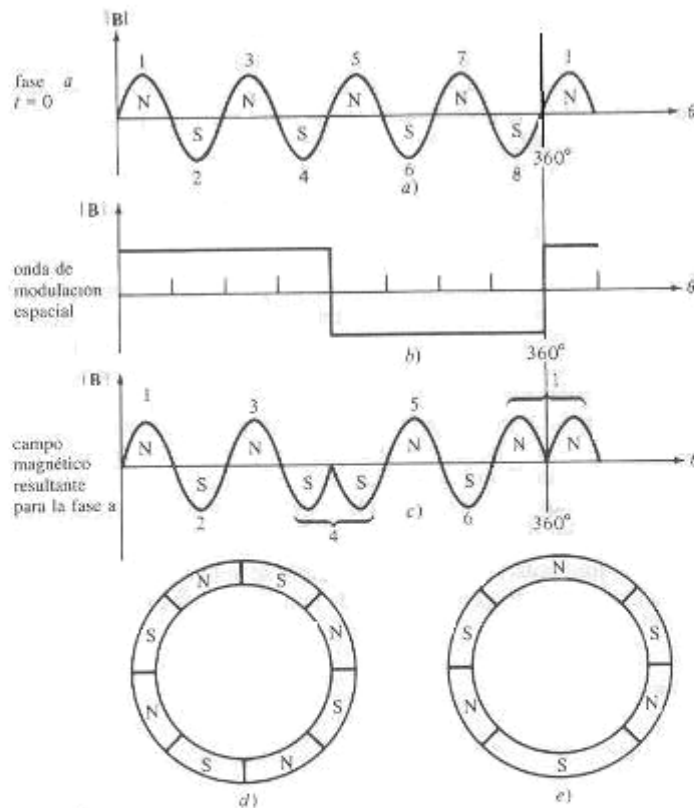


Figura 1.26: Modulación de la amplitud polar en el estator de un motor de inducción de ocho polos. Estos diagramas muestran solamente la fase a.
 a) Distribución física del campo magnético original del estator de ocho polos. b) Modulación espacial de la onda lograda por medio del cambio de las conexiones de la mitad de los grupos fase originales. c) Distribución del flujo magnético resultante. Obsérvese que ahora hay seis polos de tamaños diferentes. d) Distribución física de los polos magnéticos a lo largo de la superficie del estator, antes de la modulación, e) Distribución física de los polos magnéticos a lo largo de la superficie del estator, después de la modulación.

Obsérvese el efecto de la modulación polar; ahora hay solamente seis polos magnéticos alrededor del estator y ellos son de tamaños variables. Cuando a este patrón se le hace el análisis de Fourier, puede dividirse en dos distribuciones sinusoidales, una de ellas un patrón de seis polos (diferencia) y la otra un patrón de 10 polos (suma). Cómo responda el motor con estos dos patrones de polo diferentes, estando ambos presentes al mismo tiempo, depende de la distribución y el encordado del embobinado del estator (Figura 1.27.)

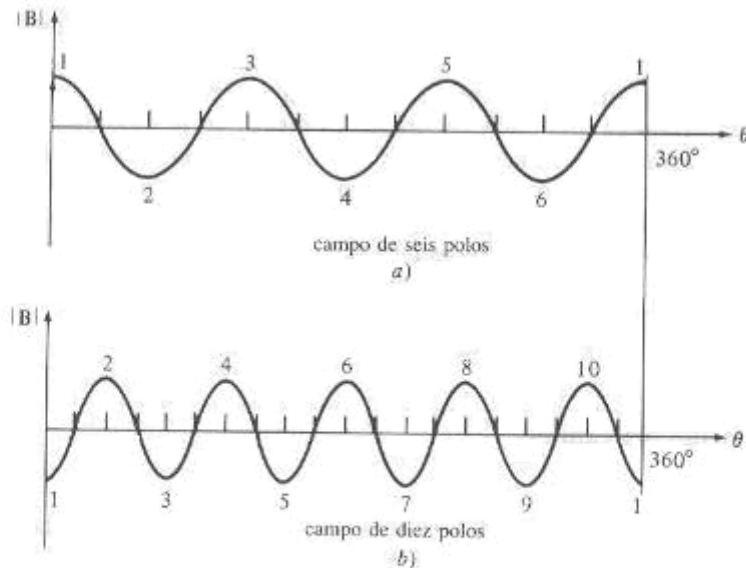


Figura 1.27 : El campo modulado espacialmente puede separarse en dos componentes: un campo de 6 polos y otro de 10 polos. Además, hay campos de armónicos superiores, causados por el hecho de que la modulación original era una onda cuadrada. En esta máquina, los campos de seis polos de las tres fases se anulan, dejando la máquina resultante con 10 polos.

Debe tenerse en cuenta que el lugar a donde se han cambiado las conexiones del grupo fase se debe desplazar 120° en las fases b y c para modular espacialmente todo el embobinado del estator trifásico.

A continuación se muestra el desarrollo matemático simplificado de la modulación de la amplitud polar: la fuerza magnetomotriz producida por un embobinado convencional de P polos, en función de tiempo y posición, puede expresarse así:

$$F = F_M \sin \left(\frac{P}{2} \theta - \omega t \right)$$

Si Q es el número de polos deseado en la máquina, entonces P-Q es la diferencia entre el número original de polos y el número de polos deseado. Modulando la onda espacial original, e invirtiendo las conexiones en P-Q puntos, espaciados uniformemente en cada fase. La fuerza de onda magnetomotriz resultante es:

$$F = F_M \sin \left(\frac{P}{2} \theta - \omega t \right) \sin \left(\frac{P}{2} - \frac{Q}{2} \right)$$

Por identidad geométrica,

$$\sin \alpha \sin b = \frac{1}{2} \cos (\alpha - \beta) - \frac{1}{2} \cos (\alpha + \beta)$$

de modo que la expresión de la fuerza magnetomotriz se reduce a:

$$F = \frac{F_M}{2} \cos \left(-\frac{Q}{2} \theta - \omega t \right) - \frac{F_M}{2} \cos \left[\left(P - \frac{Q}{2} \right) \theta - \omega t \right]$$

como: $\cos \alpha = \cos (-\alpha)$, esta fuerza magnetomotriz puede expresarse

$$F = \frac{F_M}{2} \cos \left(\frac{Q}{2} \theta - \omega t \right) - \frac{F_M}{2} \cos \left[\left(P - \frac{Q}{2} \right) \theta - \omega t \right]$$

El método más sencillo y más utilizado para obtener dos velocidades diferentes en un mismo motor es el de polos consecuentes. Permite obtener dos velocidades en la relación 2:1 mediante un cambio en las conexiones del estator. La figura 1.28 presenta el diagrama de conexiones de un motor de *polos consecuentes*; la parte superior muestra los grupos de bobinas, y sólo se indican las conexiones para la fase A, a fin de simplificar el diagrama; en la parte inferior se muestran las conexiones para los grupos de las tres fases. En la parte a de la figura 1.28, los grupos correspondientes a cada fase se conectan en paralelo en forma normal, el motor operará sincrónicamente a 3600 rpm alimentado con tensión de 60 Hz.

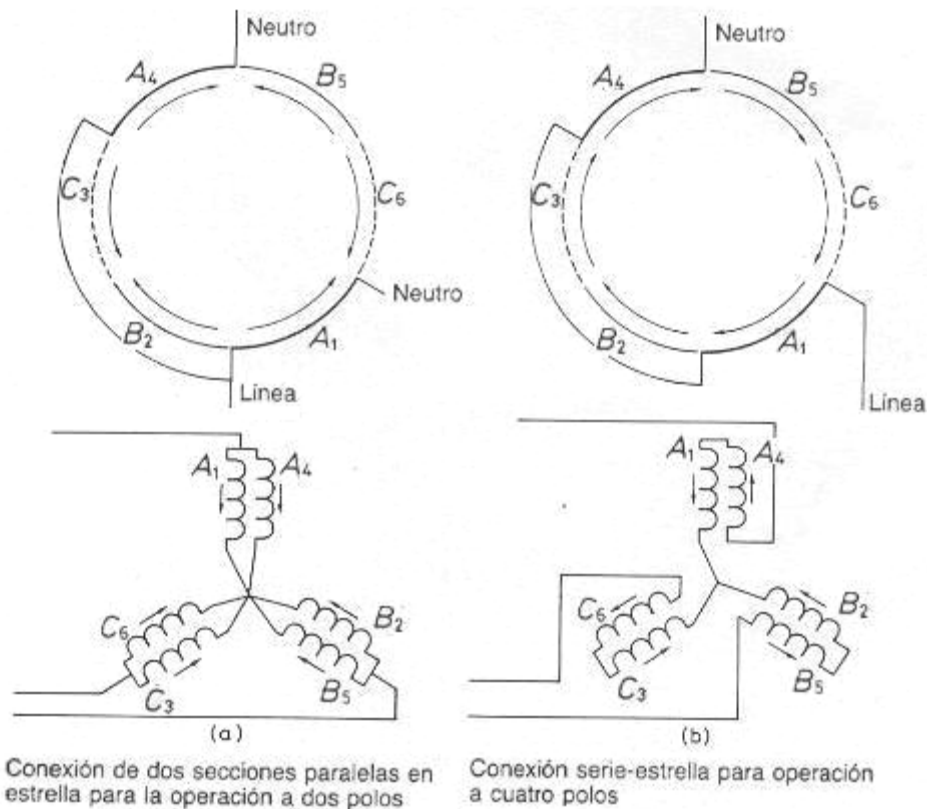


Figura 1.28: Diagrama de un motor de polos consecuentes para operación a dos y cuatro polos.

En *b* los grupos se conectan en serie A_1 , C_3 y B_5 quedan invertidos con respecto al diagrama original. Los dos grupos de cada fase tendrán la misma polaridad magnética. El flujo magnético regresa creando polos virtuales entre cada par de polos físicos.

Existen tres posibilidades para conectar los devanados en alta y en baja velocidad:

- Serie-delta en baja velocidad y dos paralelos- estrella en alta velocidad.
- Dos paralelos-estrella en baja velocidad y serie-delta en alta velocidad.
- Serie-estrella en baja velocidad y dos paralelos-estrella en alta velocidad.

La figura 1.29 presenta las tres posibilidades de conexión mencionadas; L_1 , L_2 y L_3 son las tres líneas de alimentación. La conexión *a*, para *par constante*, permite obtener el mismo valor de par a las dos velocidades. El par en baja velocidad es del orden del 20% mayor que el par en alta velocidad.

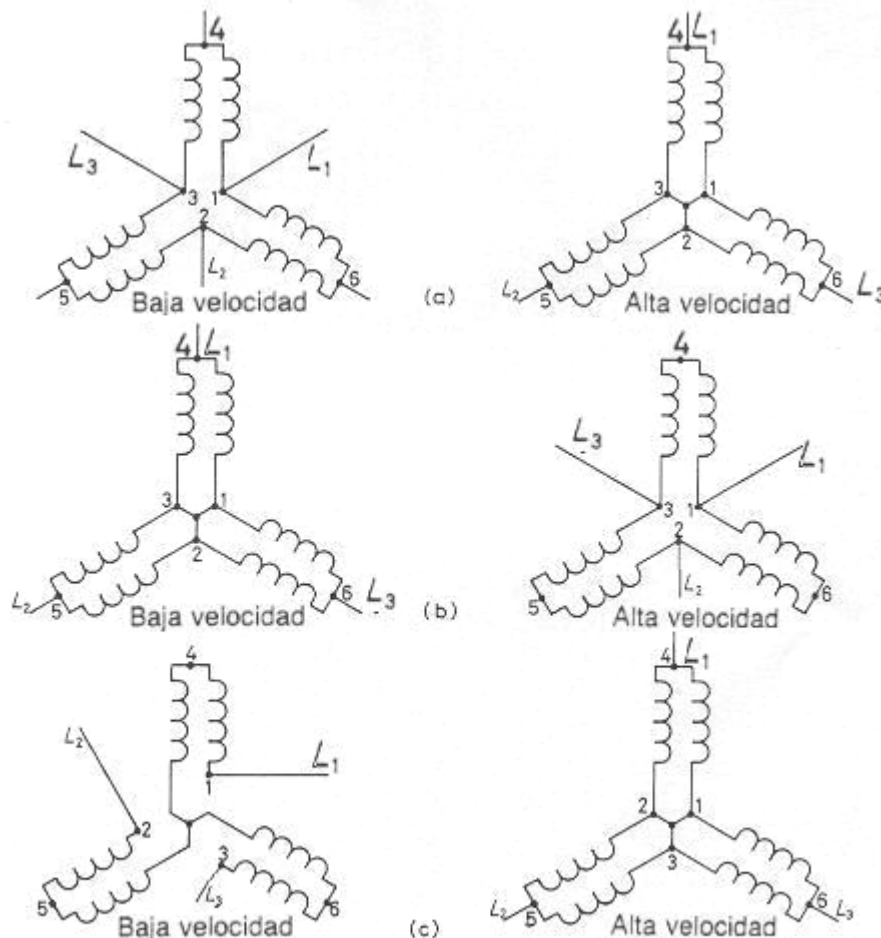


Figura 1.29: Conexiones de motores de dos velocidades. a) Para par constante
 b) Para potencia constante; c) Para par variable.

La conexión de la figura 1.29b, para *potencia constante*, permite obtener casi la misma potencia a ambas velocidades si el factor de potencia y la eficiencia no varían. La conexión de la figura 1.29c, para *par variable*, hace que el par en baja velocidad sea del 70% del par en alta. La conexión de par constante se utiliza para cargas en las que la fricción es el factor dominante. La conexión de potencia constante, se emplea en máquinas-herramientas, y se pueda obtener el doble del par reduciendo la velocidad útil, mientras que la conexión de par variable sólo se aplica en ventiladores o cargas semejantes, y el par se reduce en forma proporcional al cuadrado de la velocidad.

Se aprecian en las figuras 1.30, 1.31, y 1.32, las diferentes características obtenibles en alta y baja velocidad con los tres tipos de conexiones para motores de polos consecuentes.

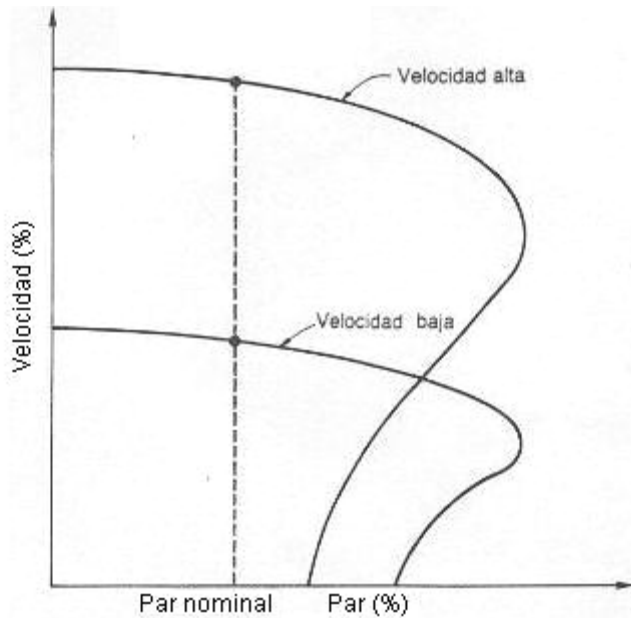


Figura 1.30: curvas par-velocidad para motores de par constante.

DESARROLLO DE UN SISTEMA DE CONTROL DIGITAL EN MALLA CERRADA PARA UN MOTOR DE INDUCCION.

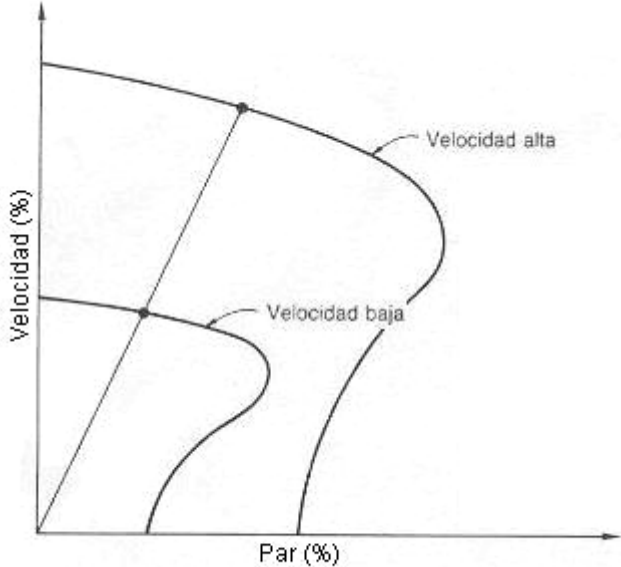


Figura1.31: Curvas par-velocidad para motores de par variable.

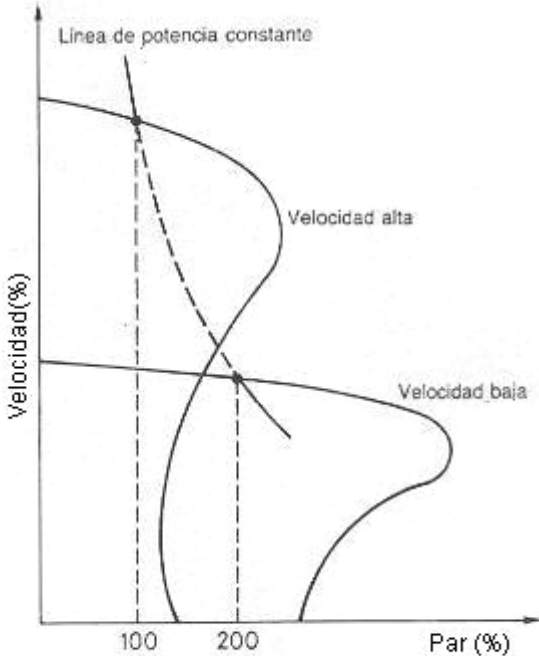


Figura1.32: Curvas par-velocidad para motores de potencia constante.

Si la aplicación requiere que el motor opere a dos velocidades que no están en la relación 2:1, otro método para cambiar el número de polos del motor, se denomina *modulación de la amplitud polar* (PAM de *pole amplitude modulation*). Permite obtener combinaciones de dos diferentes números de polos con un solo devanado mediante la reconexión de seis terminales, como en el caso de polos consecuentes, y son posibles combinaciones de velocidad de 1:4, 2:3, 2:5, 3:4, 3:5, 4:5, 5:6, etc.

Un motor del tipo PAM representa una ventaja importante en el arranque, siendo posible utilizar la conexión de baja velocidad para reducir la corriente y el volt-amperaje (kVA) de arranque, permitiendo utilizarlo acoplado a una carga de mayor inercia de la que sería recomendable para la potencia nominal en esta velocidad.

Se representa en la figura 1.33, las curvas par-velocidad y corriente-velocidad de un motor PAM de par variable, de 10 y 8 polos. Con el sistema de modulación de la amplitud al colocar dos devanados independientes en el estator se obtienen cuatro velocidades.

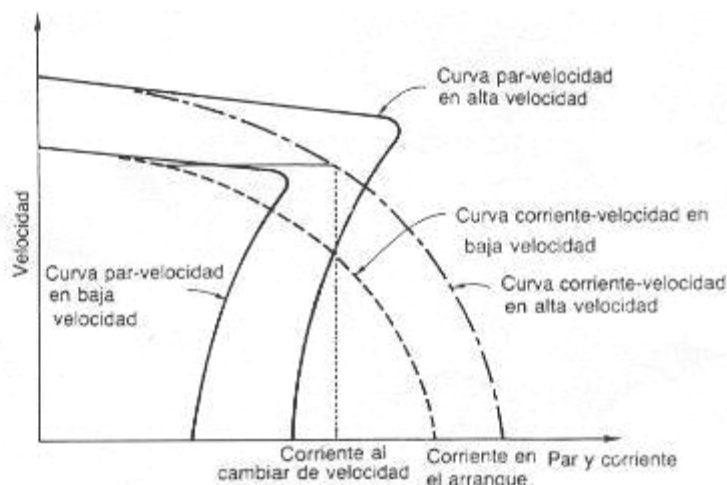


Figura 1.33: Curvas de par y corriente contra velocidad para un motor PAM de 10 y 8 polos.

CAPITULO II

CONTROL MEDIANTE VARIADORES DE FRECUENCIA.

2.1 VARIADORES DE VELOCIDAD.

Los variadores de velocidad procesan la potencia de la línea de alimentación, de acuerdo a la variación de velocidad rotacional de la flecha del motor, para cubrir los requerimientos de operación par-velocidad.

Dos tipos son utilizados: de corriente directa y de corriente alterna.

La mayoría de los variadores de velocidad en la industria son de Corriente Directa, sin embargo hasta recientemente los variadores de Corriente Alterna, no competían en costos con otros tipos, particularmente algunos de Corriente Directa por la tecnología compleja para variar la velocidad de un motor de Corriente Alterna.

Aunque los convertidores de Corriente Alterna, son complejos, los motores de Corriente Alterna, no; y ésta es la simplicidad de los motores, la que se contempla para mejorar el funcionamiento de los variadores de Corriente Alterna.

El enorme avance en la eficiencia de los motores de Corriente Alterna., han mejorado para motores pequeños hasta un 90% y para motores grandes más del 96%. Los adelantos en variadores de Corriente Alterna, coinciden con el desarrollo de interruptores de estado sólido, particularmente, el rectificador controlado de silicio (SCRs), el cual es todavía utilizado en grandes Variadores de Corriente Alterna.

Una nueva generación de variadores de Corriente Alterna, fue introducida al mercado basado en: microprocesador, microcomponentes y transistores de potencia. Los transistores tienen la ventaja de no requerir un voluminoso circuito de conmutación como anteriormente se necesitaba. Así los nuevos convertidores son más simples y confiables y también mucho más pequeños y menos caros, que aquellos basados en SCRs.

Estos ofrecen un vasto potencial para ahorrar energía. La razón es porque hay muchos más motores de Corriente Alterna, accionando bombas, transportadores y otros equipos, que cualquier otro tipo de motor.

Para aplicar correctamente un variador es necesario conocer las características del movimiento que va a realizar y las de la carga que va a impulsar.

Teóricamente, podemos esperar que la velocidad sea independiente de la tensión aplicada y sólo modificando la frecuencia de alimentación o el número de polos de la máquina, se conseguirá variar la velocidad de rotación de la misma.

Por lo que para variar discontinuamente la velocidad (para algunas aplicaciones) se utilizan máquinas de Corriente Alterna de polos conmutables. En cuanto a la frecuencia, existe el hecho de que en todos los sistemas de generación, transmisión, distribución y utilización de energía eléctrica existentes en el mundo, la frecuencia de la tensión es (por requerimientos de operación) esencialmente constante y los sistemas de generación están provistos de equipos cuya función es mantener la frecuencia con variaciones menores al 1%.

En cada país o región existe una frecuencia de alimentación diferente que no necesariamente debe ser igual a la frecuencia del sistema adyacente, debido a que los motores de Corriente Alterna se diseñan para una frecuencia determinada como nominal y de acuerdo a esa frecuencia se especifica la velocidad síncrona de cada motor. La tabla 2.1 nos muestra la velocidad de sincronismo de motores de Corriente Alterna para diferentes números de polos y diferentes frecuencias.

Tabla No. 21
No. DE POLOS POR FASE

FRECUENCIA	2	4	6	8	
25 Hz	1500	750	500	375	
50 Hz	3000	1500	1000	750	RPM
60 Hz	3600	1800	1200	900	

Los motores de Corriente Alterna existentes son de varios tipos, entre los más utilizados se encuentran los tres siguientes:

- Motor síncrono.
- Motor de inducción de rotor devanado.
- Motor de inducción de rotor jaula de ardilla.

El motor de inducción de rotor jaula de ardilla tiene una rigidez mecánica excelente pues no presenta las complicaciones constructivas ni operativas que poseen los motores síncronos y de rotor devanado. Su simpleza en el diseño, manufactura y utilización lo colocan en un lugar prominente en las aplicaciones industriales: los costos del mismo están en relación de 1:4 con respecto a sus

equivalentes de Corriente Directa, asíncronos y de rotor devanado; adicionalmente, tienen la relación potencia/peso más alta de todas. La figura 2.1 nos muestra la constitución física de un motor de rotor jaula de ardilla.

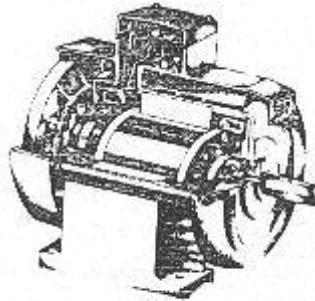


Figura 2.1: Motor de inducción rotor jaula de ardilla.

Este motor tiene una velocidad prácticamente constante cuando es operado con una alimentación de frecuencia fija, y precisamente el pequeñísimo o casi nulo margen de variación que tiene lo pone en desventaja con respecto al motor de Corriente directa, el cual sobresale por la variabilidad de su velocidad y su alto par motriz.

Se intentó variar el promedio de la tensión de entrada al estator, igual que como se hace con el motor de Corriente Directa, sin embargo, en condiciones de frecuencia constante, el comportamiento del par motor está dada por:

$$T = K\phi I_2 \cos \theta_2$$

Donde: T – par motor disponible de la máquina.

K – Constante que depende del diseño del motor.

ϕ - Flujo magnético en el entrehierro.

I_2 – Corriente rotórica inducida por el estator.

θ - Desfase entre la corriente rotórica y la tensión aplicada al estator.

Nota: El subíndice 2 denota características referidas al rotor, mientras que el subíndice 1 lo hace para el estator.

El par está determinado entre otras variables por la corriente del rotor y el flujo magnético; ambos parámetros tienen un comportamiento aproximadamente proporcional a la tensión aplicada al motor (siempre y cuando se trabaje al motor dentro de la región lineal de la curva de magnetización, es decir cuando no hay saturación). Como el flujo y la corriente rotórica están multiplicados en la ecuación del par, a una frecuencia fija, para cualquier motor de inducción, el par motriz suministrado por el mismo, varía con el cuadrado de la tensión aplicada se puede observar en la figura 2.2, que si el voltaje de la fuente disminuyera un 10%, el par lo haría en un 20%, de manera que, en estas condiciones, el par de arranque

podría disminuir lo suficiente como para un motor con carga inicial aplicada no pueda arrancar normalmente y se queme. Debido a esto es que el control de la tensión solo se utiliza para periodos intermitentes de operación y con pares resistentes relativamente bajos.

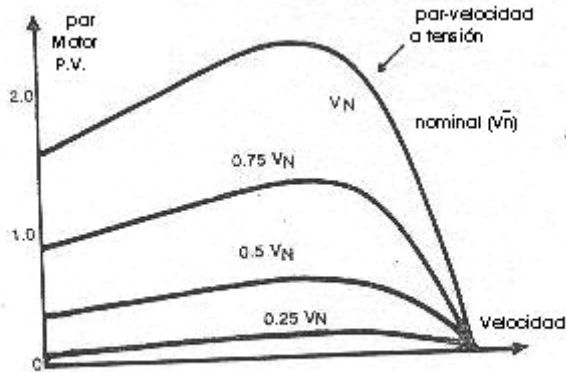


Figura 2.2: Variación del par con la tensión de alimentación

Por otro lado, se logra una mejora en el control de velocidad, cuando se utiliza el sistema electromecánico Scherblus el cual utiliza un motor de rotor devanado tal como se muestra en la figura 2.3.

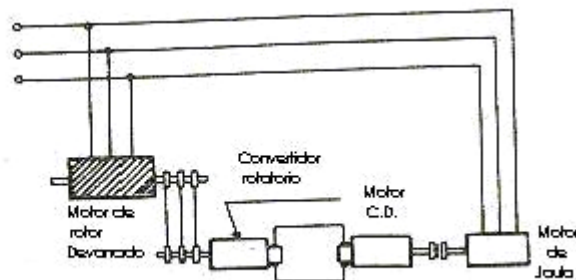


Figura 2.3: Sistema de regulación Scherblus

Sin embargo, un solo motor de inducción requiere de tres máquinas adicionales para su control, lo cual eleva el costo del sistema y lo hace complicado y poco confiable.

Otro control eléctrico de Corriente Alterna utilizado, es el de conmutador desplazable en el rotor, el cual varía la velocidad al cambiar de posición las escobillas, pero que presenta los inconvenientes de requerir un gran número de carbones y que la variación de velocidad es bastante limitada, además el hecho de tener colector lo que lo iguala en confiabilidad con el motor de Corriente directa.

Antes la variación de la velocidad, era, tradicionalmente, algo complicado y, aunque se notaba una atención especial en cuanto al desarrollo de sistemas de variación de velocidad de motores de Corriente Alterna (por ser los motores más simples) los resultados no habían sido satisfactorios. Así, el control de velocidad

del motor de inducción en un amplio rango, considerando a P como una constante, es:

$$V_s = K_f$$

Para un motor de inducción de P polos (fijos, no conmutables) la velocidad es proporcional a la frecuencia de alimentación, pero el control de la misma solo es posible cuando se dispone de una fuente de alimentación de Corriente Alterna con frecuencia variable. Entonces los esfuerzos se concentran en lograr una frecuencia variable a partir de una fija. Así, se construyeron convertidores rotatorios de frecuencia, pero igual que el sistema Scherbius se requerían varias máquinas. Un generador asíncrono, un motor de Corriente Directa y el motor a controlar, lo cual complicara su operación.

La construcción y aislamiento de los motores de corriente continua no permite el manejo de grandes voltajes ni corrientes, representando un inconveniente grave en grandes sistemas.

Muchos procesos industriales y de aplicación de servicio requieren de una operación flexible, debiendo trabajar a diferentes índices de carga.

Una de las serias limitaciones del motor de inducción es la de tener velocidades fijas sin posibilidades de variación, siendo que los procesos y aplicaciones requieren de diferentes velocidades y par, así se han desarrollado una infinidad de métodos para cambiar y variar las velocidades de placa de los motores de inducción, pero o bien la eficiencia es baja o el costo del equipo y mantenimiento es alto.

Los motores requieren de un control de la frecuencia, del voltaje y de la corriente en las aplicaciones de velocidad variable. Estos controles generalmente requieren de algoritmos de control complejos que pueden ponerse en marcha mediante microprocesadores y/o microcomputadoras, junto con convertidores de potencia de conmutación rápida. Para cumplir con los requisitos de estos, los convertidores, inversores y controladores de potencia, de voltaje, de ca pueden controlar la frecuencia, el voltaje y/o la corriente. Estos controladores de potencia, requieren de técnicas de retroalimentación de control avanzadas, como son la referencia a un modelo, el control adaptable, el motor deslizante y el control orientado al campo. Las ventajas de los controladores de ca son mayores que sus desventajas.

Con la aparición de los variadores de frecuencia, llamados también inversores o controladores electrónicos de velocidad para motores de Corriente Alterna., comienza una nueva era.

El método más recientemente desarrollado para variar la velocidad de un motor de inducción es el variador de frecuencia o convertidor de frecuencia variable.

Este es un control para el motor de inducción tipo jaula de ardilla, que es el motor más económico, simple y robusto que existe, y que es el más usado por esas características en la industria.

La principal ventaja de los variadores de frecuencia es la posibilidad de disminuir los consumos de energía eléctrica en algunos de los procesos que controla, dando como resultado considerables disminuciones en los costos de operación.

La alta confiabilidad de los variadores de frecuencia y la disminución de los precios en los mismos han permitido que cada día se instalen más equipos; debido a esto y a otras ventajas adicionales, es necesario llegar a conocer y entender los principios básicos del funcionamiento y aplicaciones de estos equipos.

2.2 METODOS PARA VARIAR LA VELOCIDAD

La regulación de velocidad de los motores de alterna por ajuste de tensión y frecuencia en los bornes del estator está confinada al motor de inducción.

El tiristor puede ajustar la tensión. La importancia de los motores de alterna de velocidad variable ha ido en aumento, dada la regulación de tensión y frecuencia con ellos. Los inversores liberan a los motores de inducción y motores síncronos de su característica de velocidad constante inherente a ellos.

En la figura 2.4 de tensión de alterna, se ven las curvas correspondientes a la regulación de tensión de alterna y frecuencia partiendo de una tensión fija, de frecuencia constante o de un suministro en continua. Igual que en la figura 2.5 (figura modulación de la tensión continua) hay una modulación de tensión media por control de todo el ciclo o control de fase. El control de fase de una entrada de alterna puede simular un suministro de frecuencia más baja, si se procura obtener frecuencias más altas por conmutación forzada. El suministro es en continua, la tensión se conmuta de manera escalonada para que la corriente pueda alternar en los devanados del motor. La conmutación produce discontinuidades, estos efectos pueden ser minimizados por elementos reactivos y conformación de la onda. Si el suministro es en alterna, se puede obtener una frecuencia variable rectificando la alterna y luego invirtiendo la continua rectificada.

DESARROLLO DE UN SISTEMA DE CONTROL DIGITAL EN MALLA CERRADA PARA UN MOTOR DE INDUCCION.

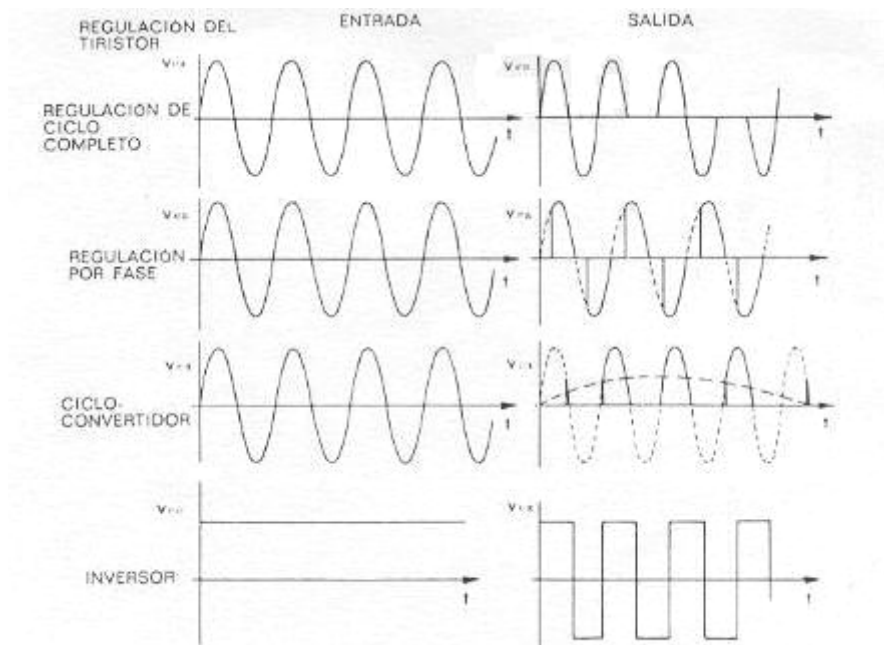


Figura 2.4 : Tensión de alterna y modulación de frecuencia.

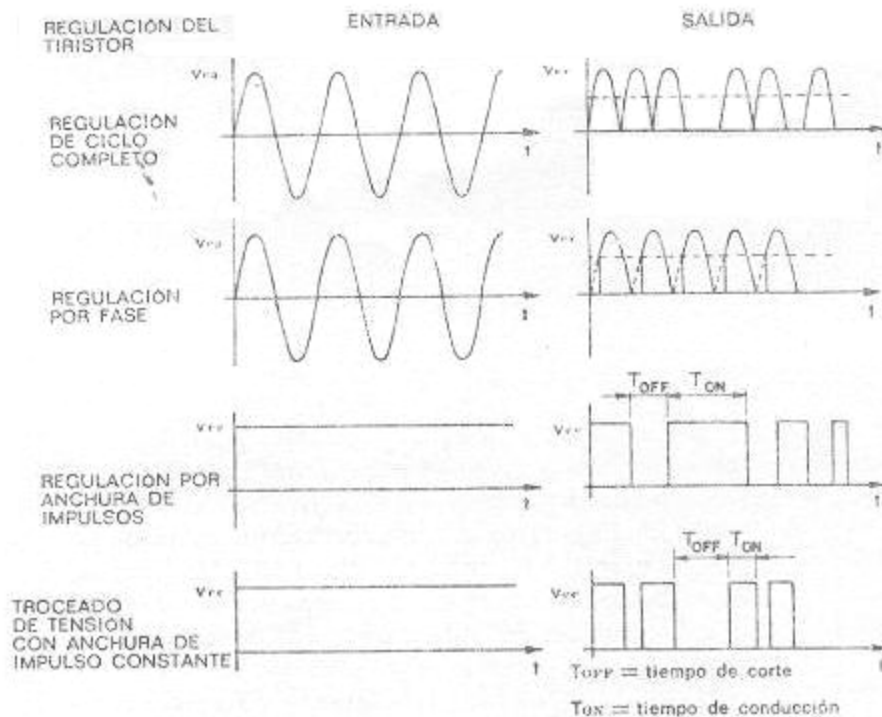


Figura 2.5 : Modulación de la tensión continua.

Los motores de inducción y los síncronos, no tienen colector teniendo las limitaciones de los motores de continua. Las máquinas síncronas tienen ventajas respecto al motor de inducción para la regulación de velocidad por funcionar con una velocidad dada y precisa (sincrónicamente), los motores de inducción funcionan a velocidad ligeramente menor que la síncrona y dependen de la carga. Los bucles o lazos de realimentación pueden solventar esta dificultad, pero los

sistemas de lazo abierto con motores síncronos son más económicos si en ellos hay varios motores en cascada.

Las aplicaciones de los motores de alterna de velocidad variable con control de inversor incluyen grúas, ventiladores, bombas y plantas textiles. La variación de frecuencia para motores abarca usualmente el margen de 20 a 120 Hz. Pueden utilizarse varios inversores con tiristor, en paralelo, si están gobernados por la misma fuente principal de frecuencia. Los inversores en paralelo son ventajosos cuando es necesaria la regeneración.

Puede regularse perfectamente la velocidad con un inversor de tiristores que alimente a un motor de alterna. Aunque un sistema de convertidor con tiristores y motor de continua es más barato al sistema de inversor y motor de alterna. El primero se utiliza en circunstancias especiales en donde el ambiente de trabajo no permite el uso de escobillas y colector, como ocurre en la aviación o en las minas.

Los motores de inducción trifásicos comúnmente utilizan controladores de velocidad ajustable y tienen bobinados trifásicos en estator y rotor. Los bobinados del estator son alimentados con voltajes trifásicos balanceados, y producen voltajes inducidos en los bobinados del rotor debido la acción del transformador. Es posible arreglar la distribución de los bobinados del estator de forma que exista un efecto de varios polos, para producir varios ciclos de fuerza magnetomotriz (fmm o de campo) alrededor del entrehierro. El campo establece una densidad de flujo senoidal espacialmente distribuida en el entrehierro.

CAMBIO DE LA FRECUENCIA

Existen varios métodos para variar la velocidad de un motor de corriente alterna. El devanado primario o del estator puede conectarse de manera que sea posible cambiar el número de polos con lo que se puede producir una velocidad diferente.

Para cambiar la velocidad de un motor tipo jaula de ardilla se varía la frecuencia de la tensión de alimentación. En ocasiones es deseable tener un alto par en el arranque o conservar la potencia de salida constante en cierto intervalo de velocidad. Otras modificaciones pueden obtenerse variando la relación de voltaje sobre frecuencia según se requiera.

La capacidad, la gran variedad de usos y la flexibilidad de las aplicaciones del motor de inducción de corriente alterna constituyen ventajas notables. Para obtener resultados óptimos al seleccionar y aplicar este tipo de motor deben considerarse muchos otros factores como tipo de aplicación, tipo de construcción, montaje, modo de acoplamiento, cojinetes (rodamientos), tipo de aislamiento, temperatura nominal, costo inicial, costo de operación, consumo nominal de energía y requisitos de arranque y control.

2.3 CONTROL POR MEDIO DE LA FRECUENCIA.

Al modificar la frecuencia de alimentación de un motor de inducción cambia la velocidad del campo magnético rotatorio, igual que la velocidad de operación del motor. El cambio de frecuencia debe ir acompañado de un cambio en la tensión aplicada para evitar que la corriente magnetizante se eleve en forma desproporcionada. Si se trata de mantener constante la relación voltaje-frecuencia, es posible operar el motor con un par prácticamente constante obteniendo una variación continua de la velocidad como se puede observar en la figura 2.6.

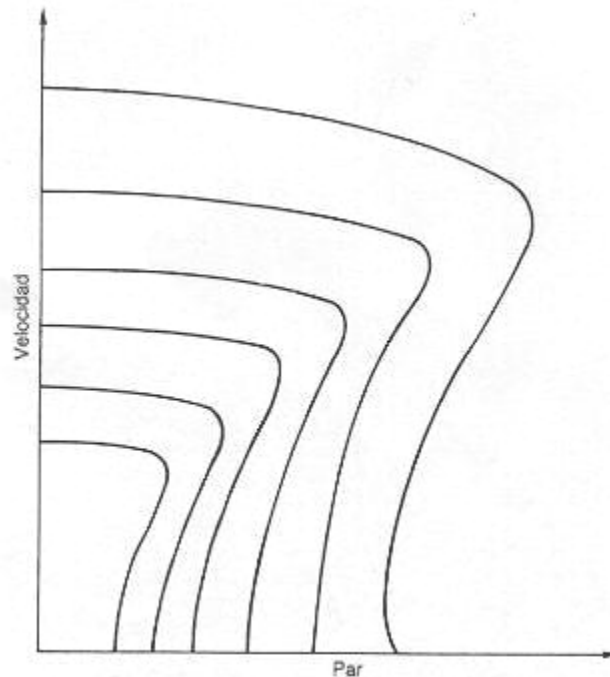


Figura 2.6 : Curvas par-velocidad de un motor de inducción a distintos valores de frecuencia y relación Vf constante.

El par y la velocidad de los motores de inducción pueden controlarse modificando la frecuencia de alimentación.

K_m = una constante y depende del número de vueltas del bobinado del estator.

ω = frecuencia de la alimentación en rad/s.

V_s = voltaje de estator.

$b \leq 1$

V_a = flujo rms del entrehierro.

$$\phi = \frac{V_a}{K_m \omega} = \frac{b V_s}{K_m \omega}$$

En la ecuación anterior notemos el voltaje y frecuencia especificados, el flujo es también el valor especificado. Si el voltaje es fijo en su valor especificado se reduce la frecuencia por debajo de su valor, el flujo aumenta. Causando saturación del flujo en el entrehierro, y los parámetros del motor no son válidos en la determinación de las características par motor-velocidad. A baja frecuencia, las reactancias se reducen y la corriente del motor puede resultar demasiado alta.

Si la frecuencia se incrementa por arriba del valor especificado, el flujo y el par motor se reducen. La velocidad síncrona, correspondiente a la frecuencia especificada se conoce como velocidad base ω_b , la velocidad síncrona a cualquier otra frecuencia se convierte en:

$$\omega_s = \beta \omega_b$$

y

$$s = \frac{\beta \omega_b - \omega_m}{\beta \omega_b} = 1 - \frac{\omega_m}{\beta \omega_b}$$

La expresión del par motor

$$T = \frac{3R_r V_s^2}{s \omega_s [(R_s + R_r/s)^2 + (X_s + X_r)^2]}$$

se convierte en:

$$T = \frac{3R_r V_a^2}{s \beta \omega_b [(R_s + R_r/s)^2 + (\beta X_s + \beta X_r)^2]}$$

Las características típicas par motor- velocidad se muestran en la figura 2.7, para diversos valores de β .

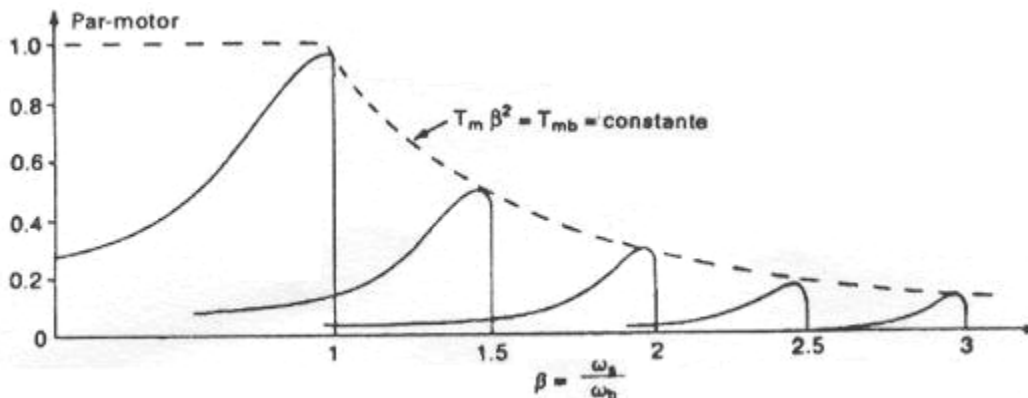
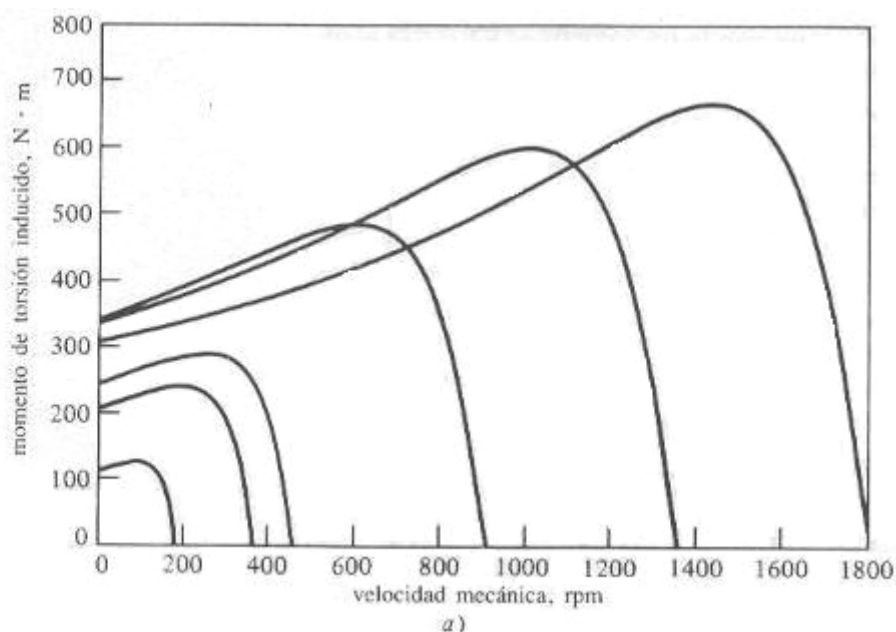


Figura 2.7: Características de par motor con control por frecuencia.

CONTROL DE VELOCIDAD POR MEDIO DEL CAMBIO EN LA FRECUENCIA DE LA LINEA

Si la frecuencia eléctrica aplicada al estator de un motor de inducción se cambia, la velocidad de rotación de sus campos magnéticos η_{sync} , cambiará en proporción directa al cambio de la frecuencia eléctrica; y el punto de vacío en la característica de la curva del momento de torsión-velocidad cambiará con él (Fig.2.8). La velocidad síncrona del motor en condiciones nominales se conoce como velocidad base. Usando el control de frecuencia variable, es posible ajustar la velocidad del motor ya por encima, ya por debajo de la velocidad base. Un accionamiento para motor de inducción con frecuencia variable, diseñado apropiadamente, puede ser muy flexible. Puede controlar la velocidad de un motor de inducción en una franja que va desde un 5% hasta cerca del doble de la velocidad base. Es importante mantener ciertos límites de voltaje y momento de torsión en el motor, mientras haya variación en la frecuencia, para garantizar una operación segura.



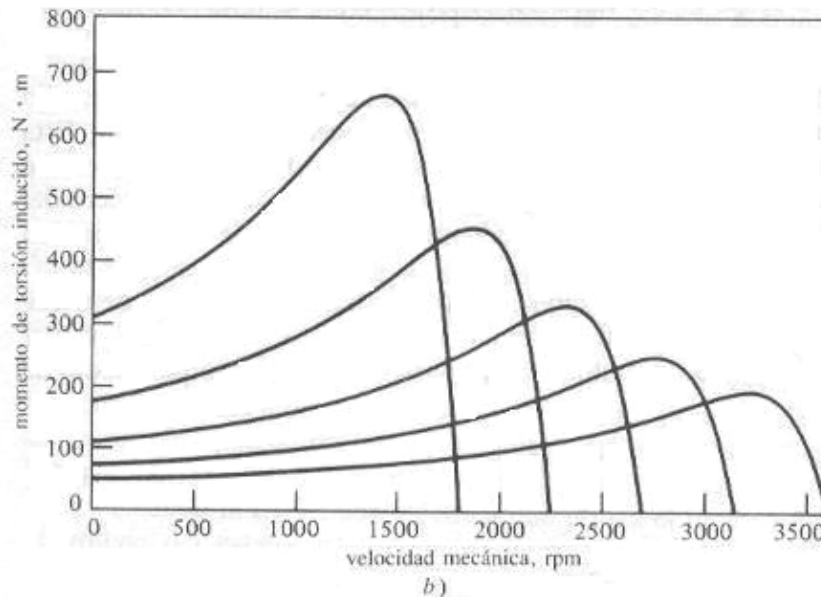


Figura 2.8: Control de velocidad de frecuencia variable en un motor de inducción; a) Familia de las curvas características momento de torsión-velocidad, para velocidades por debajo de la velocidad base, suponiendo que el voltaje de línea, se disminuya linealmente con la frecuencia. b) Familia de las curvas características momento de torsión-velocidad, para velocidades por encima de la velocidad base, suponiendo que el voltaje de línea se mantenga constante.

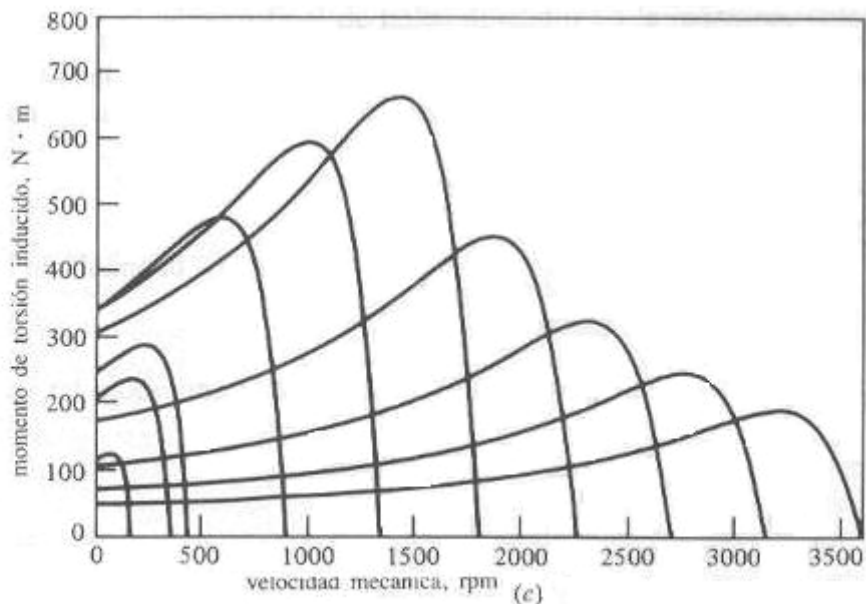


Figura 2.8: (continuación) c) característica momento de torsión-velocidad, para todas las frecuencias

Cuando se opere a velocidades por debajo de la velocidad base del motor, es necesario reducir la tensión aplicada al estator en los bornes, para una operación apropiada. Esta tensión se debe disminuir linealmente, reduciendo la frecuencia del estator. Este proceso se denomina disminución de la capacidad normal. Si esto no se pone en práctica, el acero del núcleo del motor de inducción se saturará y se producirán corrientes de magnetización excesivas, que circularán por la máquina.

La necesidad de la disminución de la capacidad normal, es porque básicamente es un transformador giratorio, el flujo en el núcleo de un motor de inducción puede hallarse por medio de la Ley de Faraday:

$$v(t) = N \frac{df}{dt}$$

despejando el flujo f , nos da:

$$\phi = \frac{1}{N} \int v(t) dt$$

$$\phi = \frac{1}{N} \int V_M \text{sen } \omega t dt$$

$$\phi = \frac{V_M}{\omega N} \cos \omega t \quad \mathbf{2.1}$$

La frecuencia eléctrica ω aparece en el denominador de la expresión. Por lo que, si la frecuencia aplicada al estator se disminuye en un 10%, mientras que la magnitud del voltaje aplicado al estator permanece constante, el flujo en el núcleo del motor se incrementará cerca de un 10% y la corriente de magnetización del motor aumentará. Los motores de inducción están diseñados normalmente para funcionar cerca del punto de saturación de sus curvas de magnetización, de donde el aumento en el flujo, debido a una disminución de la frecuencia, causará corrientes de magnetización excesivas que circularán por el motor.

Para evitar el exceso de corrientes de magnetización, se acostumbra disminuir el voltaje utilizado por el estator en proporción a la disminución de frecuencia, cuando ésta cae por debajo de la frecuencia nominal del motor, puesto que el voltaje utilizado V , aparece en el numerador y la frecuencia aparece en el denominador de la ecuación (2.1), los dos efectos se contraponen entre sí y la corriente de magnetización no se afecta.

Cuando el voltaje utilizado por un motor de inducción varía linealmente con la frecuencia por debajo de la velocidad base, el flujo del motor permanecerá aproximadamente constante. Por lo que el momento de torsión máximo que el motor puede suministrar permanece bastante alto. Pero la potencia nominal máxima del motor se debe disminuir linealmente con disminución de frecuencia,

para proteger el circuito del estator de recalentamiento. La potencia suministrada por un motor de inducción trifásico, se halla por medio de:

$$P = \sqrt{3} V_L I_L \cos \theta$$

Si V_L se disminuye, entonces la máxima potencia P también se debe disminuir o la corriente que fluye por el motor se vuelve excesiva y el motor se recalentará.

La figura 2.8a muestra una familia de curvas de un motor de inducción, con características del momento de torsión-velocidad, para velocidades por debajo de la velocidad base, en el supuesto de que la magnitud del voltaje del estator varíe linealmente con la frecuencia.

Al sobrepasar la frecuencia eléctrica la frecuencia nominal que utiliza el motor, el voltaje del estator mantiene constante su valor nominal. Consideraciones de saturación permitirían que el voltaje se elevara por encima de este valor, circunstancias por la cual para el voltaje nominal sería limitada la protección que podría dar al aislamiento del embobinado del motor. La figura 2.8b muestra unas familias de curvas de un motor de inducción con características del momento de torsión-velocidad, para velocidades por encima de la velocidad base, suponiendo que el voltaje del estator se mantenga constante.

Si el voltaje del estator varía linealmente con la frecuencia por debajo de la velocidad base y se mantiene constante en su valor nominal por encima de la velocidad base, la familia resultante con características del momento de torsión-velocidad sería como la mostrada en la figura 2.8c.

Anteriormente la desventaja principal del control de la frecuencia eléctrica es que se requería para cambiar de velocidad de un generador dedicado o cambiador mecánico de frecuencia para hacerla funcionar. Con los modernos accionamientos de estado sólido de frecuencia variable este problema desapareció. Siendo el método preferido para el control de velocidad en motores de inducción, a diferencia de la técnica del cambio de polo que necesita un motor con embobinados de estator especiales.

CONTROL DE VELOCIDAD POR MEDIO DEL CAMBIO DEL VOLTAJE DE LINEA.

El momento de torsión que desarrolla un motor de inducción es proporcional al cuadrado del voltaje aplicado. Si una carga tiene una característica momento de torsión-velocidad, como la de la figura 2.9, la velocidad del motor puede controlarse sobre una franja limitada, variando el voltaje de línea. Este método se usa en algunas oportunidades en motores pequeños para impulsar ventiladores.

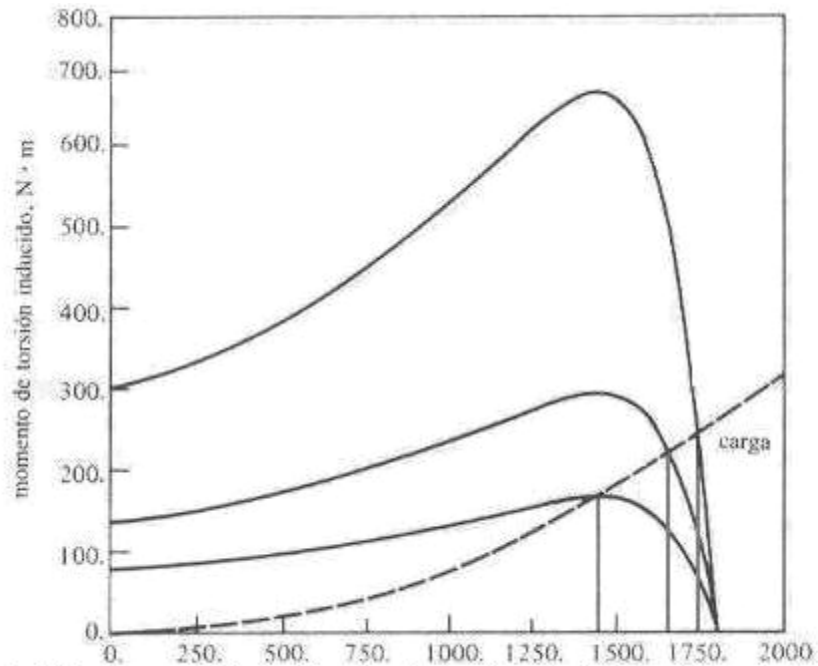


Figura 2.9: Control de la velocidad de un motor de inducción por variación del voltaje de la línea de alimentación.

CONTROL DE VELOCIDAD POR MEDIO DEL CAMBIO DE LA RESISTENCIA DEL ROTOR.

En motores de inducción del rotor embobinado es posible cambiar la forma de la curva del momento de torsión-velocidad, por medio de la inserción de resistencias adicionales en el circuito del rotor.

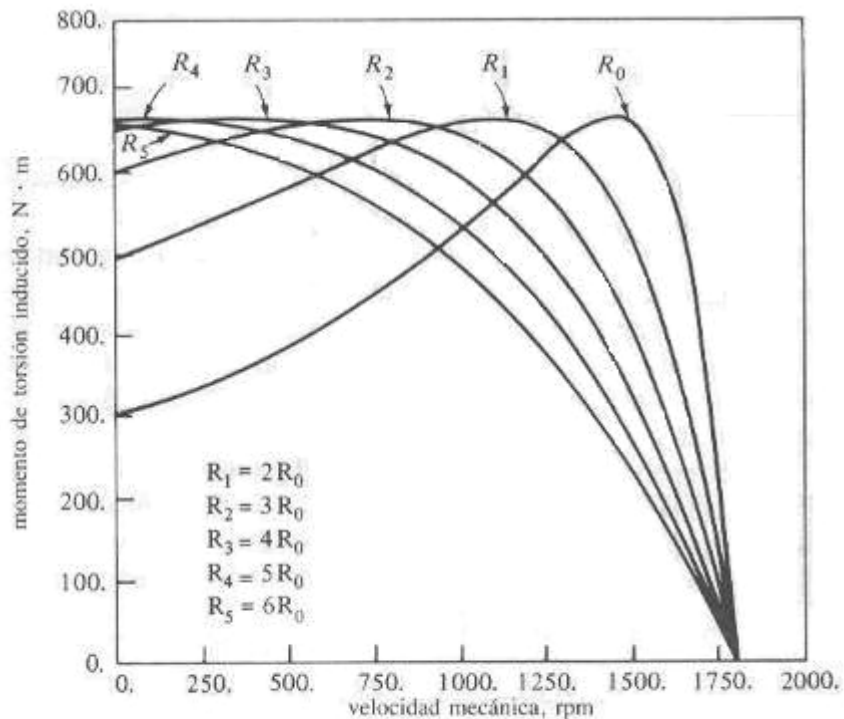


Figura 2.10: control de velocidad de un motor de inducción de rotor devanado, por medio de la variación de la resistencia del rotor.

Obsérvese la curva característica resultante. Si la curva momento de torsión-velocidad de la carga es como la figura 2.10, cambiando la resistencia del rotor, se cambia la velocidad de funcionamiento del motor. Pero si se insertan resistencias adicionales en el circuito del rotor de un motor de inducción, se reduce seriamente su eficiencia; por lo que se usa sólo para periodos cortos.

ACCIONAMIENTOS DE ESTADO SOLIDO PARA MOTORES DE INDUCCION.

El accionamiento es muy flexible: su potencia de alimentación puede ser tanto monofásica como trifásica, de 50 ó de 60 Hz y de entre 208 y 230 V. La energía de salida es un conjunto de voltajes trifásico cuya frecuencia se puede variar desde 0 hasta 120 Hz y su voltaje de 0 V hasta el voltaje nominal del motor. La figura 2.11 muestra un accionamiento de estado sólido.

DESARROLLO DE UN SISTEMA DE CONTROL DIGITAL EN MALLA CERRADA PARA UN MOTOR DE INDUCCION.



Figura 2.11: Accionamientos de estado sólido de frecuencia variable para motor de inducción.

El voltaje de salida y el control de frecuencia se logra utilizando las técnicas de modulación por ancho de pulso (MAP). Tanto la frecuencia de salida como el voltaje de salida pueden controlarse independientemente por medio de la modulación por ancho de pulso.

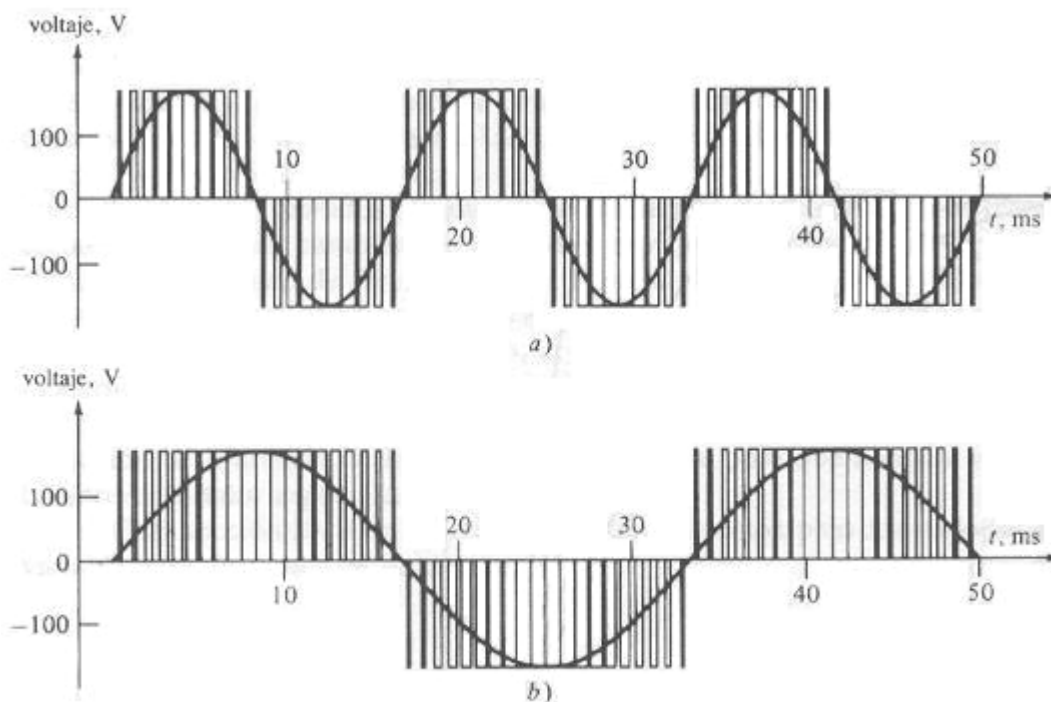


Figura 2.12: Control de frecuencia variable con una onda MAP; a) De 60 hz, 120 V y onda MAP; b) De 30Hz, 120 V y onda MAP.

DESARROLLO DE UN SISTEMA DE CONTROL DIGITAL EN MALLA CERRADA PARA UN MOTOR DE INDUCCION.

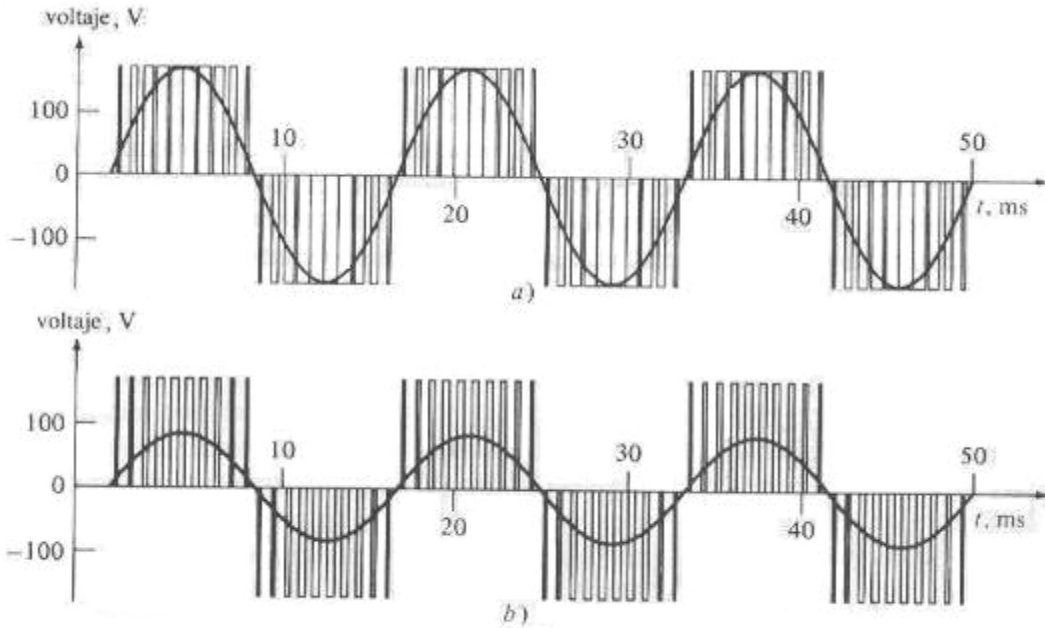
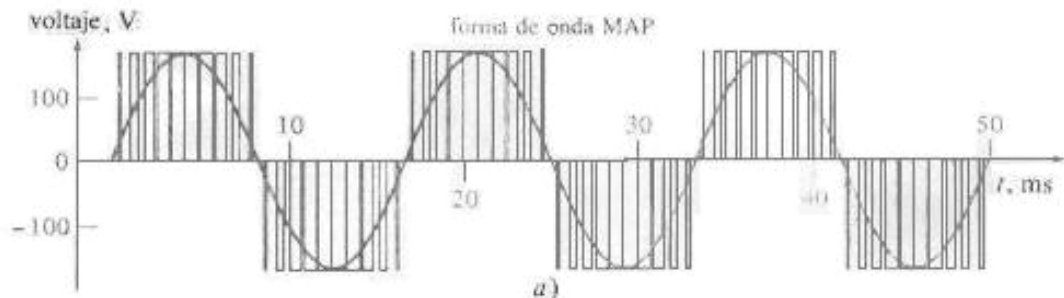


Figura 2.13: control de voltaje variable con onda MAP; a) De 60 Hz, 120 V y onda MAP; b) De 60 Hz, 60 V y onda MAP.

A menudo es deseable variar la frecuencia de salida y el voltaje efectivo de salida, ambos en forma lineal. La figura muestra ondas típicas del voltaje de salida de una fase del accionamiento. La figura 2.12a muestra el voltaje de salida ajustado a una frecuencia de 60 Hz y un voltaje efectivo de 120 V. En 2.12b obsérvese la salida ajustada a una frecuencia de 30 Hz y un voltaje de 120 V. En la figura 2.13b, se muestra la salida ajustada a una frecuencia de 60 Hz y un voltaje efectivo de 60 V. Obsérvese la figura 2.14, el máximo voltaje producido por el accionamiento permanece igual en los tres casos; el nivel de voltaje efectivo se controla por la fracción de tiempo en que el voltaje se activa y la frecuencia, por la velocidad a la cual la polaridad de las pulsaciones se conmuta de positivo a negativo y viceversa.



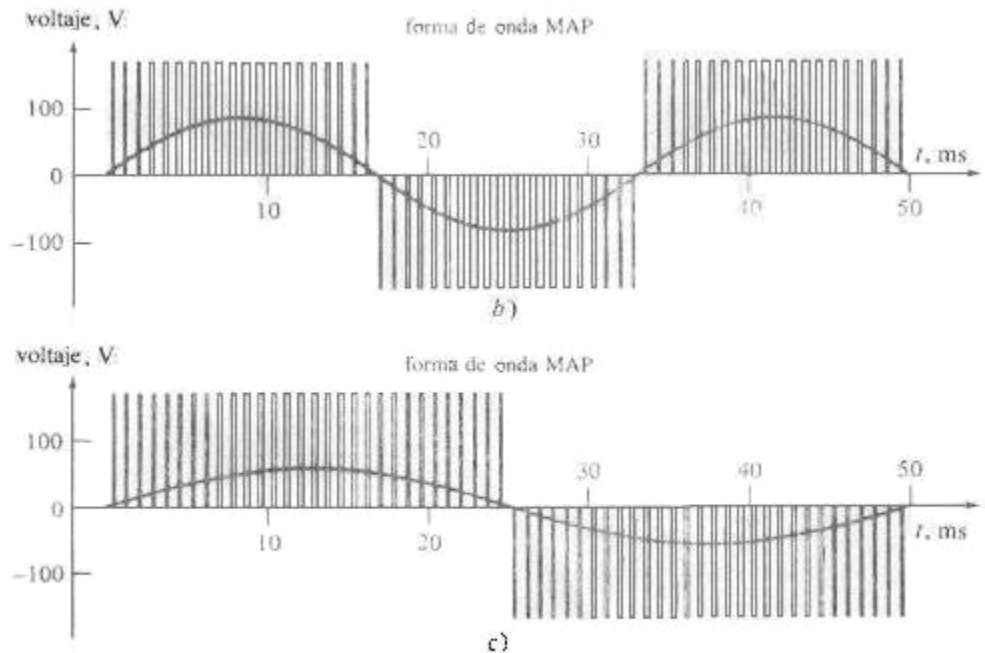


Figura 2.11: Control simultáneo de voltaje y frecuencia con onda MAP: a) De 60-Hzm 120-V con onda MAP; b) De 30-Hz, 60-V y onda MAP; c) 20-Hz, 40_v y onda MAP.

AJUSTE DE FRECUENCIA.

La frecuencia de salida del accionamiento puede controlarse manualmente, por medio de una señal externa de voltaje o de corriente. Esto es la capacidad para ajustar la frecuencia del accionamiento, en respuesta a alguna señal externa.

2.3.a) EL VARIADOR DE FRECUENCIA ACTUAL.

El variador de frecuencia o convertidor de frecuencia, es un control para el motor de inducción.

Los variadores de velocidad de estado sólido están formados de:

- Un circuito de control.
- Un circuito de potencia.
- Un motor.

Estos variadores procesan la frecuencia de línea de alimentación, de acuerdo a la variación de velocidad rotacional de la flecha del motor, para cubrir los requerimientos de operación: par velocidad, además de ser un excelente medio de protección al mismo. Es la simplicidad de los motores de corriente alterna la que se aprovecha para mejorar el funcionamiento de los variadores de corriente alterna.

Los adelantos en variadores de velocidad de corriente alterna, coinciden con el desarrollo de los interruptores de estado sólido, particularmente el rectificador controlado de silicio (SCR), el cual es todavía utilizado en grandes variadores de corriente alterna; a pesar de su bondad los SCR's convencionales no han sido la solución perfecta a los circuitos complejos de variación de corriente alterna, el punto es que los SCR's introducen problemas adicionales, necesitan un circuito de conmutación ó de extinción para convertir corriente directa en corriente alterna, lo que aumenta la complejidad, tamaño y costo.

En los últimos años el desarrollo de variadores de corriente alterna, toma otro paso hacia adelante, una nueva generación de variadores de corriente alterna, basado en microprocesadores, microcomponentes y transistores de potencia; los transistores tienen la ventaja de no requerir un voluminoso circuito de conmutación. Así los nuevos convertidores son más simples y confiables y mucho más pequeños y menos caros, que aquellos basados en SCR's.

CARACTERISTICAS DE OPERACION.

TEORIA DEL VARIADOR DE FRECUENCIA.

El variador de frecuencia es un dispositivo que controla la velocidad del motor de inducción de corriente alterna variando la frecuencia y el voltaje apropiadamente.

El suministro de voltaje desde un variador de velocidad puede realizarse a frecuencias que van desde 0 Htz, hasta 120 Htz o más, por lo tanto la velocidad del motor es variable en la misma proporción en que cambia la frecuencia, así el motor puede girar lento o muy rápido, según la frecuencia suministrada, por el variador de velocidad. Al mismo tiempo, el voltaje es variable en la misma proporción que la frecuencia, para asegurar que la relación voltaje/frecuencia se mantenga con el mismo valor en todo el rango de velocidades, mientras no pase a 60 Hz. Esto se hace porque el par que proporciona el motor está por diseño, determinado por esta relación. Por ejemplo, un motor de 460 volts tendrá una relación Voltaje /frecuencia de 7.6. Si manejamos este mismo motor a una frecuencia de 30 Hz, tendremos que suministrarle un voltaje de 230 volts para mantener la misma relación y el mismo par. Cualquier cambio en esta relación puede afectar el par, la temperatura, la velocidad o el ruido que produce el mismo (figura 2.15).

DESARROLLO DE UN SISTEMA DE CONTROL DIGITAL EN MALLA CERRADA PARA UN MOTOR DE INDUCCION.

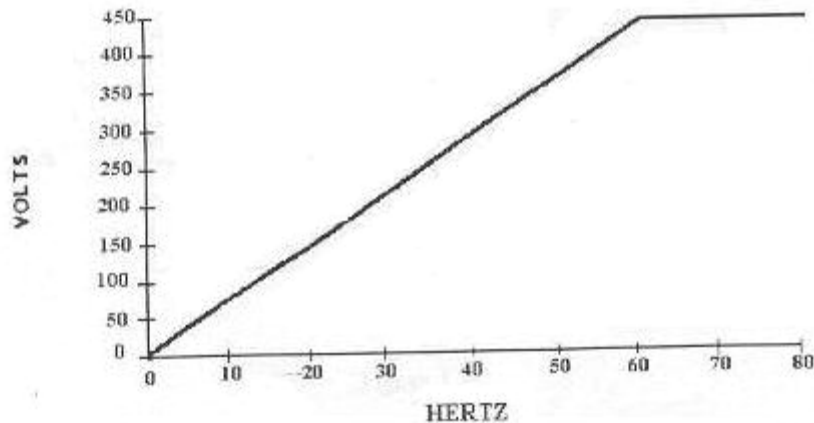


Figura 2.15 Relación Voltaje / Frecuencia

Un variador de velocidad convierte voltaje y frecuencia constante en voltaje y frecuencia variable y se basa en dos principales pasos. Primero la corriente alterna es rectificadora y convertida a voltaje de corriente continua, después la invierte y vuelve a entregar corriente alterna pero con valores de frecuencia y voltajes variables.

PARTES DE UN VARIADOR DE FRECUENCIAS.

RECTIFICADOR DE CORRIENTE DIRECTA.

La parte rectificadora en el variador, convierte el voltaje de corriente alterna en voltaje de corriente directa ya que es más fácil internamente para el variador generar la frecuencia variable de salida necesaria de una fuente no alterna de voltaje, aunque dependiendo del tipo de convertidor este voltaje de corriente directa puede ser variable o suavizado. La mayoría de los convertidores usados hoy son del tipo de modulación del ancho del pulso (PWM) que operan con un voltaje en corriente directa suavizado. Los diodos de potencia son usados para producir el voltaje de corriente directa suavizado y los rectificadores controlados de silicio (SCRs) son usados para el diseño de voltaje de corriente directa variable. Es importante hacer notar que el voltaje del bus de corriente directa es 1.41 veces mayor al voltaje de corriente alterna pues toma el valor del pico de voltaje y no el voltaje rms, por lo que el voltaje en bus de corriente de un convertidor de frecuencia de 460 volts será de 648 volts de corriente directa (figura 2.16).

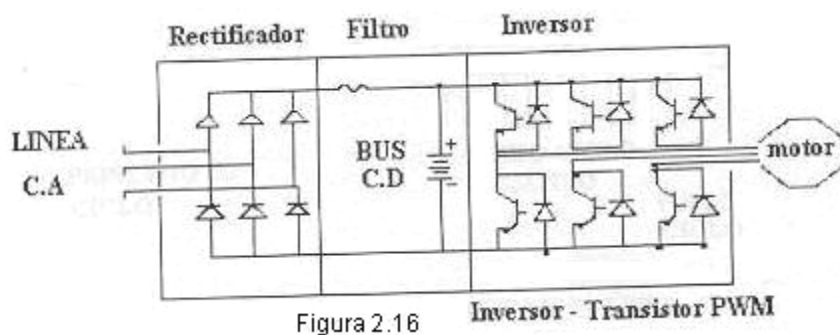


Figura 2.16

Inversor - Transistor PWM

INVERSOR

El voltaje en corriente directa se invierte y vuelve a tomar la forma de corriente alterna por medio de rectificadores controladores de silicio o transistores de potencia conectados directamente al bus de voltaje de corriente directa, y controlados por microprocesadores pero esta vez con una frecuencia y voltaje variable. Esta generación trifásica de corriente al hacerse a través de aperturas instantáneas de los transistores aunque tiene ciclos positivos y negativos toma una forma cuadrática e interrumpida similar a la alimentación de entrada simulando la onda senoidal; según las necesidades de frecuencia pero que mantiene la misma relación volts/frecuencia para el motor, a esta tecnología se la llama Modulación del Ancho del Pulso (Pulse Width Modulation PWM).

2.3.b) EL CONVERTIDOR DE FRECUENCIA TIPO PWM.

La Modulación del Ancho del Pulso (PWM) ha sido la tecnología más usada en los variadores de frecuencia pues ha dado buenos resultados para controlar motores desde 0.5 hp hasta 120 hp debido a su confiabilidad, adaptación y que genera la menor cantidad de armónicos a la línea. En esta tecnología la sección de inversión es realizada por un puente de diodos y capacitores de corriente directa para crear y mantener un voltaje estable y suavizado en corriente directa. Esta operación se realiza usando la tecnología de transistores bipolares de compuerta aislada (IGBT) los cuales regulan el voltaje y frecuencia para simular un voltaje que aunque cuadrático es muy similar al senoidal (figura 2.17).

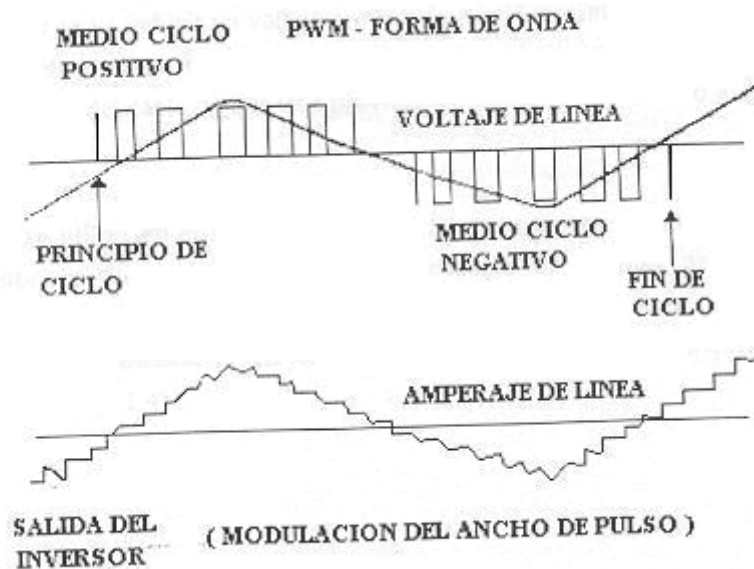


Figura 2.17

La Modulación del Ancho del Pulso consiste en que cada transición a voltaje alterno es una serie de pulsos cortos de diferente ancho y variando el ancho del pulso en cada ciclo el promedio simula la onda senoidal. El número de transiciones del positivo al negativo por segundo determina la frecuencia

suministrada al motor. Al tener un mayor número de pulsos en cada medio ciclo, el ruido asociado a los motores controlados por variador de frecuencia se reduce, al igual que la onda de corriente es suavizada y se eliminan los picos.

Las ventajas de este método son un excelente factor de potencia debido al voltaje de bus de corriente directa suavizado al 92%, y puede controlar varios motores con un sólo variador de frecuencia.

APLICACIONES INDUSTRIALES DE LOS VARIADORES DE FRECUENCIA.

La instalación de los variadores de frecuencia se da por dos motivos principales: el mejoramiento del proceso en sí, y el ahorro de energía. Sin embargo, la instalación de los mismos puede conllevar los dos fines a uno sólo, para esto es importante conocer los procesos industriales y las necesidades de los mismos, y eso implica conocer los diversos tipos y clases de cargas que existen que son básicamente tres: cargas de par constante, de par variable, y de potencia constante. El par de la máquina es independiente de la velocidad del motor, y que la potencia requerida por la carga es variable y se incrementa conforme se aumenta la velocidad en revoluciones por minuto.

2.3.c) TIPOS DE CARGAS.

Carga de Par Constante.

Es la carga que demanda del motor un par constante en cualquier rango de velocidad, por ejemplo son elevadores, bandas transportadoras, maquinaria textil, impresoras, bombas de desplazamiento positivo y de pistón, extrusoras, mezcladoras, compresores recíprocos, etc.

Para este tipo de carga el motivo principal para la aplicación de los variadores de frecuencia es la optimización del proceso y rara vez hay ahorros de energía; a menos que se cumplan estas condiciones: que la potencia demandada sea menor a la nominal y que se realice a velocidades menores (Figura 2.18).

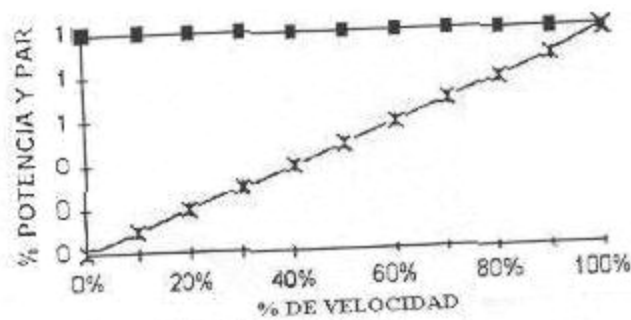


Figura 2.18 PAR CONSTANTE

Carga de Par Variable.

Es el tipo de carga en la cual las necesidades de par van disminuyendo conforme la velocidad del motor y por consiguiente de la carga también disminuye. En aplicaciones de flujo variable, como bombas centrífugas y ventiladores, agitadores y compresores axiales, el variador de frecuencia ofrece grandes oportunidades de ahorro pues sus requerimientos de potencia disminuyen considerablemente conforme la velocidad es menor (Figura 2.19).



Figura 2.19 PAR VARIABLE

Carga de Potencia Constante.

Es el tipo de carga, en la cual no importa la velocidad a la que esté girando el motor pues siempre va a estar demandando la potencia máxima, pues así lo demanda la carga. Estas cargas se encuentran básicamente en máquinas herramientas, bobinadoras, troqueladoras, bombas centrífugas de alta inercia; en estas cargas difícilmente se pueden obtener ahorros de energía, debido a que el proceso exige el máximo de la potencia o en todo caso KW (Figura 2.20).

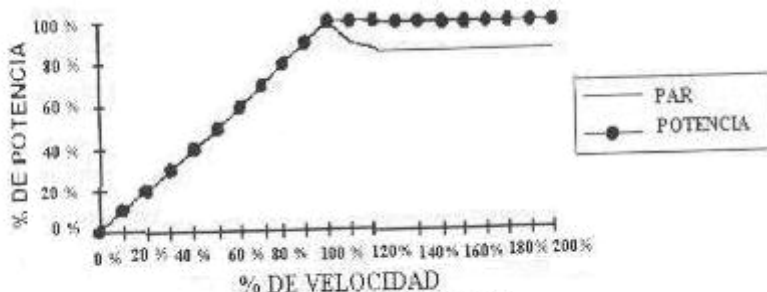


Figura 2.20 POTENCIA CONSTANTE

CONVERTIDORES ESTATICOS DE FRECUENCIA.

Desarrollo de la electrónica de potencia.

Al principio los esfuerzos se enfocaron en producir componentes para aplicaciones en circuitos electrónicos de baja potencia. A la vez en 1956, apareció el rectificador controlado de silicio (Silicon Controlled Rectifier, SCR o Tiristor). Con estos dos elementos se obtuvo el control por compuerta en los

semiconductores -que poseen cada vez más capacidad de manipulación de potencia-.

EL INVERSOR.

Un inversor propiamente dicho es un equipo que como su nombre lo indica, invierte corriente de directa constante a alterna de frecuencia variable, y esta se logra mediante transistores los cuales se controlan para cortarse y saturarse con una determinada cadencia dejando pasar solo segmentos de Corriente Directa de tal manera que la componente fundamental de estos trozos sea una onda senoidal y modulando los tiempos de conducción de los transistores, se varía la frecuencia de salida. La figura 2.21 nos muestra la onda obtenida. Los variadores de velocidad comerciales en donde la conversión de Corriente Alterna a Corriente Directa y de Corriente Directa a Corriente Alterna de frecuencia variable se realiza en un mismo equipo, es muy utilizado en potencias desde fracciones de HP hasta potencias relativamente altas pero menores a 10 000 HP. En este tipo de equipos se logran frecuencias de salida de hasta 300% de la frecuencia nominal del control.

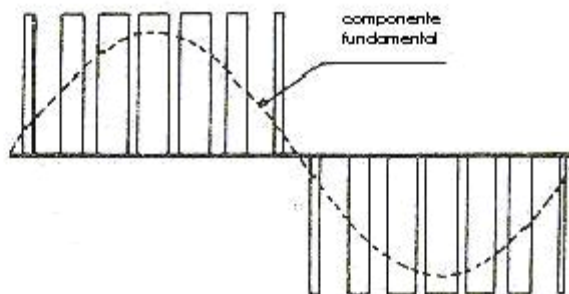


Figura 2.21: Onda de salida de un inversor P.W.M

EL CICLOCONVERTIDOR.

En un cicloconvertidor el voltaje alterno a una frecuencia fija de entrada, es convertido directamente a una frecuencia más baja sin etapas intermedias de corriente continua. El cicloconvertidor consiste de un cierto número de tiristores conectados en puente trifásico, controlados por fase y conectados a una alimentación de Corriente Alterna la cual proporciona los voltajes necesarios para la temporización de las conmutaciones naturales de los SCR. Por razones de operación eficiente, los puentes son controlados para lograr un voltaje de frecuencias inferior a la entrada, y en donde la salida fabricada a partir de segmentos de voltajes senoidales polifásicos de entrada como muestra la figura 2.22.

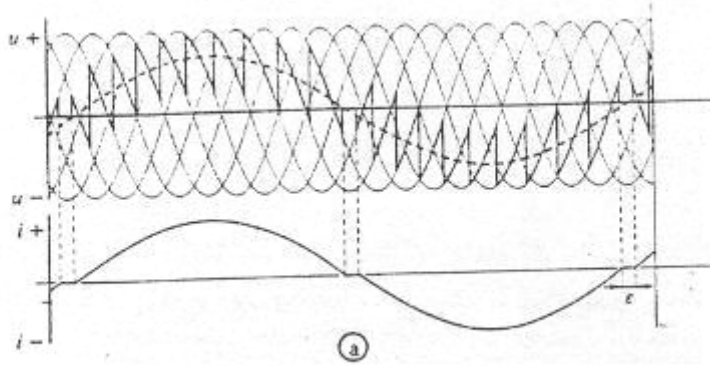


Figura 2.22: Ondas de salida de un cicloconvertidor

En la figura 2.23 se ve que el par disponible en un motor de jaula no es constante bajo ninguna circunstancia, sino que sigue el comportamiento de la curva característica mostrada, la cual es la base del funcionamiento de los motores de inducción.

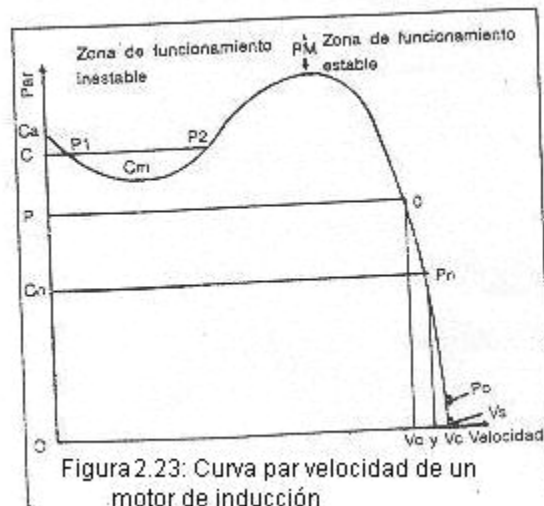


Figura 2.23: Curva par velocidad de un motor de inducción

- Ca – par de arranque.
- PM – par máximo.
- Vs – velocidad de sincronismo.
- Pn – potencia nominal.
- Vc – velocidad en carga.
- Cm – Par mínimo.

En el momento de arranque, cuando la velocidad es todavía prácticamente nula, el par tiene un valor igual a Ca, denominado par de arranque. La velocidad aumenta mientras el par disminuye hasta el valor Cm, llamado par mínimo. En la zona conocida como caída de par o hueco del par. Al seguir aumentando la velocidad, el par vuelve a crecer hasta alcanzar el valor PM o par máximo. A partir de ahí, el valor del par disminuye hasta hacerse nulo a la velocidad de sincronismo Vs. En realidad, el motor sufre resistencia pasiva, debida al rozamiento en los

baleros y arrastre de un ventilador que absorbe cierta potencia, oponiendo un par resistente pequeño. Resulta de ello que la velocidad sin carga o en vacío es algo inferior a la velocidad de sincronismo. Esta diferencia es de apenas unas cuantas revoluciones por minuto. Para denotar este hecho, en la curva se establece el punto de funcionamiento P_o muy cercano al punto de par cero pero no exactamente nulo.

Si a esta gráfica llevamos el valor del par nominal, el valor del par que determina la potencia nominal, tendremos el punto del funcionamiento P_n , cuya abcisa es la velocidad en carga V_c . Si le damos mayor potencia al motor, para otro par P .

Mientras el par resistente está comprendido entre cero y P_M el motor se hallará en régimen estable, esto es, la velocidad disminuye si el par de carga aumenta y viceversa, correspondiéndole un solo valor de velocidad.

Si el par resistente sobrepasa, el valor de P_M aun muy ligeramente, el motor cesa de girar, por lo que a P_M también se le llama par de ruptura (breakdown Torque). Para que el motor pueda arrancar, el par resistente debe ser menor al par mínimo C_m para que el arranque y el funcionamiento del motor sean correctos.

La zona característica a tensión constante comprendida entre el par de arranque C_a y el par máximo P_M representa un funcionamiento inestable del motor y no debe ser utilizada en funcionamiento normal ya que para un valor de par resistente, puede haber dos velocidades distintas de rotación y una pequeña disminución de par origina una variación negativa en la velocidad. Como conclusión, la zona de operación estable del motor a frecuencia y voltajes fijos, está únicamente comprendida entre el par máximo y el par cero (velocidad síncrona).

La evaluación del sistema de control de velocidad-carga de Grupos Turbina-Alternador Digitales y Analógicos; se lleva a cabo a través de las principales variables como son: la velocidad o frecuencia del grupo, posición de elementos finales de control, señales de mando de los mecanismos actuadores, presión de aceite de control, potencia activa del generador, etcétera. Se aplica en Centrales Hidroeléctricas, Termoeléctricas, Nucleoeléctricas, Turbogas y Ciclo Combinado, etc.

- Se determinan las características estáticas de:
 - Variador de Velocidad.
 - Variador de Carga.
 - Estatismo de la Unidad.
 - Disparos por Sobrevelocidad (Protección del grupo Turbina-Alternador).
 - Regulador de Presión.

- Se determinan sus características dinámicas a través de:
 - Escalones de Velocidad.
 - Perturbaciones de Velocidad.
 - Rechazos de Carga.

2.4 VARIADORES DE VELOCIDAD SIEMENS EN GENERAL.

En el futuro, todos los motores serán controlados por accionamientos de velocidad variable y arrancadores electrónicos.

Siemens ofrece la integración, estandarización y comercialización de convertidores para uso industrial, los cuales utilizan tecnología de punta e interfaces que permiten la estandarización como parte integral de los sistemas de automatización.

Esto beneficia con una reducción significativa en costos de fabricación, instalación y mantenimiento, ahorrando energía e incrementando la productividad en un ambiente electromagnético más seguro.

A continuación se pueden observar, algunas características, así como algunos parámetros de variadores de Siemens.

Variadores de velocidad para Corriente Alterna

Rango de operación entre 0,75 kW a 1 MW

Fácilmente programables

Con menú de seteo de parámetros - RS 232 y RS 485

Especificaciones Técnicas

Alimentación:

Voltaje: 380V (-10%) a 480V
(+10%)

Frecuencia: 48 a 62 Hz

Inbalance: 3% voltaje

Temperatura:

50°C sin condensación de
humedad

Frecuencia de salida:

0 a 100 HZ

Arranques por hora:

Ilimitados

Vibración:

Al estándar IEC 68-2-34

PWM frecuencias de encendido:

Modelos 1: 3,4,5,6,9,12 kHz

Modelos 2: 3,4,5,6,9 kHz

Modelos 3: 3, 6 kHz

Modelos 4: 3 kHz

Modelos 5: 3 kHz

EMC (con filtro)

Emisión

Tamaño 1 y 2 acorde a EN
50081-1

Tamaño 3 y 4 acorde a EN
50081-2

Inmunidad

EN 50082-2, IEC 801-2, IEC
801-3, IEC 801-4

MENUS DE PARAMETROS

Menú 0

Programable por el usuario para contener el listado de parámetros de los otros menús

Menú 1

Procesamiento y selección de velocidad de referencia, 8 velocidades de referencias preseleccionadas, 2 referencias analógicas de velocidad, filtración de velocidad y límites, offset de referencia

Menú 2

Rampas, 8 tiempos programables de aceleración y desaceleración, Rampa S

Menú 3

Control de velocidad, código de set up, control de P.I.D,

Menú 4

Control de corriente, Ganancia P.I., limitación de corriente, procesamiento de torque de referencia y modo de selección de troqué

Menú 5

Control del equipo, parámetros del motor, Boost, Dinámico V/F, modulación

Menú 6

Secuenciador y timer, tiempos de mantenimiento, Modo auto start, modo de perdidas principales, mantenimiento de velocidad cero, etc.

Menú 7

Entradas y salidas analógicas, programación

Menú 8

Entradas y salidas digitales, entradas de seteo, determinación de funciones de entrada y salida, programación de relay

Menú 9

2 funciones lógicas programables, Seteo de destino, fuente inversión y espera

Menú 10

Diagnostico, auto reseteo

Menú 11
Misceláneo, definición de menú 0, seteo de comunicaciones seriales, set up de seguridad

Menú 12

Programación

Menú 13

Seteo de posición de control y frecuencia de entrada, contadores de revoluciones, seteo de orientación

Menú 14

Control P.I.D. loop, seteo de ganancia y límites

Menú 15

Seteo de pequeño módulo de opciones

Menú 16

Seteo de un gran módulo de opciones

Menú 17

Menú de aplicaciones nº 1

Menú 18

Menú de aplicaciones nº 2

CAPITULO III

CONTROL POR COMPUTADORA PERSONAL (PC).

3.1 INTRODUCCION.

Los sistemas de control digital representan actualmente una forma de desarrollar una amplia variedad de tareas de los procesos de una planta de producción en el manejo de la misma, por introducir técnicas de control que no podrían ser aplicadas anteriormente con instrumentación analógica.

Además si consideramos la capacidad de la computadora de simular modelos de los procesos, asumiendo condiciones que no pueden ser aplicadas físicamente, se explica también su aplicación en la investigación del área.

La idea de utilizar computadoras digitales como componentes de control surgió alrededor de 1950 (Aström y Wittenmark) en aplicaciones de control de misiles y dispositivos aeroespaciales, pero como las computadoras eran demasiado grandes y consumían mucha energía, la idea fue abandonada y se optó por desarrollar computadoras de propósito específico llamadas “Analizadores Diferenciales Digitales” (DDA), enfocados a resolver los problemas particulares de la navegación espacial.

La aplicación en procesos industriales se inicia a mediados de la década de los cincuenta, encaminándose la mayoría de los esfuerzos en superar las dificultades que surgen al controlar los mismos procesos industriales; a partir de 1956 cuando la Cía. Texaco solicitó un estudio de factibilidad para la instalación de una unidad de polimerización por computadora y que se concluyó exitosamente que los fabricantes de computadoras, las instituciones de investigación y la industria en general dan un fuerte impulso al desarrollo de estos sistemas.

En 1962, la compañía Imperial Chemical Industries (ICI) cambió todos sus instrumentos de control analógicos por una computadora digital para efectuar las funciones de la instrumentación reemplazada.

Las ventajas que introdujo la sustitución de la tecnología analógica por digital fueron en relación con el costo y la flexibilidad. El avance más importante en la historia del control por computadora, han sido los sistemas DDC (Control Digital Directo), ya que con base en la creciente confiabilidad y velocidad de las máquinas, es posible asignarles la total responsabilidad en el control de las plantas.

Dos acontecimientos relativos al desarrollo de la tecnología digital fueron; el primero a mediados de los años sesentas, con la aparición de las "minicomputadoras", que por su potencia y reducidas dimensiones eran adecuadas para dar soluciones a problemas de control de mediana magnitud y por su menor costo, eran accesibles aun para proyectos de bajo presupuesto. El segundo fue la microcomputadora ya que su aparición en 1972 significó otro gran impulso en esta disciplina.

Se pueden enunciar algunas ventajas que se presentan en el control por computadora:

1. La tecnología digital tiene un bajo costo.
2. El consumo de potencia es bajo.
3. El uso de señales codificadas presenta la ventaja de que pueden ser almacenadas por un tiempo indefinido y pueden ser transmitidas con mayor confiabilidad mediante el uso de códigos de protección.
4. Con el uso del control digital se logrará un mejor funcionamiento que con la tecnología analógica.
5. En Telemetría, se requiere un sólo canal de comunicación para varios sistemas de control, multiplexando señales.
6. Realización de simulaciones con modelos matemáticos que en la tecnología analógica no son posibles.

CONTROL DIGITAL DE PROCESOS.

El control digital de procesos puede estar basado en una microcomputadora y un paquete de programación (software) que se puede aplicar satisfactoriamente en el control de procesos industriales. La figura 3.1 muestra el esquema general del sistema con sus componentes principales.

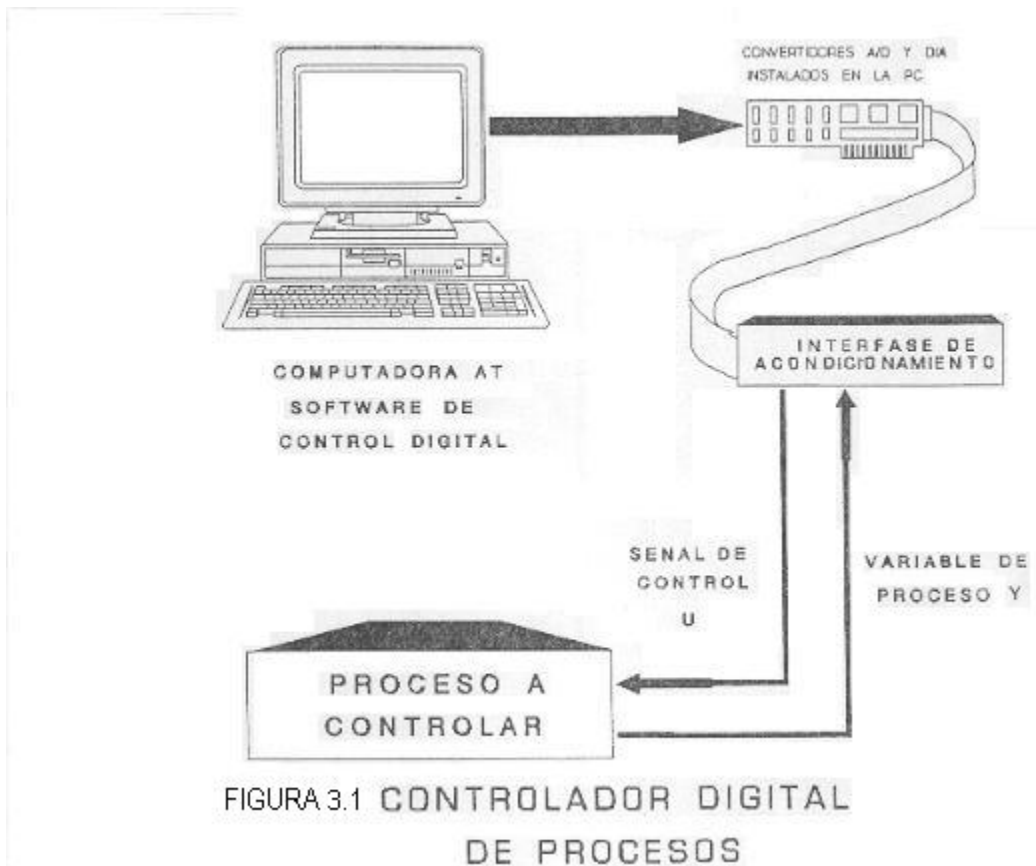


FIGURA 3.1 CONTROLADOR DIGITAL DE PROCESOS

El paquete de programación incluye los algoritmos de las acciones de control industrial más comunes. Dentro del mismo, la función de interface con el operador es esencial, ya que permite acomodar la operación, seleccionando las acciones de control a través de menús, y desplegar el desempeño a través de gráficas de tendencia de las variables principales. Las funciones de operador-proceso incluyen también la asignación de un punto de operación deseado (set-point), la de frecuencia de muestreo y la de los parámetros de sintonía del controlador. Se trata de un sistema que efectúa su operación con base en un dispositivo digital programable, empleando los conceptos, procedimientos y algoritmos propios de control digital directo (DDC) y habilitando un medio de interacción con el usuario completamente amigable, que le facilita atender exclusivamente la operación del proceso, sin tener que ocuparse de otras tareas.

3.2 DRIVE (CONEXIÓN A COMPUTADORA PERSONAL).

Actualmente un drive, por lo general, está equipado con un puerto de comunicaciones, (P. Ej. RS-485) para desplegar datos en un dispositivo supervisorio remoto. Ejemplo, de este dispositivo incluyen una unidad de desplegado y monitoreo (una computadora personal estándar corriendo el software supervisorio y de comunicaciones del drive) y software de trabajo como el sistema operativo MS-DOS. Estos dispositivos supervisorios y programas se pueden comunicar con el drive, permitiendo operarlo.

El drive usualmente provee un documento de protocolo que da una descripción comprensiva del protocolo de comunicaciones del drive. Este protocolo habilita a otros sistemas a tener acceso al drive (o a comunicarse con el drive vía el puerto de comunicaciones (P. Ej. RS-485) del drive. Las compañías manufactureras del drive continuamente desarrollan programas que proveen mayor compatibilidad con la mayoría de los protocolos de comunicación.

El drive se comunica con dispositivos supervisorios usando un estándar de comunicaciones (P. Ej. RS-485)

Un ejemplo de un diagrama de alambrado para comunicaciones RS-485 es ilustrado en la figura 3.2.

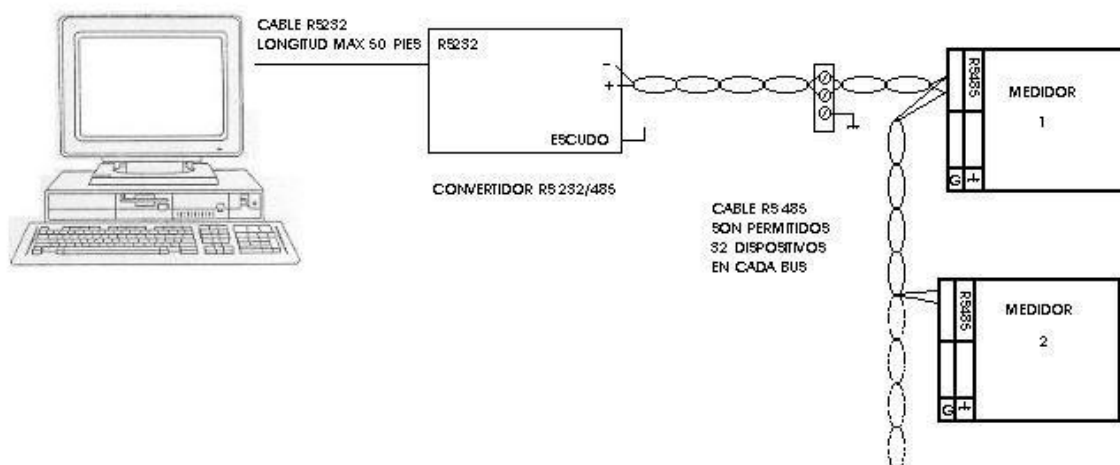


FIGURA 3.2: CONEXION EN COMUNICACION RS 485

Para conectar una computadora a una red de drives o a uno sólo, es necesario utilizar un convertidor o interfase (P. Ej. RS-232/ RS-485), el convertidor permite que el puerto de comunicaciones RS-232 de una computadora se comuniquen con el (los) Drive(s), vía el puerto RS-485 del drive.

Se debe tener mucho cuidado, ya que cualquier falla en el uso de un convertidor apropiado puede provocar daño al equipo.

Para instalar el convertidor, se conecta un extremo de un cable RS-232 al puerto serie RS-232 de la computadora, y el otro extremo al puerto RS-232 del convertidor. Paso seguido, se conecta el convertidor al drive. Se utiliza el mismo tipo de cable para conectar drives adicionales (u otros dispositivos RS-485) en red.

El drive está equipado, generalmente, con un puerto de comunicaciones RS-485, lo cual lo habilita para intercambiar datos sobre largas distancias con una estación de control/ despliegue maestra, que corra software compatible. Esta característica permite monitorear y/o controlar (o ambos dependiendo del

software) el drive o número de drives conectados en red común. También se puede usar el puerto de comunicaciones RS-485 para actualizar el software del drive.

Al conectar el drive a un dispositivo supervisorio, se ajusta o se seleccionan diferentes características, tales como la disyuntiva de control local o remota del drive, el número de dispositivo (drive), la tasa de baud y paridad (velocidad de transmisión), entre otras.

La primera característica permite controlar al drive, ya sea de manera local o remota. La segunda provee que cada drive tenga un único número de dispositivo, de manera que se pueda usar el estándar de comunicación (P. Ej. RS-485) para conectar muchos drives remotos a un dispositivo que corra un software supervisorio. Este software despliega todos los datos normalmente desplegados en el display de cada drive. Usando el estándar de comunicaciones RS-485 permite monitorear todos los drives desde un solo dispositivo maestro. La distancia para comunicaciones RS-485 está limitada dependiendo del tipo de cable y distancia. La tercera característica está muy clara, permite ajustar la velocidad de transmisión entre el drive y el dispositivo supervisorio.

Una cuestión muy importante para comunicarse con otros sistemas es tener y usar un protocolo de comunicaciones del drive, para poder en determinado caso habilitar la comunicación necesaria, así como la actualización viable del software, vía el puerto de comunicaciones, pudiendo actualizar el software desde el dispositivo de supervisión y monitoreo directamente.

Hoy día, la tecnología de control basado en Computadoras personales (PC) ya no constituye ningún tipo de problema para los fabricantes. Integrar Computadoras Personales (PCs) en maquinaria compleja permite utilizar una amplia gama de componentes de conexión así como software, facilitando la estructura de la aplicación necesaria.

Los diferentes sectores requieren mantener los tiempos de paros y ajustes de producción a un nivel muy bajo y el uso de drives es la solución.

La precisión con la que se fabrican tiene una influencia directa con la calidad final. Solamente pueden utilizarse sistemas libres de cualquier tipo de error.

CAPITULO IV

CONTROL EN MALLA ABIERTA Y CERRADA.

4.1 CONTROL MEDIANTE REALIMENTACION.

Antecedentes.

Dado un sistema con sus tres elementos: entrada, planta y salida.

Cuando la entrada y la salida son funciones del tiempo, el problema de control puede resolverse de dos formas diferentes:

- a) Malla abierta: la forma de malla abierta consiste en seleccionar de antemano la entrada en función del tiempo, con lo cual se obtendrá la salida deseada; esta entrada se aplica de una manera preprogramada .
- b) Malla cerrada: la forma de malla cerrada o de realimentación, consiste en generar la entrada en función de la salida que se vaya produciendo. Este enfoque utiliza el concepto de realimentación (o de retroalimentación) por medio del cual se toman los valores de la salida para modificar la entrada.

A continuación se muestran en las figuras, ambos conceptos, malla abierta y cerrada, así como sus entradas y salidas, respectivamente, en el caso del control de un motor.

La cualidad más característica de la ingeniería de control es la de manejar máquinas y procesos industriales económicos en beneficio de la sociedad, y se basa en los fundamentos de la teoría de la retroalimentación y el análisis de sistemas lineales, e integra los conceptos de las teorías de redes y de comunicación. Por lo que es aplicable a diversas áreas debido a que se puede incrementar la capacidad de control de estos sistemas.

Un sistema de control es una interconexión de componentes que forman una configuración del sistema que proporcionará una respuesta deseada del sistema. Un componente o proceso a ser controlado puede representarse mediante un bloque como el de la figura 4.1.

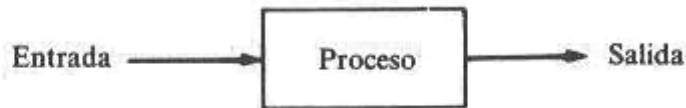


Figura 4.1: Proceso a controlar

La relación de entrada-salida representa el procesamiento de la señal de entrada para proporcionar una variable de señal de salida, frecuentemente con una amplificación de potencia. Un sistema de control de circuito abierto utiliza un regulador o actuador de control para obtener la respuesta deseada, como se observa en la figura 4.2.

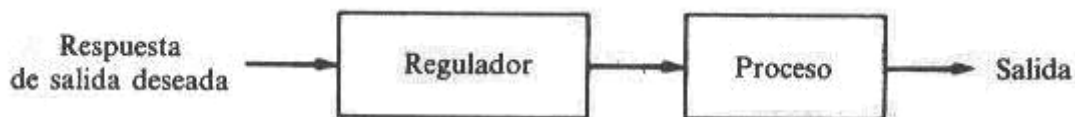


Figura 4.2: Sistemas de control de circuito abierto

4.2 SISTEMAS DE CONTROL REALIMENTADOS.

En un sistema de control con retroalimentación, la variable controlada (salida o respuesta) es comparada con la variable de referencia (entrada, mando u orden) y cualquier diferencia que exista entre ambas (el error) es usada para reducir esta última. Un sistema de control retroalimentado compara lo que estamos obteniendo con lo que necesitamos, usando cualquier diferencia para poner en correspondencia la entrada con la salida. La característica más importante es que establece una comparación, haciendo que el sistema sea tan efectivo para propósitos de control.

Los sistemas de control retroalimentados pueden dividirse en dos amplias categorías: sistemas regulados y sistemas seguidores o de seguimiento (follow-up system). Un sistema regulador es aquel cuya función principal es mantener esencialmente constante la variable controlada, a pesar de las perturbaciones inconvenientes que pudieran actuar sobre el sistema. La variable de referencia se cambia con muy poca frecuencia en estos sistemas.

Un sistema seguidor o de seguimiento (follow-up system) es un sistema de control retroalimentado cuya función es mantener la variable controlada en correspondencia muy próxima con una variable de referencia, la cual es cambiada frecuentemente.

4.3 SISTEMAS DE CICLO CERRADO Y DE CICLO ABIERTO.

Los sistemas de control retroalimentados son llamados también sistemas de ciclo cerrado.

Cuando la información que obtenemos de la salida es retroalimentada a fin de establecer una comparación con la entrada, el diagrama toma la forma de un ciclo cerrado y el sistema mismo se convierte en un ciclo completo. Proporcionar retroalimentación es cerrar el ciclo o bien un sistema de ciclo cerrado es aquel que está retroalimentado.

Los sistemas de ciclo abierto, son sistemas que no contienen retroalimentación. Los sistemas de control de ciclo abierto, debido a que no llevan al cabo una comparación, deben ser cuidadosamente calibrados y diseñados de forma tal que dicha calibración se mantenga.

En contraste con un sistema de circuito abierto, el circuito cerrado utiliza una medición adicional de la salida real, para compararla con la respuesta de salida deseada. Así la figura 4.3 nos muestra un sistema de control simple de circuito cerrado con retroalimentación. Siendo la definición estándar: Un sistema de control con retroalimentación es aquel que tiende a mantener una relación prescrita de una variable del sistema con otra, comparando funciones de estas variables y usando las diferencias como medio de control.

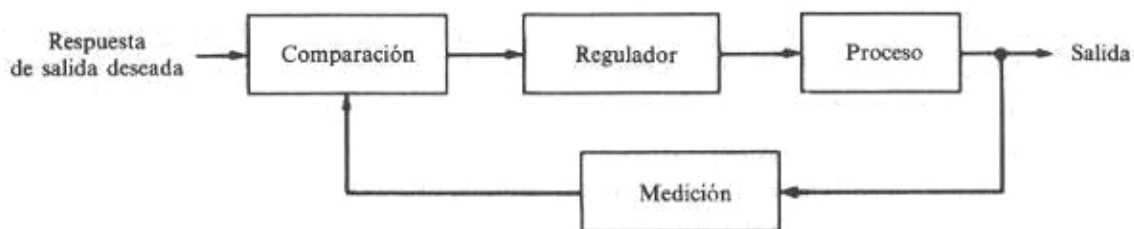


Figura 4.3: sistema de control de circuito cerrado con retroalimentación

Un sistema de control con retroalimentación suele emplear una relación prescrita entre la entrada y la salida. La diferencia entre la salida del proceso bajo control y la entrada de referencia se amplifica y emplea para controlar el proceso.

A continuación la figura 4.4 muestra un sencillo diagrama de bloques del sistema de control de la dirección de un automóvil.

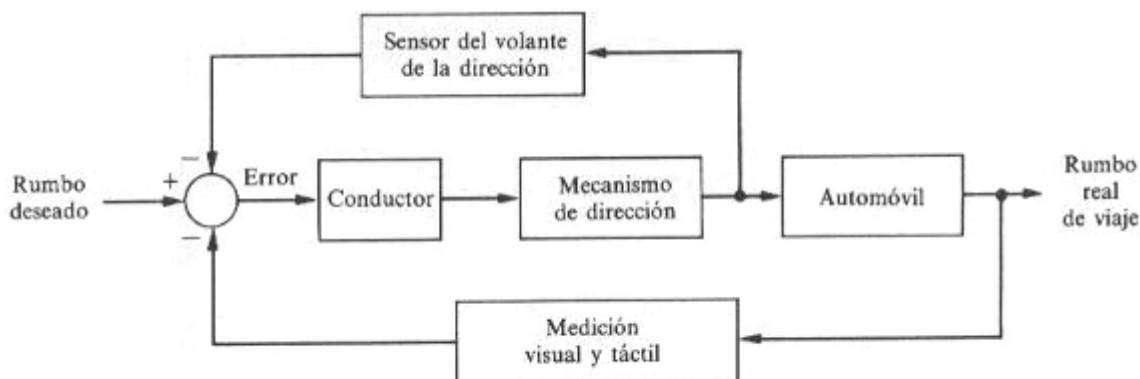


Figura 4.4: Sistemas de control de la dirección de un automóvil

En la figura 4.5, se puede ver más claramente un sistema básico de control en malla cerrada.

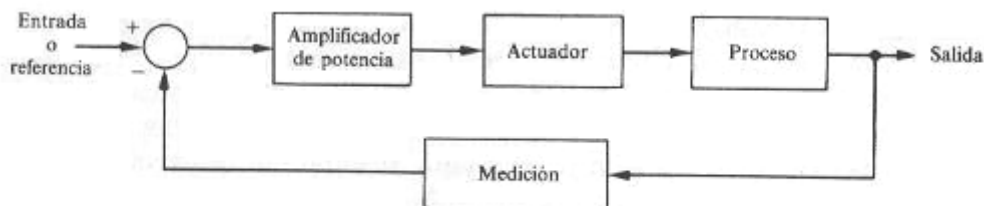


Figura 4.5: Sistema básico de control de circuito cerrado

Se puede observar, en la figura 4.6, un sistema básico de circuito cerrado de control manual para regular el nivel de líquido en un depósito. La entrada es un nivel de referencia de líquido que debe mantener el operador. El amplificador de potencia en este ejemplo es el operador y el sensor es visual, debido a que compara el nivel real con el deseado y abre o cierra la válvula (actuador) para mantener el nivel deseado.

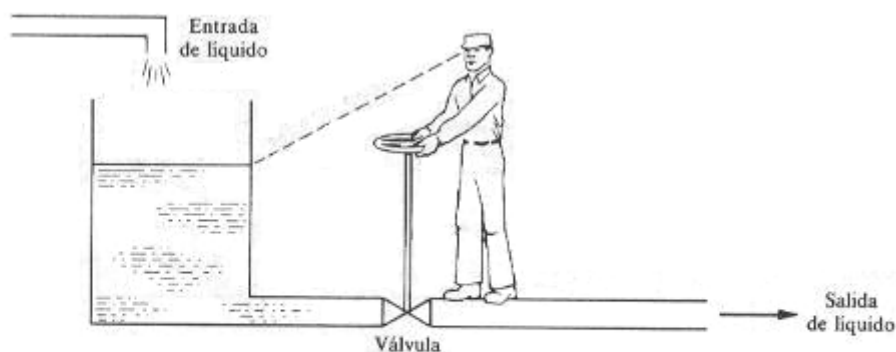


Figura 4.6: Un sistema de control manual para regular el nivel de líquido de un depósito mediante el ajuste de la válvula de salida. El operador observa el nivel de líquido a través de una mirilla lateral del depósito

La mayoría de los sistemas considerados son de naturaleza dinámica; las ecuaciones descriptivas son generalmente ecuaciones diferenciales. Estas ecuaciones pueden linealizarse, y puede utilizarse también la transformada de Laplace, para simplificar el método de solución. Siendo útil considerar el sistema físico, delinear algunas suposiciones necesarias y linealizar el sistema.

Cuando se conoce la respuesta deseada del sistema, se genera una señal proporcional al error entre la respuesta deseada y la real. La utilización de esta señal para controlar un proceso produce una secuencia de operaciones de circuito cerrado que se conoce como sistema de retroalimentación (figura 4.7).

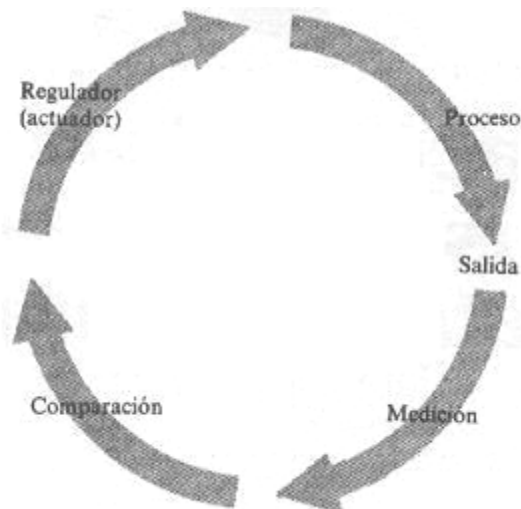


Figura 4.7: Sistema de circuito cerrado

La figura 4.8 muestra un sistema de control de circuito abierto. En contraste en la figura 4.9 de control con retroalimentación negativa de circuito cerrado.

La principal diferencia entre los sistemas de circuito cerrado y los de circuito abierto es la generación y utilización de la señal de error. El sistema de circuito cerrado, cuando opera correctamente, lo hace de forma que el error se reduce a un valor mínimo.



Figura 4.8: Sistema de circuito abierto.

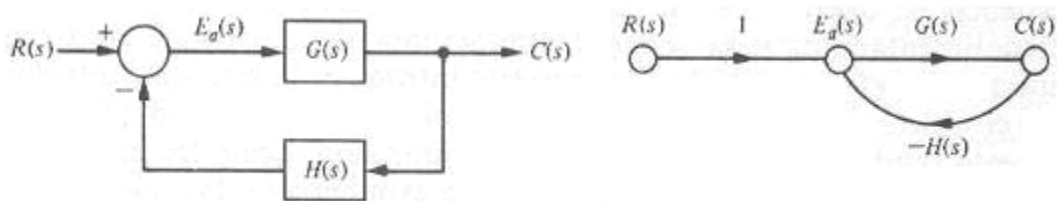


Figura 4.9: Sistema de circuito cerrado

La señal $E_{\alpha}(s)$ es una medida del error del sistema, y es igual al error $E(s)=R(s)-C(s)$ cuando $H(s) = 1$. La salida del sistema de circuito abierto es:

$$C(s) = G(s) R(s) \quad (1)$$

La salida del sistema de circuito cerrado es

$$C(s) = G(s)E_{\alpha}(s) = G(s)(R(s) - H(s)C(s))$$

Y por lo tanto,

$$C(s) = \frac{G(s)}{1+GH(s)} R(s) \quad (2)$$

La señal actual del error es:

$$E_a(s) = \frac{1}{1+GH(s)} R(s) \quad (3)$$

Para reducir el error, la magnitud de $1+ GH(s)$ debe ser mucho mayor que la unidad en el intervalo de s bajo consideración.

Un sistema de circuito cerrado percibe el cambio en la salida, debido a los cambios del proceso e intenta corregir la salida. La sensibilidad de un sistema de control a las variaciones de los parámetros es de primordial importancia. Una ventaja importante de un sistema de control con retroalimentación de circuito cerrado es su capacidad para reducir la sensibilidad del sistema. Si $GH(s) \gg 1$ para todas las frecuencias complejas de interés, por la ecuación 2 obtenemos:

$$C(s) \cong \frac{1}{H(s)} R(s)$$

La salida sólo está afectada por $H(s)$, que puede ser una constante. Si $H(s)=1$, tenemos el resultado deseado; esto es la salida es igual a la entrada.

4.4 CONTROL EN MALLA CERRADA DE MOTORES DE INDUCCION.

Para las especificaciones de régimen permanente y de rendimiento transitorio de los motores de ca, es necesario un control en malla cerrada. El control puede ser mediante:

- 1) Un control escalar, en que las variables de control sean cantidades en cd y sólo sus magnitudes sean controladas;
- 2) Un control vectorial, en que se controlen tanto la magnitud como la fase de las variables de control, o
- 3) Un control adaptable, en que los parámetros del controlador varíen en forma continua, a fin de adaptarse a los cambios en las variables de salida.

Un sistema de control está caracterizado por la jerarquía de las mallas de control, donde las mallas externas controlan las mallas internas. Las mallas internas se diseñan para una ejecución cada vez más rápida. La figura 4.10a se muestra una disposición para un control del voltaje del estator de motores de

inducción mediante controladores de voltaje en ca a una frecuencia fija. El controlador de velocidad, K_1 , procesa el error de velocidad y genera la corriente de referencia i_s (ref). K_2 es el controlador de corriente mientras que K_3 genera el ángulo de retraso del convertidor con tiristor, y la malla interna limitadora de corriente establece indirectamente el límite del par motor. El limitador de corriente tiene la ventaja de devolver la corriente de corto circuito en caso de falla, en lugar de fijarla. El controlador de velocidad, K_1 , puede ser un compensador de ganancia sencillo (de tipo proporcional), uno de tipo proporcional integral, o uno de atraso-adelanto. Este tipo de control se caracteriza por un mal rendimiento estático y dinámico, y por lo general es utilizado en ventiladores, bombas y propulsores de sopladores.

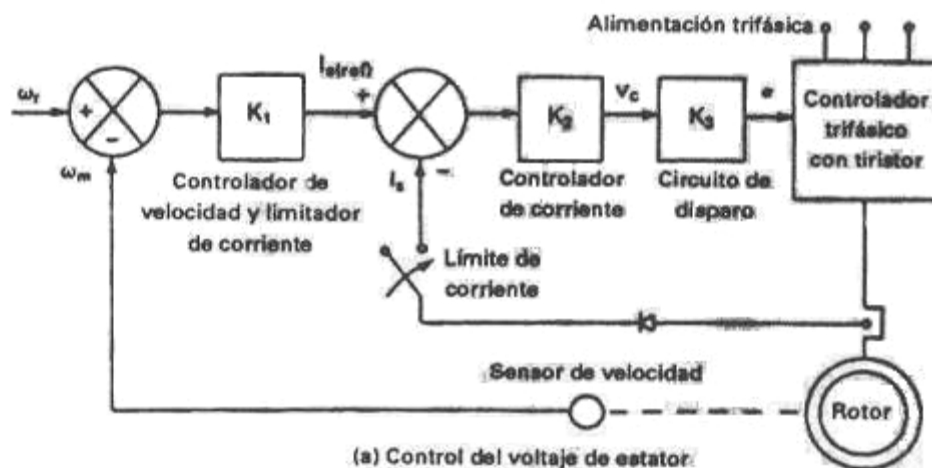


Figura 4.10: Control en lazo cerrado en los motores de inducción

De la figura 4.10a se puede establecer un control volts/hertz con la adición de un rectificador controlado y de una malla de control de voltaje de cd, tal y como se muestra en la figura 4.10b. Después del limitador de corriente, la misma señal genera la frecuencia del inversor y proporciona la entrada al controlador de ganancia de enlace en cd, K_3 . Para compensar por la caída de la resistencia en el estator en baja frecuencia se añade un pequeño voltaje V_0 a la referencia de voltaje en cd. El voltaje en cd V_d actúa como referencia para el control de voltaje del rectificador controlado. En el caso de un inversor PWM, no se requiere de un rectificador controlado y la señal V_d controla directamente el voltaje del inversor variando el índice de modulación. Para la vigilancia de la corriente, se requiere de un sensor que introduce un retraso en la respuesta del sistema.

El par motor de los motores de inducción es proporcional a la frecuencia de deslizamiento, así si: $\omega_{s1} = \omega_s - \omega_m = s\omega_s$, es posible controlar la frecuencia de deslizamiento. El error en la velocidad genera el comando de frecuencia de deslizamiento, como se muestra en la figura 4.10c.

DESARROLLO DE UN SISTEMA DE CONTROL DIGITAL EN MALLA CERRADA PARA UN MOTOR DE INDUCCION.

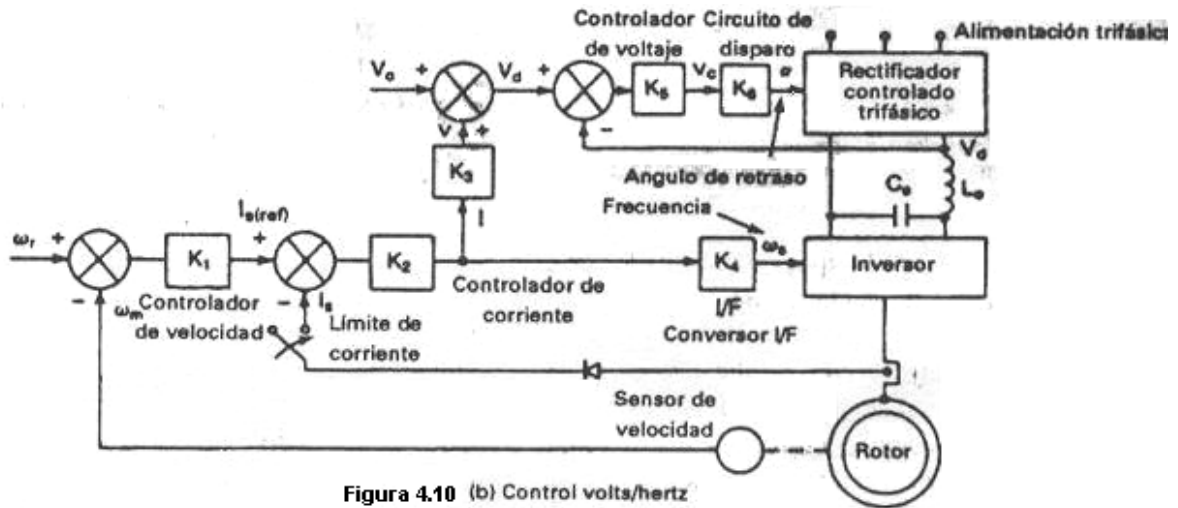


Figura 4.10 (b) Control volts/hertz

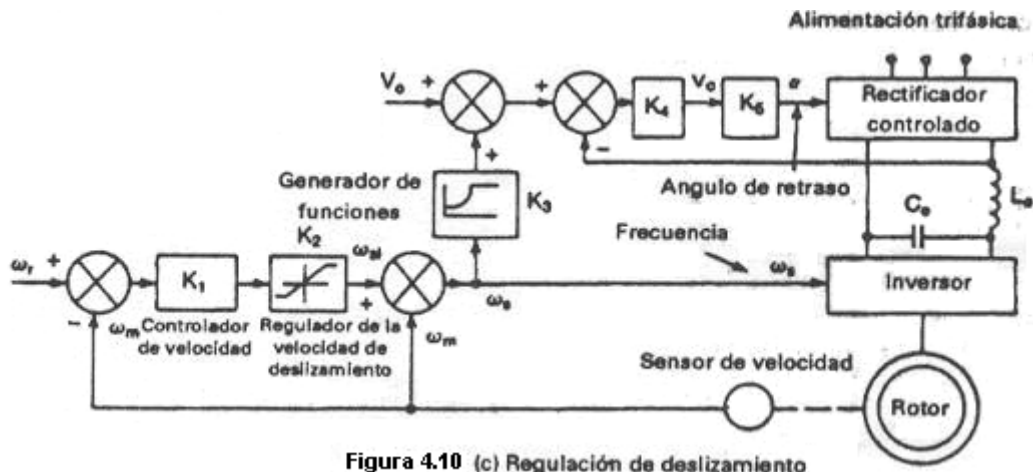


Figura 4.10 (c) Regulación de deslizamiento

Obsérvese en la figura 4.11 un regulador (o controlador) de voltaje de ca trifásico de 187-kW para una máquina estiradora; la electrónica de control aparece instalada en un panel lateral.

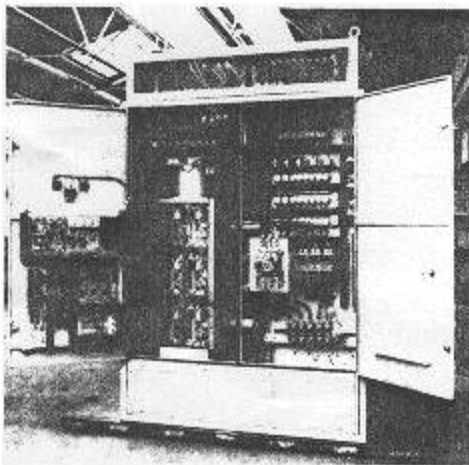


Figura4.11: Regulador trifásico de voltaje en c.a. de 187 kW.
Reproducido con el permiso de Brush Electrical Machines
Ltd., Inglaterra.)

CARACTERISTICAS DE UN SISTEMA DE CONTROL.

La estabilidad, exactitud y rapidez de respuesta son características que debe tener todo sistema de control. Un sistema debe ser estable y esto significa que la respuesta a una señal, ya sea un cambio del punto de referencia o una perturbación, debe alcanzar y mantener un valor útil durante un periodo razonable. Un sistema de control inestable producirá, por ejemplo, oscilaciones persistentes o de gran amplitud en la señal, o bien, puede hacer que la señal tome valores que corresponden a límites externos.

Un sistema de control debe ser exacto dentro de ciertos límites especificados, debe ser capaz de reducir cualquier error a un valor aceptable.

Un sistema de control debe completar su respuesta a cierta señal de entrada en un tiempo aceptable. Aunque un sistema sea aceptable y tenga la exactitud requerida, no tiene ningún valor si el tiempo para responder totalmente a una respuesta es mucho mayor que el tiempo entre las señales.

Un sistema debe cumplir las tres condiciones mencionadas de estabilidad, exactitud y rapidez de respuesta. El sistema de control ideal es estable, de una exactitud absoluta (mantiene un error nulo a pesar de las perturbaciones) y responderá instantáneamente a cualquier cambio en la variable de referencia. Naturalmente tal sistema no puede obtenerse. Sin embargo, el estudio de la teoría del control automático proporciona las bases necesarias para establecer las relaciones más eficientes a fin de poder diseñar el mejor sistema posible.

La matemática necesaria para describir el comportamiento de los sistemas de control retroalimentados, está formada en gran parte por ecuaciones diferenciales.

El controlador automático ha jugado un papel importante en el avance de la ingeniería y de la ciencia, además se ha convertido en parte importante e integral de los procesos de manufactura e industriales modernos; resultando esencial en operaciones industriales como el control de presión, temperatura, humedad, viscosidad y flujo en las industrias de procesos; maquinado, manejo y armado de piezas mecánicas en las industrias y fabricación, entre muchos otros.

4.5 CONTROLADORES AUTOMATICOS.

ACCION DE LOS CONTROLADORES AUTOMATICOS.

Un controlador automático compara el valor efectivo de salida de una planta con el valor deseado, determina la desviación y produce una señal de control que reduce la desviación a cero o a un valor pequeño. La forma en que el controlador automático produce la señal de control recibe el nombre de acción de control.

4.5.a) CLASIFICACION DE LOS CONTROLADORES AUTOMATICOS.

La manera de cómo los controladores reaccionará a una señal de error es una indicación del modo de control. Existen generalmente cinco maneras básicas de control y se pueden clasificar los controles automáticos industriales en:

- 1) Controladores de dos posiciones o de sí-no
- 2) Control proporcional (P)
- 3) Control proporcional –integral (PI)
- 4) Control proporcional –derivativo (PD)
- 5) Control proporcional - integral –derivativo (PID)

La mayoría de los controladores automáticos industriales usan como fuentes de potencia la electricidad o un fluido a presión que puede ser aceite o aire. También se pueden clasificar los controladores automáticos según el tipo de fuente de energía usada en su funcionamiento, en controladores neumáticos, hidráulicos o electrónicos. El tipo de controlador a usar dependerá de la naturaleza de la planta y sus condiciones de funcionamiento, inclusive consideraciones de seguridad, costo, disponibilidad, confiabilidad, precisión, peso y tamaño.

Elemento de control automático industrial: debe de detectar la señal de error actuante, que habitualmente se encuentra a un nivel de potencia muy bajo, y aumentarla por medio de un amplificador a un nivel suficientemente alto. La salida de control automático va a actuar sobre un dispositivo de potencia, como un motor neumático o válvula, un motor hidráulico o un motor eléctrico.

En la figura 4.12 el control en sí consiste en un detector de error y un amplificador. El elemento de medición es algún dispositivo que convierte la variable de salida en otra variable adecuada, como un desplazamiento, presión o señal eléctrica, que pueda usarse para comparación de la salida con la señal de entrada de referencia, encontrándose el elemento en el camino de realimentación

del sistema de malla cerrada. Frecuentemente se usa un amplificador juntamente con algún circuito de realimentación adecuado, para modificar la señal de error actuante amplificándola y a veces derivándola o integrándola para lograr una señal de control mejor.

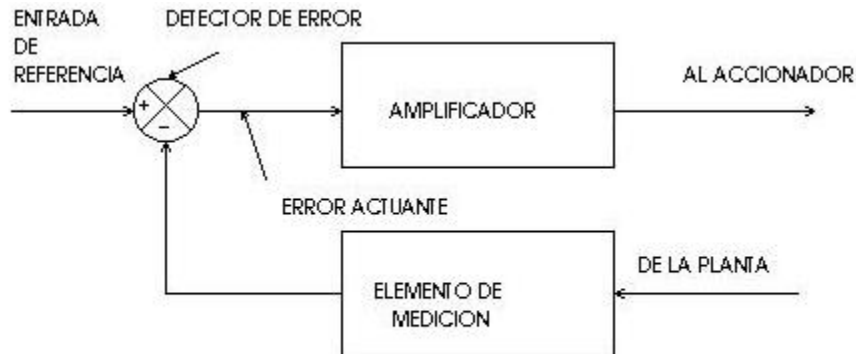


Figura 4.12: DIAGRAMA DE BLOQUES DE UN CONTROL AUTOMATICO INDUSTRIAL Y ELEMENTO DE MEDICION

CONTROL DE DOS POSICIONES SI –NO, TODO –NADA, ON –OFF O BANG –BANG.

En este modo de control el dispositivo corrector final tiene solamente dos posiciones o estados de operación. Si la señal de error es positiva el control envía el dispositivo corrector final a una de las dos posiciones. Si la señal de error es negativa, el controlador envía al dispositivo corrector final a la otra posición. Zona de actuación.

Todos los controladores Si- no, tienen una pequeña zona de actuación que está definida como un pequeño rango de valores medidos que debe atravesar para hacer que el dispositivo corrector vaya de una posición a la otra.

CONTROL PROPORCIONAL.

El dispositivo corrector final no es forzado a tomar toda o ninguna posición. En lugar de esto, tiene un rango continuo de posiciones posibles. La posición exacta que toma es proporcional a la señal de error, en otras palabras, la salida del bloque controlador es proporcional a su entrada.

Banda proporcional: entre más grande sea el error, más drástica es la acción de corrección. Esta es la diferencia esencial entre el control proporcional y el control sí - no. En esta situación la palabra proporcional es aplicada correctamente porque la cantidad de corrección introducida está en proporción con la cantidad de error, usualmente la banda proporcional se expresa como un porcentaje de la totalidad del rango del controlador. Por lo tanto la banda proporcional es el porcentaje del rango total del controlador en el cual el valor medido cambiaría en orden de producir que el dispositivo de corrección cambie en un 100%.

Efectos de control proporcional.

Elimina la oscilación permanente que siempre acompaña al control sí –no. Sin embargo, si la banda proporcional se escoge muy pequeña, de todos modos pueden ocurrir oscilaciones.

Ventajas: es esencialmente un amplificador con ganancia ajustable.

CONTROL PROPORCIONAL –INTEGRAL (PI).

En el control proporcional se elimina la oscilación en la variable precedida, y se reduce el desgaste del dispositivo de control, pero introduce un desbalance permanente en la variable medida. El control proporcional puede utilizarse solamente cuando los cambios en la carga son pequeños y lentos, y la variación en el valor de referencia es pequeña. Para las situaciones de proceso más comunes, en las cuales los cambios en la carga son grandes y rápidos, y el valor de referencia puede variar considerablemente, el modo de control proporcional–integral se adapta mejor. El tiempo integral regula la acción del control integral, mientras una modificación en K_p afecta tanto a la parte integral como a la proporcional. Al inverso del tiempo integral T_i se le llama frecuencia de reposición, ésta es el número de veces por minuto que se duplica la parte proporcional de la acción de control (repeticiones x min.). En el control P.I., la posición del dispositivo de control está determinada por dos factores:

- a) La magnitud de la señal de error (parte proporcional).
- b) La integral con respecto al tiempo de la señal de error, en otras palabras la magnitud del error multiplicada por el tiempo que ha permanecido (parte integral).

La parte de control P posiciona al dispositivo en proporción al error que exista, entonces la parte de control I se da cuenta que existe un pequeño error (desbalance) a medida que pasa el tiempo, la parte integral mueve el dispositivo un poco más en la misma dirección, por consiguiente ayuda a reducir el desbalance. Eventualmente, el error se reducirá a cero y el dispositivo detendrá su movimiento, debido de que a medida de que pase más tiempo, la integral no aumenta más, debido al hecho de que el error ahora es cero.

Funciones de control para señales análogas.

$$\begin{array}{l} \text{Proporcional } y(t) = K_p * e(t) \\ \text{Integral } y(t) = K_i * \int e(t) dt \end{array}$$

Donde: $y(t)$ = señal de salida en función del tiempo
 $e(t)$ = señal de entrada en función del tiempo
 K_p = representa una constante de sensibilidad proporcional
 $K_i = 1/T_i$, se le denomina frecuencia de reposición, T_i es el tiempo integral.

$$\text{Control PI } y(t) = K_p * \int e(t) + K_p/T_i \int e(t) dt$$

CONTROL PROPORCIONAL-DERIVATIVO (P.D.).

A este tipo de control se le denomina control de velocidad y es cuando el valor de salida del control es proporcional a la velocidad de variación de la señal de error actuante.

El tiempo T_d derivativo es el intervalo de tiempo en el que la acción de velocidad se adelanta al efecto de acción proporcional. La acción del control derivativo tiene carácter de anticipación, las ventajas de tener esta cualidad es de que amplifica las señales de ruido y puede producir el efecto de saturación en el accionador.

Hay que notar que nunca se puede tener una acción de control derivativo sólo, porque este control es efectivo únicamente durante periodos transitorios. A continuación se muestra la función que representa al control P.D.:

$$\text{Control P.D. } y(t) = K_p * e(t) + K_p T_d (de(t)/dt)$$

Donde: $K_p = K_p T_d$ es una constante de la acción derivativa

CONTROL PROPORCIONAL- INTEGRAL- DERIVATIVO (P.I.D.).

Aun cuando el control P.I. es adecuado para la mayoría de las situaciones de control, no es adecuado para todas las situaciones. Hay algunos procesos que presentan problemas de control muy difíciles que no pueden manejarse por un control P.I. Específicamente se tienen dos características de procesos que presentan dichos problemas críticos de control para los cuales no es suficiente un control P.I.

- a) Cambios muy rápidos en la carga.
- b) Retardos de tiempo grande entre la aplicación de la acción correctora y el apareamiento de los resultados de dicha acción en la variable medida.

En los casos donde uno (o ambos) de estos dos prevalezcan, la solución puede ser un control P.I.D., el término control derivativo se denomina también razón de control.

En el control P.I.D., la acción correctora es determinada por tres factores:

- 1) La magnitud del error (parte proporcional).
- 2) La integral con respecto al tiempo del error o la magnitud del error multiplicada por el tiempo que ha permanecido.
- 3) La razón de tiempo de cambio del error; un rápido cambio en el error produce una acción correctora mayor que un cambio lento en el error.

En un sentido intuitivo la parte derivativa del controlador intenta mirar hacia delante y prevé que el proceso sufrirá un gran cambio basándose en las medidas actuales. Es decir, si la variable medida está cambiando muy rápidamente es seguro que tratará de cambiar en una gran cantidad. Siendo este el caso, el controlador trata de anticiparse al proceso aplicando más acción correctora que la que se aplicaría con un control P.I. sólo.

Respuesta del proceso.

El controlador es la parte pensante de todo el sistema, es la componente que envía órdenes al dispositivo corrector final, con base en sus informaciones de la dirección y magnitud del error. Los controladores sofisticados pueden también considerar la cantidad de tiempo que ha persistido el error a medida que deciden cómo ajustar el dispositivo corrector final, algunos controladores, pueden considerar que tan rápidamente cambia el error, y así decidir que órdenes se enviarán al dispositivo corrector final. El controlador hace todo lo anterior de acuerdo con un plan predeterminado que existe en la mente del diseñador del sistema.

CONTROLADOR PROPORCIONAL- INTEGRAL- DERIVATIVO (P.I.D).

Como puede ser inferido del nombre, los controladores proporcionales – integral –derivativo (P.I.D.) hacen uso, como ya se mencionó, de los atributos de los tres controladores. El bloque proporcional provee respuesta rápida a disturbios de sistema, la porción derivativa asegura que los disturbios repentinos serán atajados en un intento agresivo para corregir el error, y la sección integral provee un medio de eliminar eventualmente el error enteramente.

Sin embargo, muchas variaciones PID son posibles, una configuración paralela común, mostrada en la figura 4.13, será examinada aquí.

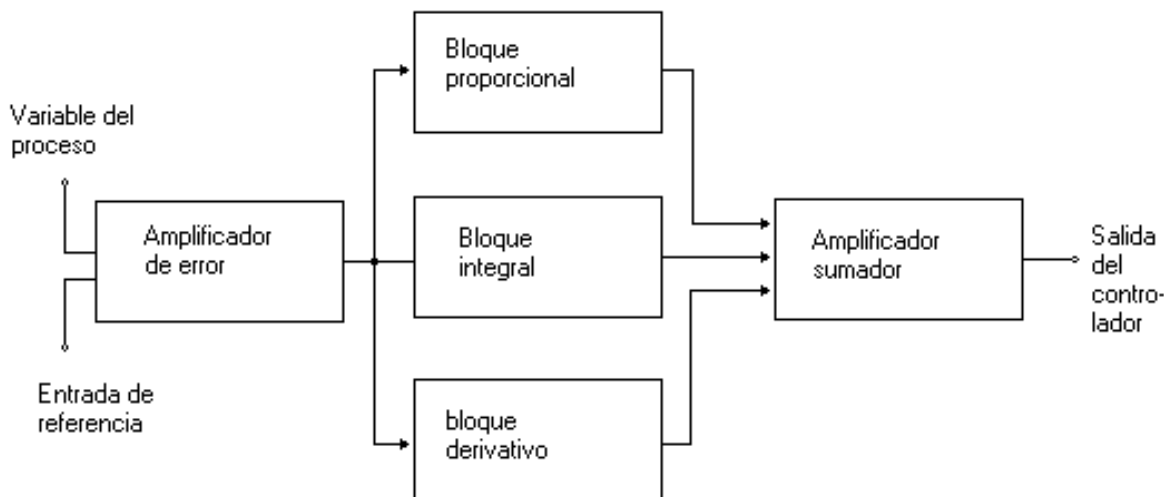


Figura 4.13: Diagrama de bloques de un controlador típico PID en paralelo

Cada elemento recibe la misma señal de error, y las salidas de todos los elementos son sumados a través de un amplificador sumador. Dado que las características de respuesta de los tres bloques han sido discutidas, debe ser una tarea simple predecir la respuesta de salida a un cambio en la señal de error, mientras el error esté representado por una función relativamente simple.

El proceso de ajuste de cada uno de los tres bloques en un controlador PID es llamado sintonía. La manera en la cual un controlador PID debe ser sintonizado, depende de la configuración del controlador, la característica del proceso que esté siendo controlado, y el funcionamiento deseado del controlador. Esto es, si la misma configuración del controlador fuera aplicada a dos diferentes procesos, cada uno requeriría un procedimiento diferente de sintonía. El procedimiento de sintonía no es por ningún medio una tarea fácil. Literatura publicada por el fabricante del controlador es frecuentemente usada como guía, no obstante, programas de simulación en computadora han llegado a ser populares, ya que el resultado puede ser observado rápidamente, sin necesidad de arrancar el proceso. Como cualquier simulación en software, sin embargo, la exactitud de los resultados depende en que también la respuesta del sistema puede ser modelada.

Dos precauciones deben ser observadas cuando se implemente el control PID. Ambas parten del hecho de que la acción del bloque integral o derivativo pueden enmascarar los efectos de los otros bloques en el controlador. P. Ej., si hay un cambio (paso) repentino en el error, el bloque derivativo más fácilmente se saturará, provocando que una correspondiente saturación ocurra en el amplificador sumador. Este cambio repentino de error puede ser causado por un disturbio en el proceso o por un cambio en la entrada de referencia (set point). El resultado puede ser una sobrecompensación, provocando que el proceso oscile. Como otro ejemplo, si un error grande está presente durante un periodo substancial de tiempo, la salida del bloque integral puede ser forzada dentro de la saturación. Aun si el error es vuelto a cero, la salida integral se mantendrá en saturación. Esta salida, también, provocará que el proceso se sobredispere, hasta que el error negativo resultante saque al bloque integral fuera de la saturación.

4.6 CONTROLADORES LOGICOS PROGRAMABLES LOGICOS (PLC'S).

Los sistemas lógicos basados en transistores poseen ventajas como son: seguridad, confiabilidad, rapidez, pequeño volumen y bajo costo; pero no son fácilmente modificables o reconfigurables, pues en ocasiones requieren de mucho tiempo y su complicación puede ser extrema.

Actualmente, se cuenta con dispositivos y sistemas completos, totalmente programables, y reconfigurables. Las decisiones que debiera tomar el sistema se cargan por un código o lista secuencial de instrucciones, que son grabadas en una memoria de tipo electrónico (chips) y ejecutados por un microprocesador o un conjunto de ellos, según la complejidad del sistema.

Para ser modificado, el código de instrucciones debe ser cambiado (modificaciones en software).

EVOLUCION DE LOS CONTROLADORES PROGRAMABLES.

Los primeros controladores programables fueron basados en relevadores con capacidad de control de dos posiciones (encendido/apagado, on/off) solamente. De 1970 a 1974, la aparición de los microprocesadores contribuye a incrementar la flexibilidad y capacidad de los controladores programables, y el contar con una interfase con el operador más amigable. Entre 1945 y 1979, se agregan características en hardware y software como: gran capacidad de memoria, entradas y salidas remotas, control analógico y de posición, comunicación con el operador y enriquecimiento del software. Haciendo a los controladores programables apropiados para un rango amplio de aplicaciones y contribuyendo a la reducción de alambrado y costo de instalación. Los sistemas de expansión de memoria permitieron almacenar gran cantidad de datos y programas más extensos.

A principios de los 80's hubo grandes avances debido a la competitividad de los fabricantes. Los avances en hardware en los controladores son: tiempos de scan muy cortos utilizando tecnología bit-slice. PLC's pequeños y de bajo costo que reemplazan de 4 a 10 relevadores. Sistemas de entrada/salida de alta densidad que reduce el espacio necesario. Interfaces inteligentes de entrada/salida que posibilitan al equipo para el control de procesos distribuidos, así como la comunicación multicanal en ASCII. Las interfaces especiales permiten ser conectados directamente al controlador. El desarrollo de familias de controladores, capaces de manejar unas 8000 entradas/salidas y 128 k palabras de memoria. Los miembros de cada familia utilizan el mismo sistema de entrada/salida y programación de periféricos, disminuyendo el costo de desarrollo por parte del usuario.

En software, los avances se observan en los lenguajes de alto nivel. Lenguajes híbridos de alto nivel para programas de control.

Actualmente el controlador programable es un sistema mucho más completo del especificado en un principio, siendo capaz de comunicarse con otros sistemas de control, proveer reportes de producción, diagnosticar sus propias fallas y la de máquinas o procesos.

Un controlador lógico programable (PLC, Programmable Logic Controller) se define por la International Electromechanical Commission como:

Un sistema electrónico operado digitalmente, diseñado para su uso en ambientes industriales, con memoria programable para el almacenamiento de instrucciones (del usuario), para implantar funciones específicas de lógica, secuenciación, temporización, conteo y aritméticas, para llevar a cabo el control de diversos tipos de máquinas y procesos a través de entradas (analógicas y/o

digitales), produciendo las correspondientes salidas (analógicas y/o digitales). El controlador lógico programable y sus periféricos asociados han sido diseñados para su fácil integración y uso en sistemas de control a nivel industrial, para llevar a cabo las funciones para las que fue programado.

4.6.a) FUNCIONAMIENTO.

Los dispositivos sensores localizados en la máquina detectan cambios en la condición de la máquina.

En el panel de control, la señal entra a un banco de relés u otros dispositivos, como módulos de estado sólido. Los circuitos dentro del panel de control abren o cierran provocando señales adicionales que van a los dispositivos de salida en la máquina.

Controladores programables.

Los sistemas corren mediante controladores programables operando de la misma forma. Dispositivos sensores de entrada reportan las condiciones de la máquina; los dispositivos de salida responden a las órdenes (o comandos).

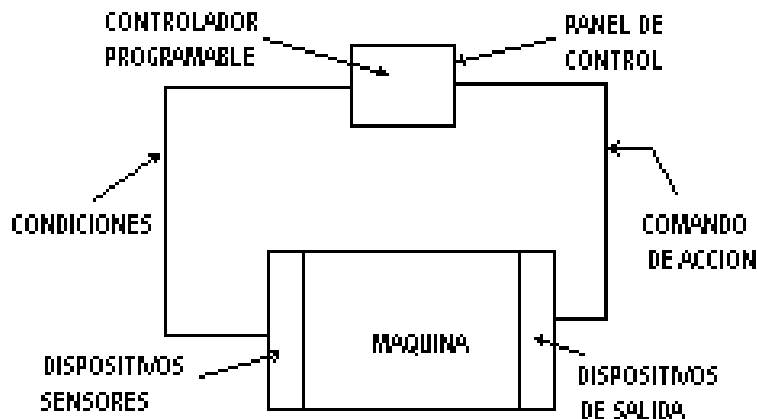


Figura 4.14

Las cuatro secciones mayores.

Un sistema típico mediante un controlador programable; consiste de cuatro secciones mayores que son:

- Procesador.
- Entrada (módulos de entrada).
- Salida (módulos de salida).
- Fuente de poder.



Figura 4.15

Procesador.

El procesador o “cerebro” del controlador programable, se divide en dos secciones:

Unidad central de proceso.
Memoria.

Unidad central de proceso.

Unidad central de proceso (CPU) toma decisiones acerca de lo que el procesador haga, en relación con el programa que se escribió.

Memoria.

La memoria realiza tres funciones:

- a) Almacena información en una tabla de datos que la unidad central de proceso puede necesitar para tomar sus decisiones.
- b) Almacena programas.
- c) Almacena mensajes.

Tabla de datos.

Los datos son almacenados y examinados en un área de la memoria llamada la tabla de datos. Esta tabla se divide en algunas secciones más pequeñas acordes al tipo de información a ser almacenada. Estas secciones son llamadas:

Tablas de imagen de entrada.
Tabla de imagen de salida.
Almacén de tiempo y de conteo (timer/counter).

Tablas de imagen.

La tabla de imagen de entrada va a reflejar el estado de las terminales de entrada. La tabla de imagen de salida refleja el estado de los bits controlados por el programa.

Cada tabla de imagen está dividida en un número de unidades llamadas bits. Un bit es la unidad más pequeña de la memoria. Representada por un circuito electrónico muy pequeño que el procesador puede encender o apagar. Los bits en una tabla de imagen están asociados con una terminal particular de entrada o salida.

El procesador al detectar un voltaje en una terminal de entrada, graba esa información prendiendo el bit correspondiente. Cuando el procesador no detecta voltaje en una terminal de entrada, graba esa información apagando el bit correspondiente.

Si el CPU decide que determinada terminal de salida debe ser prendida o apagada, graba esa información prendiendo o apagando el bit correspondiente. Es decir, cada bit en una tabla de imagen corresponde a un estado de encendido o apagado de una terminal.

Tabla de imagen de salida.

El propósito de esta tabla es controlar el estado de encendido o apagado de los dispositivos de salida alambrados a las terminales del módulo de salida. Los bits de esta tabla son controlados por las instrucciones del programa del usuario.

Tabla de imagen de entrada.

Esta tabla tiene como propósito duplicar el estado de encendido o apagado de los dispositivos de entrada. Los bits de esta tabla son monitoreados por las instrucciones del programa del usuario.

Almacén timer-counter.

Las instrucciones de tiempo y de conteo son instrucciones de salida. Usualmente condicionados a instrucciones de chequeo, mantienen un curso de intervalos de tiempo o eventos de conteo de acuerdo a la lógica de los pasos (del programa de escalera).

Almacenamiento del programa.

Este almacenamiento se lleva la mayor parte de la memoria (instrucciones para el controlador). Este conjunto de instrucciones o programa está formado de un conjunto de declaraciones. Cada declaración hace dos cosas:

Describe las condiciones a existir para que cualquier acción tenga lugar.
Describe la acción a ser ejecutada.

Un programa está formado por un número de declaraciones similares, habiendo una declaración por cada dispositivo de salida en la máquina.

Cada condición y acción están representadas por una instrucción en específico. Estas instrucciones le dicen al procesador que haga algo con la información almacenada en la tabla de datos. Algunas instrucciones le dicen al procesador que lea lo que está escrito en la tabla de imagen.

Almacenamiento del mensaje.

La tercera área de la memoria, la que almacena el mensaje, actúa después de la última declaración del programa del usuario.

Los mensajes son desplegados en una terminal o en un dispositivo periférico cada vez que un mensaje es requerido. Los mensajes son activados por medio de un programa de control a través de la programación de bits específicos en la tabla de datos en base a un programa en diagrama de escalera.

Entrada.

La sección de entrada de un controlador programable sirve para cuatro funciones:

Terminación.
Indicación.
Acondicionamiento.
Aislamiento.

Terminación.

La sección de entrada provee las terminales para el alambrado que viene desde los dispositivos sensores en la máquina.

Indicación.

La entrada de los módulos generalmente es provista por una indicación

Visual del estado de cada terminal de entrada mediante indicadores. Dado que el indicador revela el estado de su terminal, es usualmente llamado indicador de estado de entrada.

Los indicadores de entrada están asociados únicamente con terminales usadas para alambrear o interconectar los dispositivos sensores a la sección de entrada.

Acondicionamiento.

Los niveles de voltaje usados en la máquina, no son usualmente compatibles con los niveles de voltaje de la señal usada por el controlador programable, por lo cual la sección de entrada recibe una señal eléctrica de la máquina y la convierte a un voltaje compatible con la circuitería del controlador programable.

Aislamiento.

La sección de entrada aísla la circuitería de la máquina de la circuitería del controlador programable, ayudando a proteger de niveles indeseables y peligrosos.

4.7 INTERFASES.

La International Electromechanical Commission (IEC) ha especificado estándares en los rangos de voltaje para las fuentes de alimentación, entradas y salidas digitales para los controladores programables (Tabla 4.1).

RANGO DE VOLTAJE	FUENTE DE ALIMENTACION	SEÑALES DE E/S	NOTAS
V V	SI SI	SI SI	1
V V V V V	NO NO SI SI SI	NO NO SI SI NO	2

TABLA 4.1: RANGOS DE VOLTAJE

También especificó la IEC los rangos de voltajes para entradas y salidas analógicas, así como los de impedancias de entrada e impedancia de carga, observemos las tablas 4.2 y 4.3 respectivamente.

DESARROLLO DE UN SISTEMA DE CONTROL DIGITAL EN
 MALLA CERRADA PARA UN MOTOR DE INDUCCION.

RANGO DE LA SENAL	IMPEDANCIA DE ENTRADA
-10 V a +10 V	$\geq 10 \text{ k}\Omega$
0 V a +10 V	$\geq 10 \text{ K}\Omega$
+1 V a +5 V	$\leq 5 \text{ K}\Omega$
4 mA a 20 mA	$\leq 300 \text{ K}\Omega$

TABLA 4.2: ENTRADAS ANALOGICAS

RANGO DE LA SENAL	IMPEDANCIA DE CARGA
-10 V a +10 V	$\geq 10 \text{ k}\Omega$
0 V a +10 V	$\geq 10 \text{ K}\Omega$
+1 V a +5 V	$\geq 500 \Omega$
4 mA a 20 mA	$\leq 500 \text{ K}\Omega$

TABLA 4.3: SALIDAS ANALOGICAS

CAPITULO V

ANALISIS COMPARATIVO DE DOS DRIVES DE C.A. PARA VER SU FACTIBILIDAD DE USO BAJO CIERTAS APLICACIONES.

5.1 DRIVE SIEMENS 6SE21 (SIMOVERT).

SIMOVERT P 6SE21:

El SIMOVERT P rectifica el voltaje de entrada para establecer un voltaje de eslabón de DC y modulando este voltaje del eslabón con un puente de transistores trifásico produce un voltaje de salida trifásico modulado por ancho de pulso (PWM). La inductancia de los embobinados del motor convierte este voltaje de PWM a una corriente de motor senoidal. Variando la frecuencia de esta corriente senoidal, la velocidad rotatoria del motor se controla sin afectar significativamente las pérdidas en el motor. La frecuencia de salida puede ajustarse entre 0 y 400 Hz.

DESARROLLO DE UN SISTEMA DE CONTROL DIGITAL EN MALLA CERRADA PARA UN MOTOR DE INDUCCION.

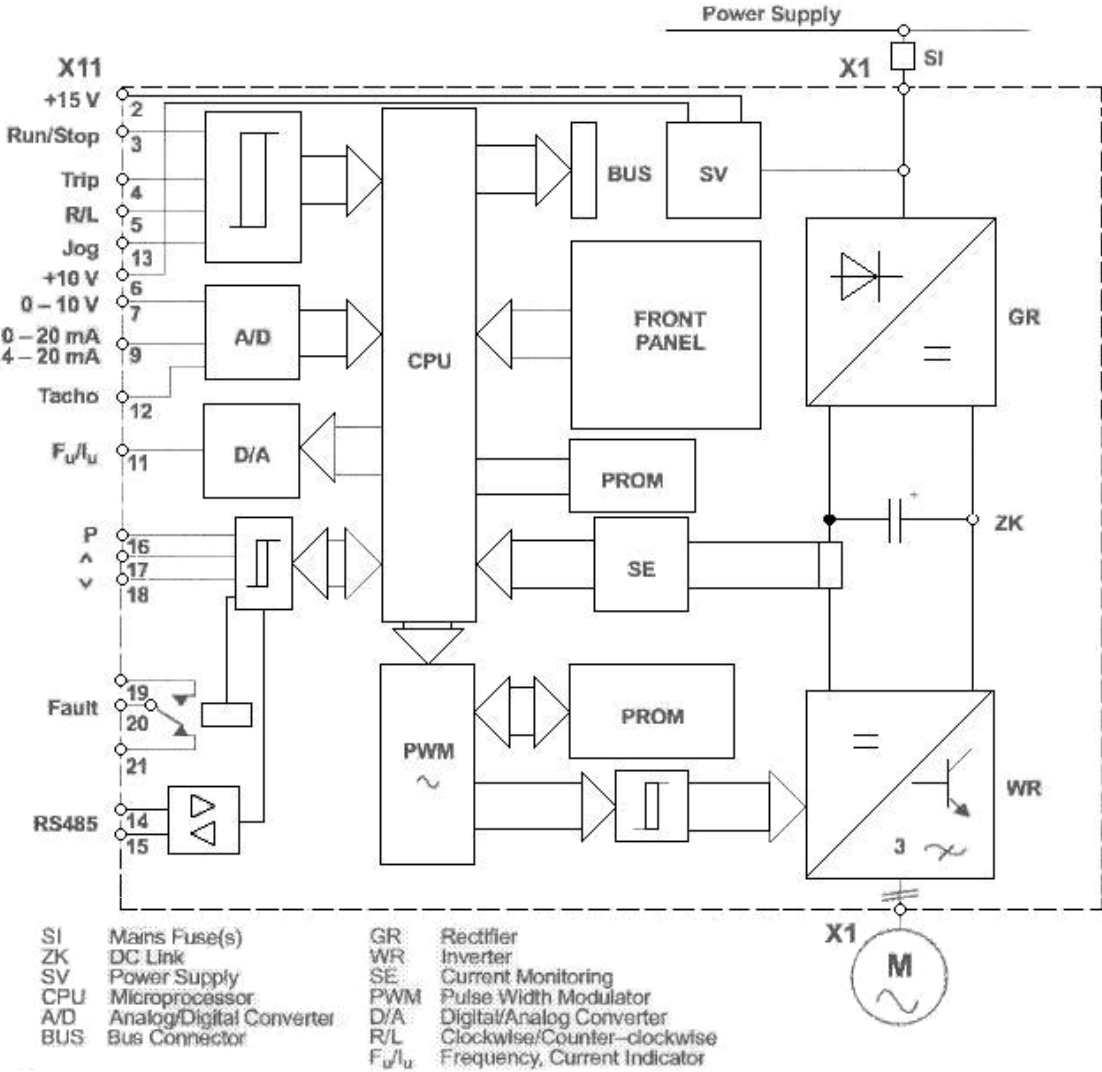


Figure 5.1: Block Diagram – SIMOVERT P 6SE21

CARACTERISTICAS.

A continuación en la tabla 5.1 se pueden observar los datos técnicos del equipo, que son características importantes que nos van a permitir utilizar el equipo para la aplicación más óptima de este.

**DATOS TECNICOS DEL EQUIPO.
 (SIMOVERT P 6SE21)**

Tabla 5.1 Datos técnicos del equipo SIMOVERT P

Rated supply voltage: Models 6SE21**–1AA11 Models 6SE21**–3AA21 <i>** – May be any number</i>	1 AC 50/60 Hz +/-1%, 220 – 240 V +/-10% 3 AC 50/60 Hz +/-1%, 380 – 500 V +/-10%
Output voltage	0 V – rated supply voltage
Output frequency	0.0 – 400 Hz
Efficiency	≥ 0.94
Motor power factor	≤ 0.9 lagging/inductive
Ambient operating temperature (unit must not be exposed to direct sunlight)	0 – 40°C
Storage/transport temperature	–30 – +85°C
Degree of protection	IP21 (NEMA 1)
Humidity	0 – 95% at 25°C
Frequency stability at ΔT_{max} 10°C referred to f_{max}	Analogue setpoint 1% Digital setpoint 0.01%
Frequency resolution	0.1 Hz
Overload rating	1.5 x rated current for up to 60 seconds

En el equipo hay diversos parámetros que pueden ser modificados, para variar la respuesta del motor, como son la frecuencia máxima, la frecuencia mínima, el sentido de giro, el arranque, el paro, la selección de interfase serial, etc., lo que a continuación nos muestra la tabla de parámetros.

TABLA DE PARAMETROS (VARIABLES).

SIMOVERT P 6SE21:

P00 Frecuencia, corriente de salida o código de la falla	
P01 Elevación de voltaje de frecuencia baja	__00.0–30.0%
P02 Tiempo de aceleración para una frecuencia máxima	__00.0–400 s
P03 Tiempo de desaceleración para una frecuencia máxima	__00.0–400 s
P04 Control de frecuencia para seleccionar el Modo	__000–009
P05 Modo MARCHA /PARO	__000–009
P06 Selección de la curva voltaje - frecuencia	__000–006
P07 Frecuencia mínima	__00.0–399 Hz
P08 Frecuencia máxima	__00.1–400 Hz
P09 Ajuste de setpoint de frecuencia digital	__00.0–400 Hz
P10 ajuste de setpoint de frecuencia análoga	__080–240%
P11 Frenado por inyección de DC	__00.0–20.0%

DESARROLLO DE UN SISTEMA DE CONTROL DIGITAL EN
 MALLA CERRADA PARA UN MOTOR DE INDUCCION.

P12 Marcha por impulsos (Jog)	__00.1–400 Hz
P13 Compensación por deslizamiento	__00.0–20.0
P14 Visualización del estado / Salida Análoga	__000–003
P15 Relación voltaje-frecuencia: punto de rodilla o quiebre	__00.1–400 Hz
P16 Relación voltaje-frecuencia: tipo de curva	__000 o 001
P17 Límite de corriente	__00.1
P18 Límite de sobrecarga	__01.0–03.0
P19 Arranque automático	__000–003
P20 Selección de interface serial	__000–003
P21 Dirección de interface serial	__000–030
P22 Paridad de interface serial y velocidad de transmisión	__000–008
P23 Velocidad de respuesta de entrada digital	__000 o 001
P24 Selección de modo de frecuencia fija	__000–002
P25 Primera frecuencia prefijada	__00.0–400
P26 Segunda frecuencia prefijada	__00.0–400
P27 Tercera frecuencia prefijada	__00.0–400
P28 Cuarta frecuencia prefijada	__0–400
P29 Frecuencia de arranque o inhibida	__0–400
P30 Modo de tacómetro	__0–4
P31 Factor de escala del tacómetro	__0.1–999
P32 Compensación de realimentación: término proporcional	__0–999%
P33 Compensación de realimentación: término integral	__0–250%
P34 Compensación de realimentación: término diferencial	__0–250%
P35 Límite de deslizamiento del tacómetro	__0–20 Hz
P36 Proporción de la muestra del tacómetro	__1–200
P37 Despliegue lectura de frecuencia de tacómetro	__0–400
P40 Selección de cambio de frecuencia	__0–2
P41 Parámetro de valor predefinido	__0 o 1
P42 Modo de auto reset	__0–2
P43 Suavización de rampa	__0–100%
P44 Unidad de interface del tacómetro	__0–4
P45 Tablero de idioma claro del Texto Operador	__0 o 1
P48 Código de falla	__0–11
P49 Tipo del hardware	
P50 Versión del software	
P51 variantes específicos del clientes	__0–255
P52 Monitoreo de Control del factor escalar	__1 –200%

CURVAS CARACTERISTICAS VOLTAJE/FRECUENCIA. (SIMOVERT P 6SE21)

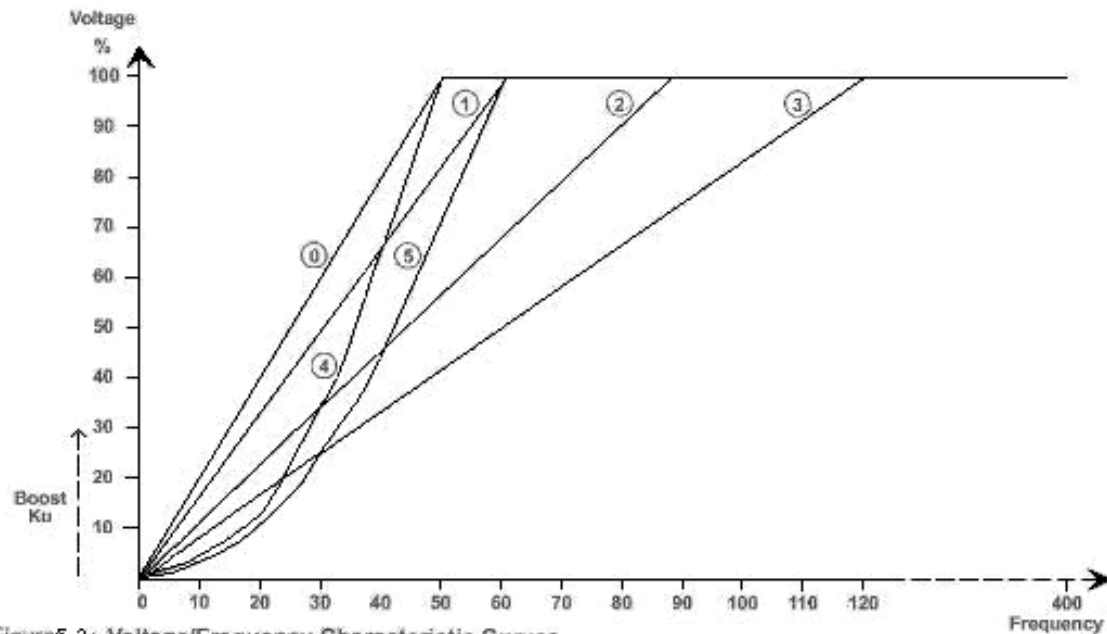


Figura 5.2: Voltage/Frequency Characteristic Curves

Características de Voltaje/frecuencia.

Las seis curvas características de voltaje/frecuencia para las siguientes aplicaciones:

Curva 0: $V_N/50$ Hz (torque constante).

Para un motor estándar a 50Hz con características de velocidad/torque lineal.

Curva 1: $V_N/60$ Hz (torque constante).

Para un motor estándar a 60Hz con características de velocidad/torque lineal.

Curva 2: $V_N/87$ Hz (torque constante).

Para la conexión delta de motores de inducción normales diseñado para la conexión estrella de 50 Hz entrada voltaje.

Esto aumenta el rango de velocidad del motor con torque constante que puede alcanzar.

Curva 3: $V_N/120$ Hz (torque constante).

Para las aplicaciones donde un torque constante se requiere encima del rango de

velocidad operando lleno 0.1 a 120 Hz.

Curva 4: $V_N/50$ Hz (torque proporcional para acelerar).

Para el funcionamiento de 50 Hz manejamos motores con cargas donde el torque es proporcional a (velocidad) 1.5. Ejemplos típicos de tales cargas son los ventiladores y bombas.

Curva 5: $V_n/60$ Hz (torque proporcional para acelerar).

Para el funcionamiento de 60 Hz manejamos motores con cargas donde el torque es proporcional a (velocidad) 1.5.

Curva 6: Programable (no mostrado en Figura).

El tipo de la curva y frecuencia angular pueden ser seleccionadas por el usuario.

Curvas 4 y 5 permiten valores variables al rendimiento del torque inconstante para ser cargado en parámetro P17.

Curva 6 pueden permitir corrientes de rendimiento de torque inconstantes que dependen del trabajo de la curva especificada.

CONTROL DE VELOCIDAD USANDO REALIMENTACIÓN. (SIMOVERT P 6SE21)

The actual speed signal must be positive and in the range 0 – 50 V.

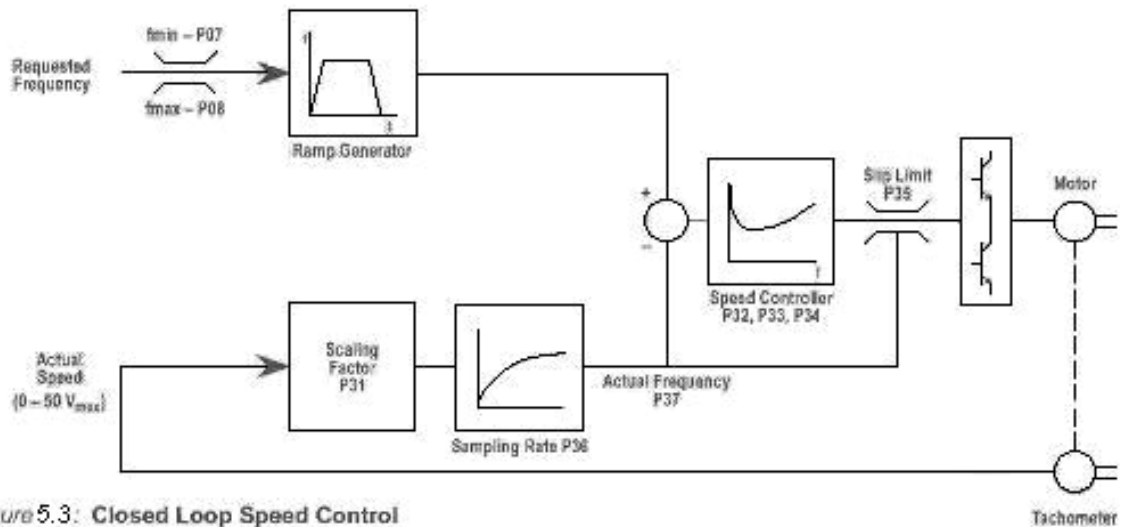


Figure 5.3: Closed Loop Speed Control


El control de velocidad con realimentación (ver Figura) permite regular la velocidad de un motor; sosteniendo constante el valor de una velocidad que mide un dispositivo (Ej. un tacómetro) para "una frecuencia dada" por el inversor.

El signo de velocidad actual debe ser positivo y en el rango 0–50 V.

CONEXIONES.

(SIMOVERT P 6SE21)

En el diagrama 5.4 podemos observar las conexiones con que cuenta este drive.

Terminal	Function	Remarks
1	0 V Connection	
2	+15 V	
3	Run Connection	
4	Trip	Apply voltage or connect to +15 V to run
5	Forward / Reverse	Normally closed trip input when P05 = 4, etc.
6	10 V	Apply voltage or connect to +15 V to reverse
7	Frequency Adjust Voltage	 10k Typical frequency control arrangement
8	0 V	
9	Frequency Adjust Current	0 – 20 mA or 4 – 20 mA input
10	0 V	
11	Frequency / Current Indication	Output for frequency (F_{max}) or current (I_{max}) monitor
12	Tachometer	Analogue tachometer or sensor input
13	Jog	External jog button connection
14	A	} RS485 serial connection
15	B	
16	P	
17	^	
18	v	} Push-button connections
19	Fault Indication NO	} Fault relay output
20	Fault Indication Common	
21	Fault Indication NC	
22	0 V	

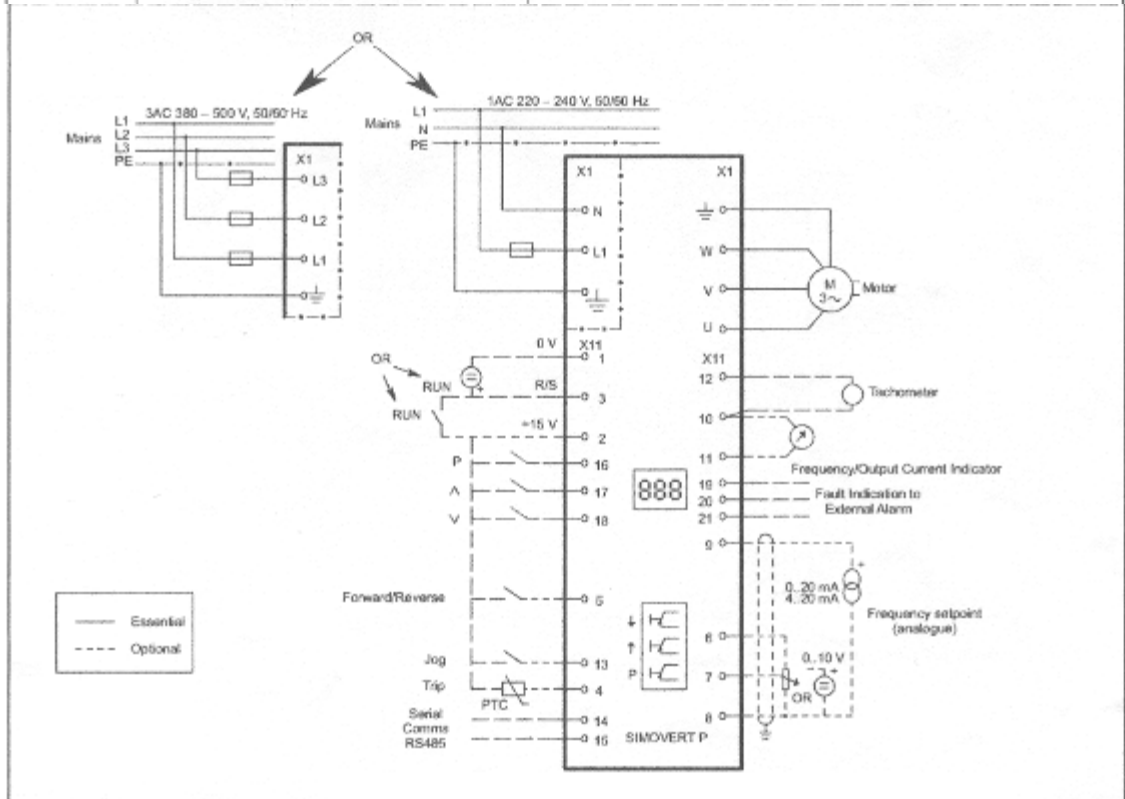


Figura 5.4 Conexiones de control

5.2 DRIVE SIEMENS 6SE31 (SIMOVIS O MICROMASTER).

MICROMASTER.

Los MICROMASTER son convertidores de frecuencia con circuito intermedio (fuente) de tensión que permiten variar la velocidad de motores trifásicos (Figura 5.5):

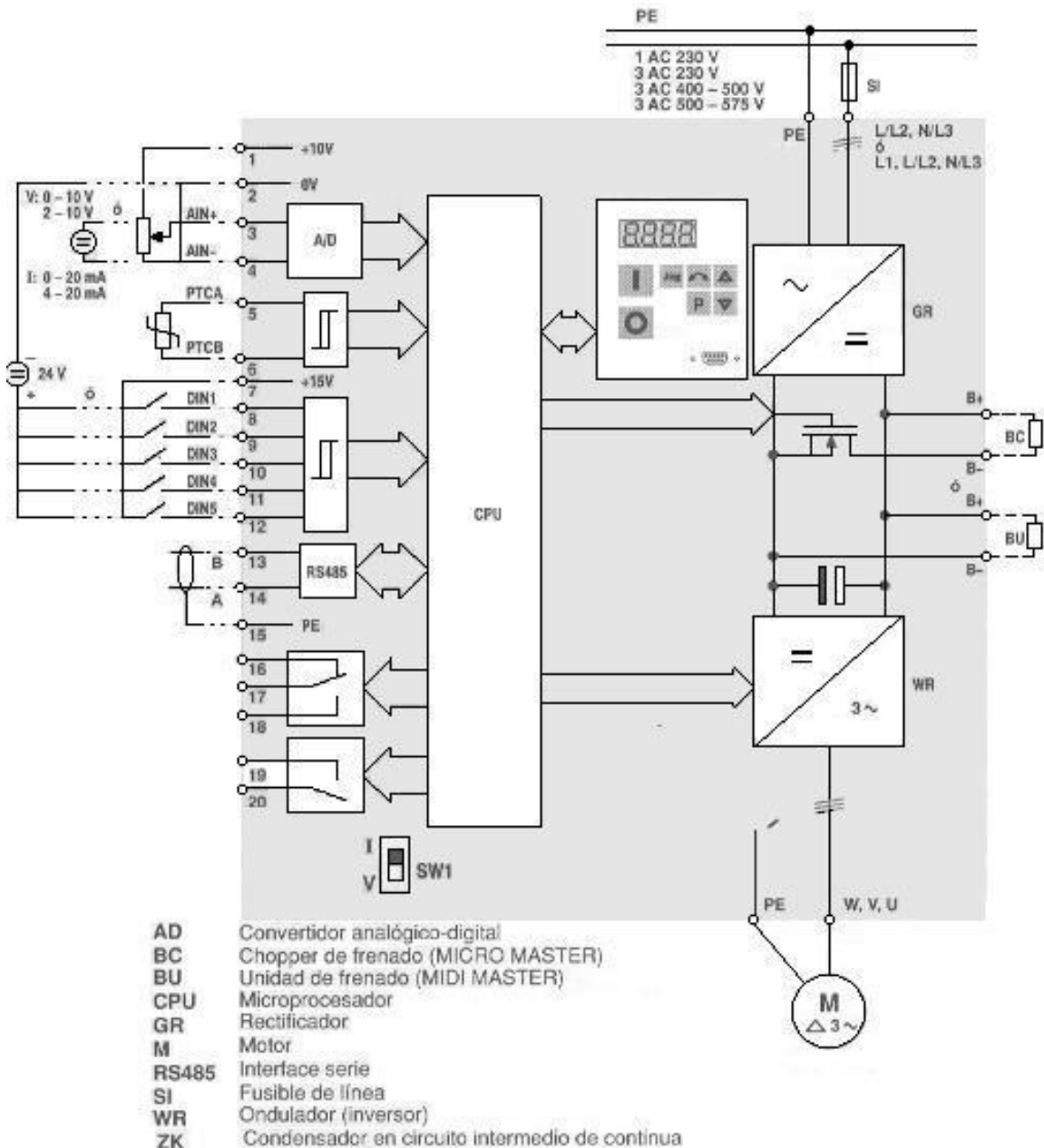


Figura 5.5: MICRO MASTER / MIDI MASTER – Diagrama de bloques

El control lo ejecuta un microprocesador incorporado, a un método de modulación por ancho de impulsos particular con frecuencia de impulsos o pulsación ajustable.

CARACTERISTICAS.

Algunas de las características del MICROMASTER 6SE31 son:
Control por microprocesador para alta fiabilidad y flexibilidad.
Posibilidad de controlar hasta 31 convertidores vía el protocolo USS.
Chopper de frenado incorporado para resistencia de freno externa.
Freno incorporado por inyección de corriente continua.
Generador de rampas incorporado para diferentes tiempos de aceleración y desaceleración.

En la tabla 5.2 de datos técnicos observemos las principales características a tomar en cuenta para su manejo y aplicación.

**DATOS TECNICOS DEL EQUIPO.
 (MICROMASTER 6SE31)**

Tabla 5.2 Datos técnicos del equipo MICROMASTER

Input frequency:	47 Hz to 63 Hz
Power factor:	$\lambda \geq 0.7$
Output frequency range:	0 Hz to 650 Hz
Resolution:	0.01 Hz
Overload capability:	150% for 60 s, related to nominal current
Protection against:	Inverter overtemperature Motor overtemperature Overvoltage and undervoltage
Additional protection:	Against short-circuits and earth/ground faults pull-out protection Protection against running with no load (open-circuit)
Operating mode:	4 quadrants possible
Regulation and control:	FCC (Flux Current Control) voltage/frequency curve
Analogue setpoint:	0 – 10 V/2 – 10 V (recommended potentiometer 4.7 k Ω) 0 – 20 mA/4 – 20 mA
Analogue setpoint resolution:	10-bit
PID Input:	0 – 5 V/0 – 20 mA (8-bit)
Analogue output:	0 – 20 mA/4 – 20 mA @ 0 – 500 Ω ; stability 5%
Setpoint stability:	Analogue < 1% Digital < 0.02%
Motor temperature monitoring:	PTC input, I ² t control
Ramp times:	0 – 650 s
Control outputs:	2 relays 240 V AC / 1 A; 24 V DC / 2 A WARNING: External inductive loads must be suppressed in an appropriate manner (see section 2.1 (5)).
Interface:	RS485
Inverter efficiency:	97%
Operating temperature:	0°C to $\pm 40^\circ\text{C}$ (up to 50°C without cover)
Storage/transport temperature:	-40°C to +70°C
Ventilation:	Convection cooling or fan cooling, depending on power rating
Humidity:	90% non-condensing
Installation height above sea level:	< 1000 m
Degree of protection:	IP21 (NEMA1) (National Electrical Manufacturers' Association) IP54 (minimum) option on MIDI MASTER
Electromagnetic compatibility (EMC):	See section 7.3

De igual manera que el drive anterior, el MICROMASTER 6SE31 cuenta con parámetros variables, que pueden ser modificados, observemos que este drive cuenta con un mayor número de parámetros modificables, que nos ayudará a un mejor y óptimo uso y aplicación, haciéndolo más eficiente.

TABLA DE PARAMETROS (VARIABLES).

MICROMASTER 6SE311:

P000 Visualización del estado	
P001 Selección del valor a visualizar	__0-6
P002 Tiempo de aceleración (seg.)	__0-650
P003 Tiempo de desaceleración (seg.)	__0-650
P004 Redondeo de rampa (seg.)	__0-40
P005 Consigna de frecuencia digital	__0-650
P006 Tipo de consigna de frecuencia	__0-2
P007 Bloqueo y desbloqueo teclas panel mando	__0-1
P009 Parámetros protegidos	__0-3
P010 Visualizador de ajuste	
P011 Memoria no volátil de la constante de frecuencia	__0-1
P012 Frecuencia mín. del motor (Hz)	__0-650
P013 Frecuencia máx. del motor (Hz)	__0-650
P014 Frecuencia inhibida	__0-650
P015 Rearranque automático	__0-1
P016 Rearranque volante	__0-2
P017 Modo de redondeo de rampa	__0-1
P018 Rearranque automático tras falla	__0-1
P021 Frecuencia mín. analógica (Hz)	__0-650
P022 Frecuencia máx. analógica (Hz)	__0-650
P023 Tipo de entrada analógica	__0-2
P024 Adición de consigna analógica	__0-1
P025 Salida analógica	__0-105
P031 Frec. p/marcha por imp. Horario (Hz)	__0-650
P032 Frec. p/marcha por imp. antihorario (Hz)	__0-650
P033 Tipo de acel. Para motor por impulso (seg.)	__0-650
P034 Tipo de desacel. Para motor por impulso (seg.)	__0-650
P041 Primera frecuencia prefijada (Hz)	__0-650
P042 Segunda frecuencia prefijada (Hz)	__0-650
P043 Tercera frecuencia prefijada (Hz)	__0-650
P044 Cuarta frecuencia prefijada (Hz)	__0-650
P045 Inversión consignas fijas para frecuencias. prefijadas	__0-7
P046 Quinta frecuencia prefijada (Hz)	__0-650
P047 Sexta frecuencia prefijada (Hz)	__0-650
P048 Séptima frecuencia prefijada (Hz)	__0-650
P049 Octava frecuencia prefijada (Hz)	__0-650
P050 Inversión consignas fijas para frecuencia prefijada	__0-7
P051 Selección función de mando DIN1 (Borne 8)	__0-17

DESARROLLO DE UN SISTEMA DE CONTROL DIGITAL EN
 MALLA CERRADA PARA UN MOTOR DE INDUCCION.

P052 Selec. Fun. de mando DIN2 (Borne 9) frec. Prefij 4.	__0-17
P053 Selec. Fun. de mando DIN3 (Borne 10) frec. Prefij 3.	__0-17
P054 Selec. Fun. de mando DIN4 (Borne 11) frec. Prefij 2.	__0-17
P055 Selec. Fun. de mando DIN2 (Borne 12) frec. Prefij 1.	__0-17
P056 Tipo. de supresor de rebote en entrada digital	__0-2
P061 Selección relé de salida RL1	__0-11
P062 Selección relé de salida RL2	__0-11
P063 Retardo de habilitación de freno externo (seg.)	__0-20
P064 Tipo de paro con freno externo (seg.)	__0-20
P065 Umbral de corriente para señalización por relé (A)	__0-99.9
P070 Ciclo derecho de resistencia de frenado	__0-4
P071 Compensación de deslizamiento (%)	__0-200
P072 Limitación de deslizamiento (%)	__0-500
P073 Frenado por inyección de c.c. (%)	...__0-250
P074 Curva de reducción de potencia en motor como protección de sobret temperatura.	...__0-3
P075 Resistencia de freno (Ω)	...__0/50-250
P076 Frecuencia de pulsación	__0-10
P077 Modo de control	__0-2
P078 Elevación permanente de corriente (%)	__0-250
P079 Elevación de corriente en arranque (%)	__0-250
P081 Frecuencia nominal del motor	__0-650
P082 Velocidad nominal del motor (rev/min)	__0-9999
P083 Corriente nominal del motor (A)	__0-99.9
P084 Tensión nominal del motor (V)	__0-1000
P085 Potencia nominal del motor (kW)	__0-50
P086 Limitación de corriente en motor (%)	__0-250
P087 Activación del PTC Del motor	__0-1
P088 Autocalibración	__0-1
P089 Resistencia estator (Ω)	__0.01-100
P091 Dirección (esclavo)	__0-30
P092 Velocidad de transmisión	__3-7
P093 Tipo de ausencia de telegrama (seg.)	__0-240
P094 Consigna de frec. Nom. Para interface serie (Hz)	__0-650
P095 Compatibilidad USS	__0-2
P101 Funcionamiento conforme a estándar Europa o USA	__0-1
P111 Potencia nominal (kW/ hp)	__0-50
P121 Bloqueo/desbloqueo tecla MARCHA	__0-1
P122 Bloqueo/desbloqueo tecla HORARIO/ANTIHORARIO	__0-1

DESARROLLO DE UN SISTEMA DE CONTROL DIGITAL EN
 MALLA CERRADA PARA UN MOTOR DE INDUCCION.

P123 Bloqueo/desbloqueo tecla JOG	__0-1
P124 Bloqueo/desbloqueo tecla Δ	__0-1
P131 Consigna frecuencia (Hz)	__0-650
P132 Corriente en motor (A)	__0-99.9
P133 Par en motor (%)	__0-250
P134 Tensión en circuito intermedio (V)	__0-1000
P135 Velocidad en motor (%)	__0-9999
P202 Ganancia P	__0-9999
P203 Ganancia I	__0-9999
P204 Ganancia D	__0-9999
P205 Intervalo de muestreo (x 25 ms)	__1-2400
P206 Sensor de filtrado	__0-255
P207 Captura de rango integral (%)	__0-100
P208 Tipo de sensor	__0-1
P210 Lectura del sensor (%)	__0-100
P211 Setpoint 0%	__0-100
P212 Setpoint 100%	__0-100
P220 Modo de frecuencia mínima	__0-1
P720 Funciones especiales de entrada/salida	__0-7
P721 Entrada análoga de voltaje (V)	__0-10
P722 Entrada análoga de corriente (mA)	__0-20
P723 Estado de entradas digitales	__0-31
P724 Control de paro de salida	__0-3
P910 Mando local/Remoto	__0-3
P922 Versión Software	
P923 Número de convertidor/instalación	__0-9999
P930 Ultimo código de fallo	__0-9999
P931 Tipo de alarma última	__0-9999
P944 Restablecimiento valores prefijados (ajuste de fábrica)	__0-1
P971 Control de almacenamiento de EEPROM	__0-1

El MICROMASTER 6SE31, permite en un proceso la utilización de controles automáticos para un manejo más completo, pero en nuestro caso, el que tenemos en el laboratorio no permite la retroalimentación, como el SIMOVET P. A continuación observemos en la figura 5.6, como es un modelo parecido.

CONTROL DE VELOCIDAD. (MICROMASTER 6SE31)

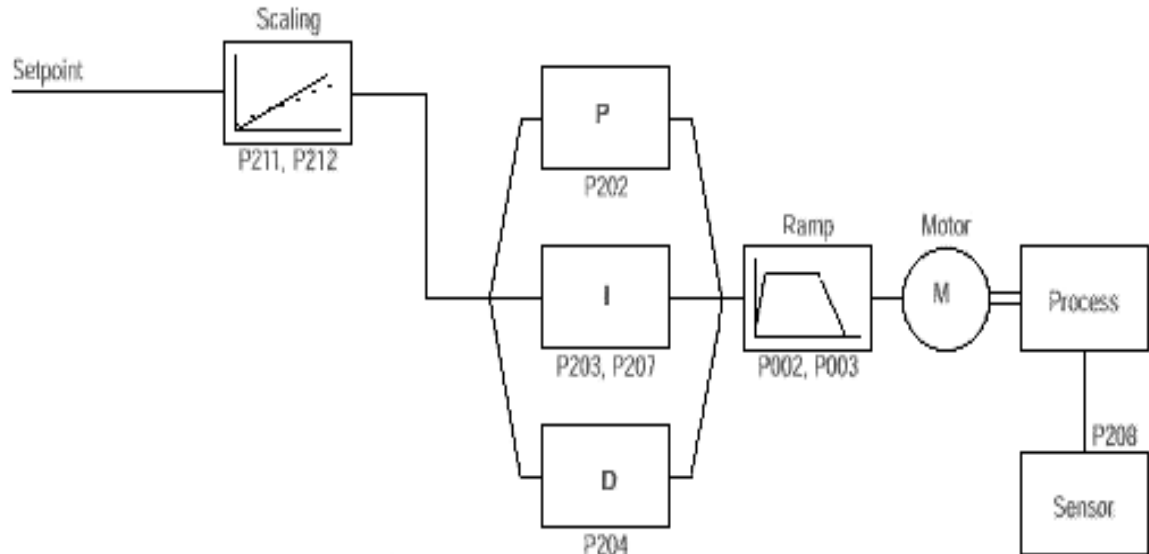


Figure 5.6: Closed Loop Control

CONEXIONES.

(MICROMASTER 6SE31)

En la figura 5.7 las conexiones de control que permite este drive.

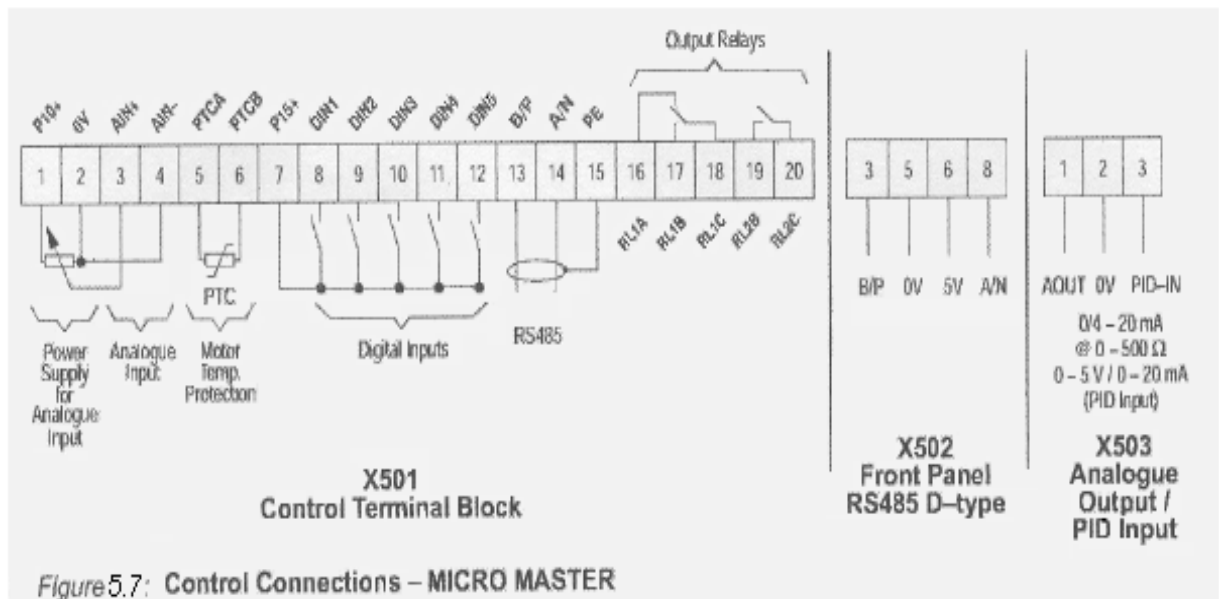


Figure 5.7: Control Connections – MICRO MASTER

DESARROLLO DE UN SISTEMA DE CONTROL DIGITAL EN MALLA CERRADA PARA UN MOTOR DE INDUCCION.

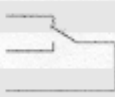
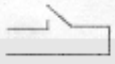
Control Terminal (X501)	Description	Value	Function	Notes	
1	P10+	+10 V	Power supply	Max. 3 mA	
2	0V	0 V	Power supply	Ground	
3	AIN+	0 – 10 V/0 – 20 mA or 2 – 10 V/4 – 20 mA	Analogue input	+ connection Input resistance = 300Ω	
4	AIN–		Analogue input	– connection	
5	PTCA		Motor PTC input		
6	PTCB		Motor PTC input		
7	P15+	+15 V	Power supply for DIN1 – 5	Max. 20 mA	
8	DIN1		Digital input 1	13 – 33 V, max. 8 mA	
9	DIN2		Digital input 2	13 – 33 V, max. 8 mA	
10	DIN3		Digital input 3	13 – 33 V, max. 8 mA	
11	DIN4		Digital input 4	13 – 33 V, max. 8 mA	
12	DIN5		Digital input 5	13 – 33 V, max. 8 mA	
13	B/P		RS485 'B' wire (+)	For USS protocol	
14	A/N		RS485 'A' wire (–)	For USS protocol	
15	PE		Protective earth		
16	RL1A		max. 1 A / 230 V AC	Relay 1	Normally closed
17	RL1B		2 A / 24 V DC	Relay 1	Normally open
18	RL1C			Relay 1	Common
19	RL2B		max. 1 A / 230 V AC	Relay 2	Normally open
20	RL2C		2 A / 24 V DC	Relay 2	Common

Figure 5.7: Control Connections – MICRO MASTER

PRUEBAS

Es importante mencionar que se llevaron a cabo pruebas con los dos drives, para poder observar la diferencia en sus respuestas y su comportamiento.

En la figura 5.8 se muestra, el diagrama de conexión que se utilizó con el drive SIMOVERT P para aplicarle una carga a su motor y aumentarla paulatinamente hasta llegar a la corriente nominal de 3.2[A]. Para ello se hizo uso de un freno de Prony, que vía una báscula y un brazo de palanca nos da el par.

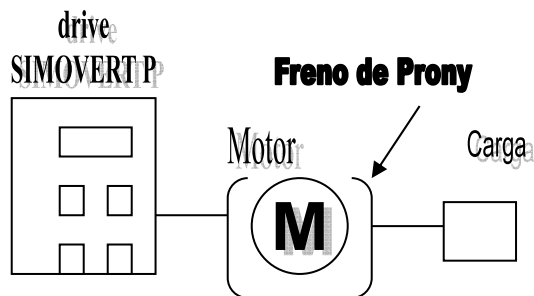


Figura 5.8: Diagrama de conexión.

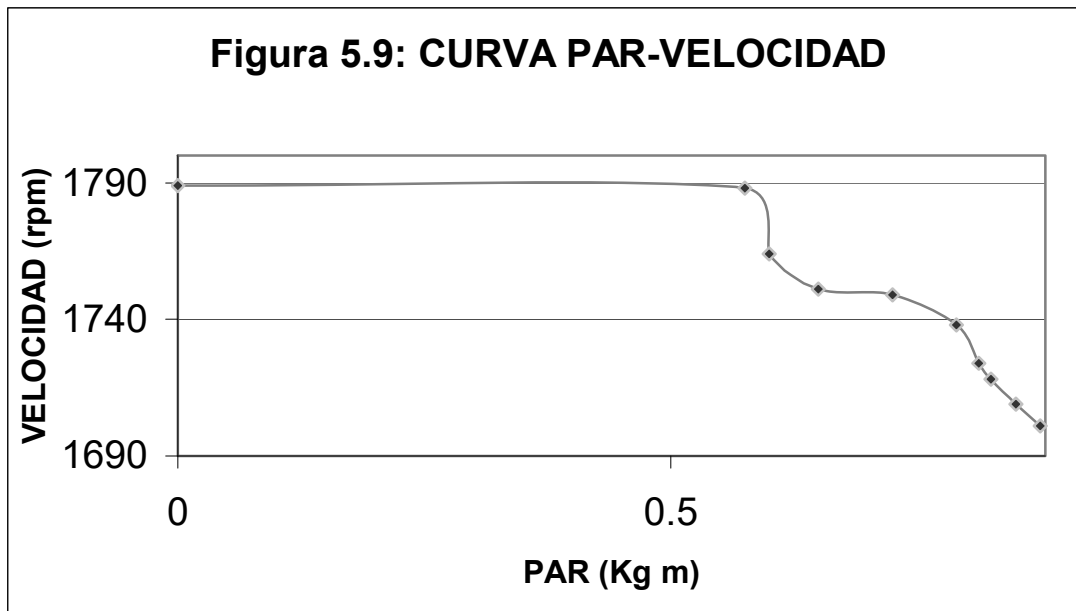
A continuación, la tabla 5.3 muestra las lecturas tomadas con el drive SIMOVERT P a una frecuencia de 60 Hz, $V_{NOM} = 220$ Volts, $I_{NOM} = 3.2$ Amperes y una distancia de 0.50 mts. Como brazo de palanca del freno.

Tabla 5.3 Lecturas del Drive SIMOVERT P

I ARMADURA (Amperes)	Par (Kg m)	Velocidad (rpm)
2.125	0.575	1788
2.250	0.600	1764
2.375	0.650	1751
2.500	0.725	1749
2.625	0.790	1738
2.750	0.813	1724
3.000	0.825	1718
3.125	0.850	1709
3.200	0.875	1701

Para obtener el valor del par, el peso de la báscula se le multiplico por la distancia.

Observemos en la figura 5.9, la gráfica de la curva obtenida con las lecturas tomadas.



La figura 5.10 nos muestra el diagrama de conexión utilizado para poder realizar la prueba con el drive MICROMASTER para aplicar una carga su motor y aumentarla paulatinamente hasta llegar a la corriente nominal de 0.4 [A].

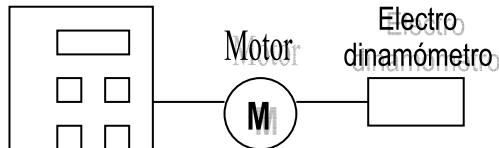


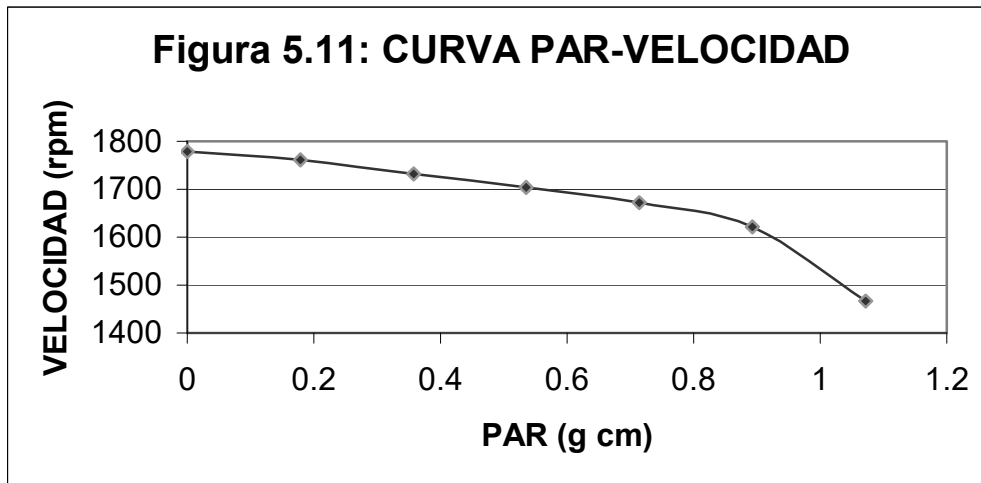
Figura 5.10: Diagrama de conexión

A continuación, la tabla 5.4 muestra las lecturas tomadas con el drive MICROMASTER para una frecuencia de 60 Hz, $V_{NOM} = 220$ Volts y $I_{NOM} = 0.4$ Amperes, se le conectó un electro dinamómetro, para aplicar carga.

Tabla 5.4 Lecturas del Drive MICROMASTER

PAR (Kg. m)	VELOCIDAD (rpm)
0	1779
0.178	1762
0.357	1732
0.535	1704
0.714	1672
0.893	1622
1.071	1467

Observemos en la figura 5.11 la gráfica de la curva obtenida con las lecturas tomadas.



Obsérvese que la curva Par-Velocidad del MICROMASTER decrece en forma casi constante, mientras que la del SIMOVERT P en su decrecimiento muestra mayor variación, lo cual nos permite observar a su vez las diferencias y esto nos ayudará en la elección del drive más adecuado, dependiendo de la aplicación que se requiera.

5.3 APLICACIONES DE AMBOS (EJEMPLOS).

Aplicación simple del Simovert P 6SE21:

Motor: 220 V

Se requiere:

Ajustes:

- P02 = 30 seg (tiempo de aceleración para Frecuencia máx.)
- P03 = 40 seg (tiempo de desaceleración para Frecuencia máx.)
- P04 = 004 (ajuste a una frecuencia fija)
- P05 = 007 (arranque libre, nivel activado, deslizamiento activo)
- P07 = 20 Hz (frecuencia mínima)
- P08 = 50 Hz (frecuencia máxima)
- P09 = 40 Hz (frecuencia a la cual acelerara)
- P14 = 000 (rendimiento de frecuencia)

Adaptación para una aplicación simple del Micromaster 6SE31:

Motor: 220 V
Potencia en el eje 1.5 kW.

Se requiere:	Especificación de consigna vía potenciómetro, 0 – 50 Hz. Aceleración de 0 – 50 Hz en 15 seg. Desaceleración de 50 a 0 Hz en 20 seg.
Ajustes:	P009 = 2 (Pueden modificarse todos los parámetros) P081 – P085 = Valores según placa de Características del motor. P006 = 1 (Entrada analógica) P002 = 15 (Tiempos de aceleración) P003 = 20 (Tiempos de desaceleración)

Ahora tiene que modificarse esta aplicación de la forma siguiente:

Explotación del motor hasta 75 Hz (característica U/f lineal hasta 50 Hz).
Consigna de potenciómetro motorizado aditiva a la consigna por señal analógica.
Actuación de la consigna analógica con máximo de 10 Hz.

Ajustes de parámetros:

P009 = 2 (Pueden modificarse todos los parámetros)
P013 = 75 (Frecuencia máxima del motor en Hz)
P006 = 2 (Consigna vía potenciómetro motorizado o valor prefijado)
P024 = 1 (Se añade consigna por señal analógica)
P022 = 10 señal analógica de consigna máxima a 10 V = 10 Hz.

5.4 COMPARACIÓN ENTRE ESTOS DRIVES PARA VER CUAL ES EL MAS ADECUADO BAJO CIERTAS APLICACIONES.

APLICACIÓN DEL DRIVE SIMOVERT P.

Una aplicación importante de uso del SIMOVERT P 6SE21 es la que se detalla a continuación:

UNA APLICACION EN UN PUENTE GRUA.

Para la modernización de accionamiento de un puente grúa doble se utilizó el SIMOVERT P para su arranque, paro y operación.

La empresa Valesul Aluminio S. A., actúa en el mercado de aluminio primario y de aleaciones para transformación, produciendo lingotes de aluminio puro, aleaciones primarias, tochos y placas con las dimensiones adecuadas para su posterior laminación en frío.

Unos 30 puentes grúa operan en todos los procesos tanto principales como auxiliares, para la producción de ánodos.

Los ánodos tienen la particularidad de ser operados con 12 pinzas soportadas por una lanza de izado accionada por 2 motores de 34 CV sincronizados en posición. Ver la figura 5.12 del sistema

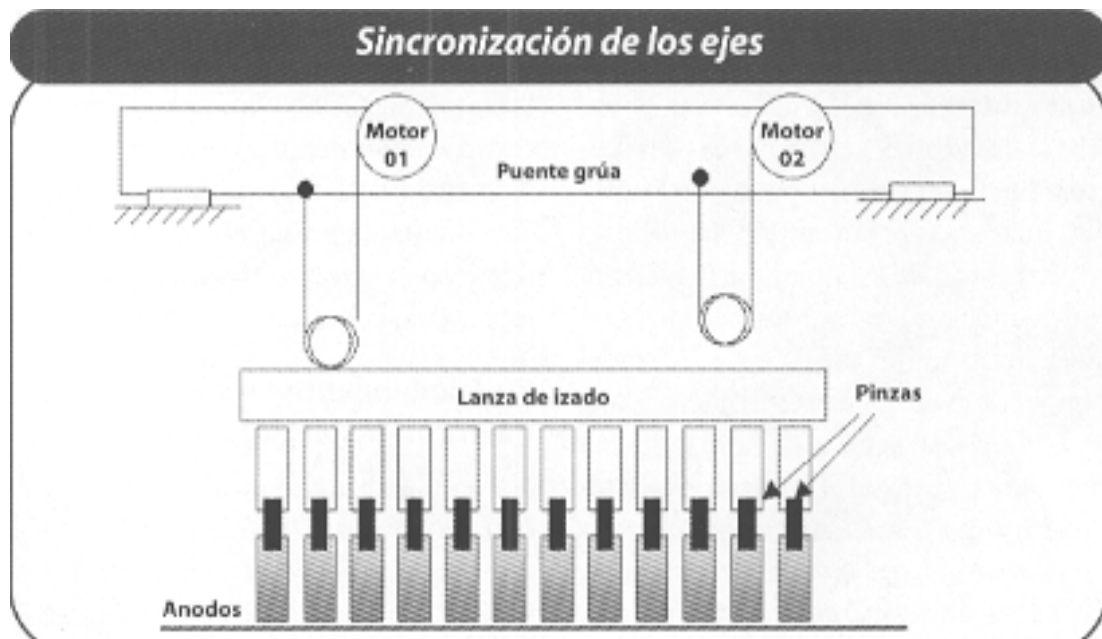


Figura 5.12

SITUACION DEL EQUIPAMIENTO.

El puente grúa de 15 toneladas se utiliza para retirar los ánodos del horno de cocción con una temperatura del orden de 100°C y una producción diaria de 180 piezas de 900 Kg.

Originalmente el puente grúa poseía un accionamiento rudimentario compuesto por contactores, un banco de resistencias rotóricas y un freno electromagnético. Siendo controlado por diversos módulos electrónicos analógicos, tenía la función de accionar los motores, realizar el enclavamiento del conjunto y sincronizar la operación de los aparejos principales.

La presencia de partículas conductoras en suspensión en el aire (polvo de carbono utilizado para los ánodos) requería un frecuente mantenimiento de la disposición descrita y hacia necesario reajustar continuamente los trimpots con lo que reducía notablemente la disponibilidad del equipamiento. Teniendo un considerable número de fallas de sincronismo que impactaba en la producción y superaba los niveles aceptables.

LA SINCRONIZACION DE LOS EJES.

Para el sincronismo de posición entre los 2 aparejos es necesario considerar las características de la carga, su transporte y almacenamiento.

Con un único control del operador, cada motor acciona en forma independiente los 2 lados de una lanza capaz de "sujetar", a través de pinzas, hasta 12 ánodos.

Estos ánodos se deben retirar y depositar absolutamente paralelos al plano de apoyo, de forma tal que la carga parcial de todos no se apoye sobre uno sólo, además de abrir las pinzas, todo los elementos tienen que estar perfectamente apoyados. Este conjunto se monitorea por medio de sensores de desnivelado y de cable flojo, responsables de garantizar las exigencias citadas y de impedir el movimiento en condiciones desfavorables.

SOLUCION.

La solución que se desarrolló se basa en la utilización de dos drives, uno para cada motor y la interconexión a través de una red que asume todas las funciones de enclavamiento sin requerir hardware adicional y, además acciona y mantiene el sincronismo entre ambos ejes.

Y dado que se tenía que realizar el sincronismo de posición sin usar codificadores (encoders) y además, utilizar los motores existentes, se desarrolló un algoritmo de control que corrige la velocidad del accionamiento "esclavo" por medio del cálculo de la integral del error de la velocidad (el resultado implica la anulación del error de posición) obtenido de la comparación de las dos velocidades procedentes de un modelado efectuado por los respectivos convertidores que operan vectorialmente sin realimentación.

Además, todos los comandos y estados del equipamiento (magnetización, comando del freno, rampas, etc.) se sincronizan a través de la red. Y los motores se mantienen con las bobinas del rotor cortocircuitadas.

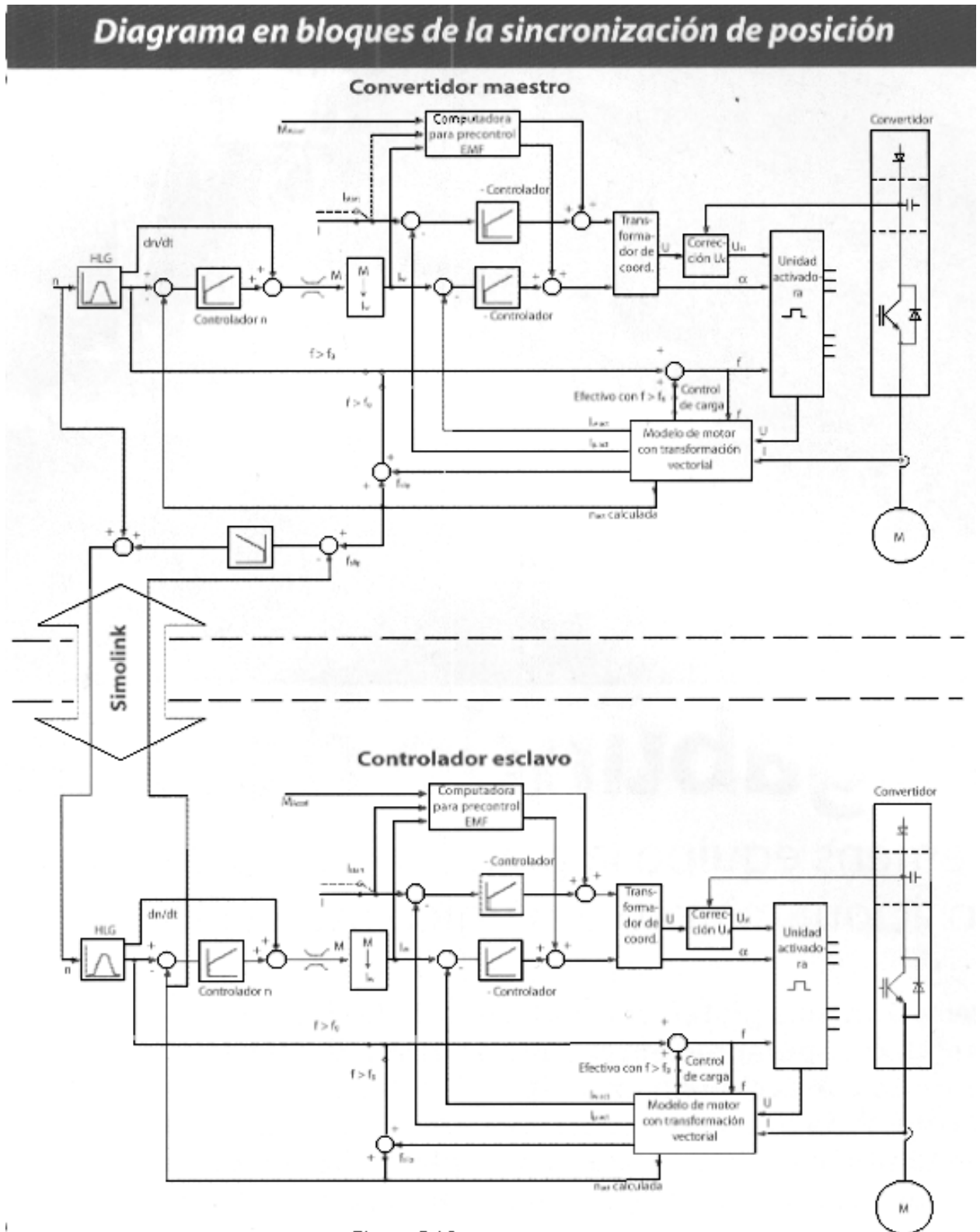


Figura 5.13

VENTAJAS DEL SISTEMA.

Antes	Después
Frecuente pérdida de sincronismo.	Ya no se producen pérdidas de sincronismo.
Acentuado desgaste de las partes mecánicas y del freno.	Reducción del desgaste, ninguna intervención ha sido necesaria en el primer año de operación.
Sistema obsoleto, sin reposición.	Reposición sencilla.
Elevada tolerancia para las inclinaciones del conjunto, al igual que en operación normal.	No se produce inclinación del conjunto.
Operación con variación de la velocidad por escalones.	Operación suave en rampas.

Una aplicación en la que se puede utilizar el MICROMASTER 6SE31 es la que se detalla a continuación:

APLICACIÓN DEL DRIVE MICROMASTER.

El ejemplo siguiente está basado en una aplicación real, pero la circuitería y parámetros se han simplificado.

UNA APLICACIÓN DE VENTILADOR SIMPLE.

La aplicación usa un MICROMASTER para controlar el aire acondicionado en una aplicación donde el ventilador se ajusta manualmente. Usando un Tablero de Operación Avanzado, montado en la puerta del cubículo que usa el equipo de montura apropiado, una simple solución del control se logra sin el cableado adicional. Entonces el operador puede ajustar la velocidad del ventilador para satisfacer condiciones de ventilación simplemente usando el tablero.

VENTAJAS.

- * A frecuencias por debajo de 50 Hz hay economía significativa de energía. La potencia es proporcional al cubo de la velocidad, y por consiguiente una reducción en frecuencia a 45 Hz producirá una economía de aproximadamente 30%. En cambio, el sistema mecánico no ofrece ningún ahorro o éste es muy pequeño.
- * El ruido acústico se reduce cuando el ventilador funciona por debajo de la velocidad base.
- * El juego completo puede ofrecer IP54 de protección cuando el MICROMASTER esté montado en un cubículo adecuado.

* El Tablero de Operación Avanzado (cuyas siglas en inglés son AOP) ofrece una solución de control fácil; un etiquetado del tablero, e interruptores adicionales (por ejemplo) no son necesarios, entre otras cosas.

* Control de loop puede ser fácilmente habilitado empleando un controlador PI.

ESPECIFICACIONES DEL SISTEMA.

Motor: 18.5 kW 400V motor de inducción de 3 fases

Sistema de Control: Tablero de Operación Avanzado (cuyas siglas en inglés son OAP)

Drive: MICROMASTER 6SE311 11kW 400V

Interfase de Control del Drive: Control del teclado pequeño con marcha, paro y potenciómetro motorizado (funciones de reversa y jog desactivado).

MICROMASTER

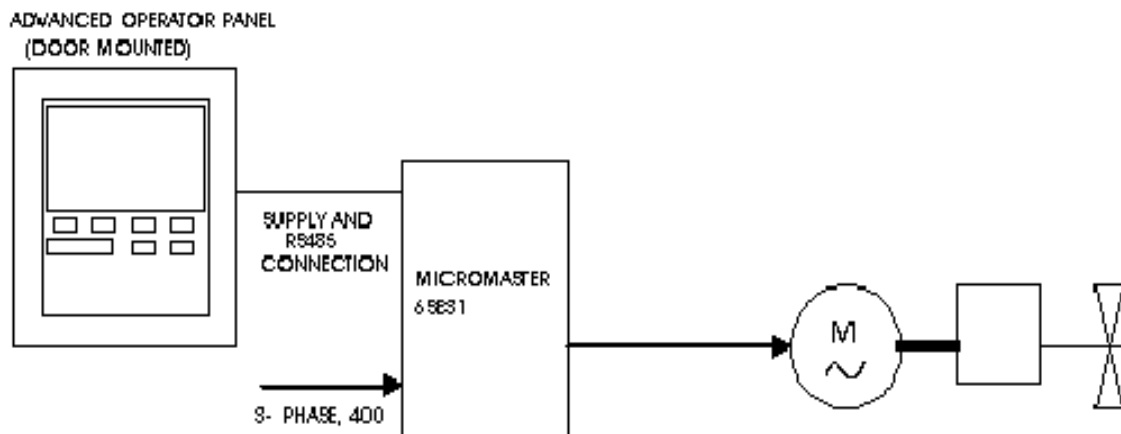


Figura 5.14: APLICACION EN VENTILACION

Un ejemplo aproximado de su programación sería:

Motor: Especificación de consigna vía potenciómetro motorizado
0 – 50 Hz.
Explotación del motor hasta 75 Hz (característica v/f lineal
Hasta 50 Hz).
Aceleración de 0 – 50 Hz en 15 seg.
Desaceleración de 50 a 0 Hz en 20 seg.

Ajuste de parámetros: P002 = 15 (Tiempos de aceleración).
P003 = 20 (Tiempos de desaceleración).
P006= 2 (Consigna vía potenciómetro motorizado
o valor prefijado).
P009 = 2 (Pueden modificarse todos los
parámetros).

P013 = 75 (Frecuencia máxima del motor en Hz).
P081 – P085 = Valores de acuerdo a la placa de
características del motor.

Resumiendo.- Si en un momento dado, quisieramos implementar aplicaciones similares en el laboratorio y contáramos solo con los drives que tenemos en existencia (SIMOVERT P y MICROMASTER), podríamos pensar que, a groso modo, de entrada, para la aplicación de un puente grúa, el drive SIMOVERT P cuenta con la facilidad de control de loop (en malla cerrada) lo que no tiene el MICROMASTER, al menos no de fabrica, y en cambio el SIMOVERT P con el que se cuenta en el laboratorio si tiene de origen esta facilidad (control PID), que podría servir más, obviamente.

En cuanto a la segunda aplicación, se puede ver fácilmente que analizando ambos manuales, se presta más el MICROMASTER dada su opción de consigna de potenciómetro motorizado. El SIMOVERT P aunque si sería factible poder usarlo, sería un poco más problemático. Además, el MICROMASTER es más moderno y nos presenta otras ventajas.

A grandes rasgos es lo que se percibe y ya sería cuestión de quien(es) vaya(n) a habilitar una u otra aplicación se avoquen más en analizarlo y llevar a efecto la instalación del sistema drive(s) – motor(es) y su control adecuado.

CONCLUSIONES.

A lo largo del desarrollo de la presente tesis, hemos podido ver la importancia que los motores de inducción tienen actualmente debido a las diversas ventajas que presenta entre las que podemos mencionar su bajo costo y mantenimiento, y gracias a las nuevas técnicas de control, que hay y que pueden ser aplicadas; la manipulación de estos motores en procesos de control esta siendo cada vez más utilizada gracias al uso de los variadores y las computadoras personales (PC) que hacen su manejo más sencillo y que pueden basados en ul computadora y en un paquete de programación (software) aplicar se satisfactoriamente en el control de procesos industriales.

Es pues relevante recalcar la ventaja que representa el poder controlar y variar la velocidad entre otros parámetros mediante diferentes y variadores, de acuerdo a las necesidades y requerimientos y lo vital que representa la realimentación en estos procesos para reducir el valor del error y que la salida sea igual a la entrada en el proceso.

Así mismo se han derivado observa las variantes que pueden presentar dos drives en cuanto a su constitución, a sus parámetros -que se pueden variar-, y a su manipulación y la del motor, que en algún caso es más complejo que en otro, existiendo diferencias bastantes marcadas, así como en sus aplicaciones.

Desgraciadamente la manipulación a control remoto del drive SIMOVERT P, que era parte de lo que se pretendía, por problemas diversos, no se pudo llevar a cabo; dado que no se contó con la suficiente información ni apoyo por parte del fabricante, lo que representó un obstáculo insalvable para ello.

Pero aun así la comparación entre ambos drives ayudó, para observar las diferencias entre los distintos drives y su aplicación, en la cual se deben de tomar en diversas cuestiones dependiendo de su aplicación y requerimientos del usuario.

BIBLIOGRAFIA.

BIBLIOTECA PRACTICA DE MOTORES ELÉCTRICOS.
ED. OCEANO/ CENTRUM.

ELECTRONICA INDUSTRIAL .
TIMOTHY J. MALONEY.
PRENTICE HALL 1997.

CONVERSIÓN DE ENERGIA ELECTROMECHANICA; MOTOR DE INDUCCION.
VEMBU GOURISHANKAR.
MEXICO; REPRESENTACIONES Y SERVICIOS INGENIERIA.

GENERADORES, MOTORES Y TRANSFORMADORES.
VICTOR PEREZ AMADOR.
MEXICO; LIMUSA, 1983.

ELECTRONICA DE POTENCIA.
RAYMOND RAMSHAW.
BARCELONA-MEXICO, 1982.

ELECTRONICA DE POTENCIA CIRCUITOS, DISPOSITIVOS Y APLICACIONES.
MUHAMMAD RASHID.
MEXICO; PRENTICE HALL HISPANOAMERICANA, 1995.

GUY SEQUIER.
ELECTRONICA DE POTENCIA: LOS CONVERTIDORES ESTATICOS DE ENERGIA.
BARCELONA- MEXICO; G GILI, 1987.

POWER ELECTRONICS: CONVERTERS, APLICATIONS AND DESIGN
NED MOHAN- TORE M. UNDELAND- ROBBINS AND WILLIAM P. ROBBINS.
JOHN WILEY AND SONS, 1989.

SISTEMAS MODERNOS DE CONTROL: TEORIA Y PRACTICA.
RICHARD C. DORF.
ADDISON-WESLWY IBEROAMERICANA, 1989.

CONVERSION DE ENERGIA ELECTROMECHANICA.
CHARLES ROBERT CHAPMAN.
NEW YORK; BLAISDELL, 1965.

POWER SEMICONDUCTOR DRIVES.
S. B. DEWAN.
NEW YORK; J. WILEY, 1984.

MICROCOMPUTER CONTROL OF POWER ELECTRONICS AND DRIVES.
BIMAL K. BOSE.
NEW YORK; IEEE 1987.