



**UNIVERSIDAD NACIONAL AUTONOMA DE
MEXICO**

FACULTAD DE ESTUDIOS SUPERIORES ARAGON

**"CARACTERIZACION DEL VARIADOR DE FRECUENCIA
PARA EL CONTROL DE VELOCIDAD EN MOTORES TIPO
JAULA DE ARDILLA"**

TESIS

**QUE PARA OBTENER EL TITULO DE
"INGENIERO MECÁNICO ELÉCTRICO"**

P R E S E N T A :

RUBEN AGUILAR CASTILLO.

Asesor: Ing. ELEAZAR M. PINEDA DIAZ.



MEXICO

2009



Universidad Nacional
Autónoma de México



UNAM – Dirección General de Bibliotecas
Tesis Digitales
Restricciones de uso

DERECHOS RESERVADOS ©
PROHIBIDA SU REPRODUCCIÓN TOTAL O PARCIAL

Todo el material contenido en esta tesis esta protegido por la Ley Federal del Derecho de Autor (LFDA) de los Estados Unidos Mexicanos (México).

El uso de imágenes, fragmentos de videos, y demás material que sea objeto de protección de los derechos de autor, será exclusivamente para fines educativos e informativos y deberá citar la fuente donde la obtuvo mencionando el autor o autores. Cualquier uso distinto como el lucro, reproducción, edición o modificación, será perseguido y sancionado por el respectivo titular de los Derechos de Autor.

A mi mamichi.

Gracias por todo el esfuerzo, espero no haberte decepcionado.

A Rita

Siempre serás mi mejor amiga. Entres otras cosas, ¡porque sabes demasiado!

A Muñeca, Yhamir, Nadezhdna, Astrid y mis hermanos

Seguimos juntos siempre hacia adelante.

A Elvia

Gracias por las ilusiones!!

A Odi y Dianita

Mis 2 preciosas, gracias.

A Euni, Inelba

Me gustaría agradecertelo de todo corazón, pero para ti mi querida amiga, mi corazón no tiene fondo

A Martín Árciga

“Dar ejemplo no es la principal manera de influir sobre los demás; es la única manera”,
Gracias Amigo

A ustedes

Quienes jalando o empujando me trajeron a este punto, un punto más en mi línea de vida.

Cuando bebas agua, recuerda la fuente
(proverbio chino)

Si buscas resultados distintos, no hagas siempre lo mismo
(Albert Einstein)

El hombre encuentra a Dios detrás de cada puerta que la ciencia logra abrir
(A. Einstein)

Di que no haces las cosas para que te las agradezcan, pero trata de hacerlas para gente
agradecida.

El agradecimiento es la memoria del corazón
(J. B. Massieu)



**CARACTERIZACIÓN DEL VARIADOR DE FRECUENCIA
PARA EL CONTROL DE VELOCIDAD EN MOTORES TIPO
JAULA DE ARDILLA**



ÍNDICE

	Pág.
INTRODUCCIÓN	1
CAPITULO 1. GENERALIDADES	4
1.1 Introducción	5
1.2 Trabajo Mecánico	10
1.3 Descripción del motor Jaula de Ardilla	14
1.4 Variación de la velocidad	17
1.5 Modulación por Ancho de pulso	18
1.6 El variador electrónico de velocidad	
CAPITULO 2. DESCRIPCIÓN DEL VARIADOR	
2.1 Características generales	22
2.2 Diagrama a bloques	25
2.3 Módulo convertidor de corriente alterna	27
2.3.1 El puente de diodos	31
2.3.2 El filtro	33
2.4 El módulo oscilador	34
2.5 La tarjeta de medición	47
2.5.1 El control de la tensión	47
2.5.2 El control de la corriente	49
2.5.3 La intensidad del motor	54
2.5.4 Reconocimiento del calibre	58
2.6 La tarjeta de alimentación y potencia	59
2.6.1 El transformador	60
2.6.2 Alimentación de potencia	61
2.6.3 Alimentación del control	64
2.7 La tarjeta de control	67
2.7.1 Entradas analógicas	68
2.7.2 Entradas lógicas	78
2.7.3 Microprocesador	87
2.7.4 El control de la carga	108
CAPITULO 3. ORGANIZACIÓN DEL PROGRAMA	
3.1 Introducción	118
3.2 Estructura general del programa	119
3.3 El programa principal	120
3.4 Los programas de interrupción	130
CAPITULO 4. LA PUESTA EN MARCHA DEL VARIADOR DE VELOCIDAD	
4.1 Diseño y operación	138
4.2 Características técnicas	142
4.3 Conexiones	144
4.4 Usos del variador de velocidad	147
4.5 Puesta en marcha	148
4.6 Códigos de falla	155



**CARACTERIZACION DEL VARIADOR DE FRECUENCIA
PARA EL CONTROL DE VELOCIDAD EN MOTORES TIPO
JAULA DE ARDILLA**



CONCLUSIONES	158
BIBLIOGRAFIA	161



INTRODUCCIÓN

Por mucho tiempo la mayor parte de los problemas de regulación de máquinas eléctricas fueron resueltos mediante la utilización del motor de Corriente Directa, el cual posee excelentes cualidades para ello. Sin embargo, comparado con el motor de Corriente Alterna, presenta las desventajas de mayor tamaño, precio y la complicación constructiva del conmutador, que a veces plantea serios problemas de operación, mantenimiento y debido a este último, falta de continuidad en el servicio, además este motor sigue siendo de fabricación extranjera, lo cual implica un factor económico importante.

Hasta antes de la aparición del transistor dentro del campo de la utilización de la energía eléctrica, se habían intentado controles de velocidad con motores de CA más robustos y más simples, especialmente el de rotor de jaula de ardilla, teniéndose en ese intento no más que un éxito precario, consiguiéndose la regulación de motores de rotor devanado y anillos rozantes mediante el control de la tensión de entrada al estator por medio de reactancias saturables ó auto transformador variable, así como el control de la corriente rotórica por inserción de resistencias. Los motores de inducción con rotor bobinado y anillos rozantes no presentan la complicación del colector de un motor de CD, pero no son tan simples ni tan baratos como los de tipo de Jaula de Ardilla, además, por desgracia, también son de importación, en cambio los de jaula de ardilla se pueden adquirir en forma más sencilla, siendo el tipo más simple del motor, él más robusto, de menores requerimientos de mantenimiento y él más barato.

Los variadores de velocidad de estado sólido están formados por:

- Un circuito de control
- Un circuito de potencia
- Un circuito oscilador

Estos variadores 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.

Aunque los convertidores de CA son complejos, los motores de CA no lo son; y es esta simplicidad de los motores la que contempla TELEMECANIQUE[®] para mejorar el funcionamiento de los variadores de CA. Un enorme avance en la eficiencia de los motores de CA se ha dado, han mejorado, para motores pequeños a un 90% y para motores grandes más del 96%.

Los adelantos en los variadores de CA coincidieron 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 CA, sin embargo los SCR convencionales no fueron la solución perfecta, ya que el uso de estos, introduce problemas adicionales; necesitan un circuito de conmutación ó de extinción para convertir CD en CA lo que aumentaba la complejidad, tamaño y costo de los variadores de CA.

En este trabajo se intenta explicar el funcionamiento de la tecnología utilizada por TELEMECANIQUE, basada en Microprocesador, micro componentes y transistores de potencia. Los transistores tienen la ventaja de no requerir un voluminoso circuito de conmutación.

El variador de velocidad es un convertidor de frecuencia bajo el principio de la síntesis de una onda sinusoidal por modulación de longitud de impulso (PWM ó MLI)

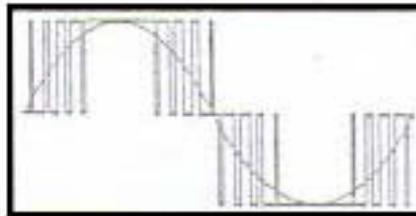


Figura A.1 Forma de onda basada en el principio del PWM

La forma de corriente resultante del variador hacia el motor es muy cercana a una onda senoidal.

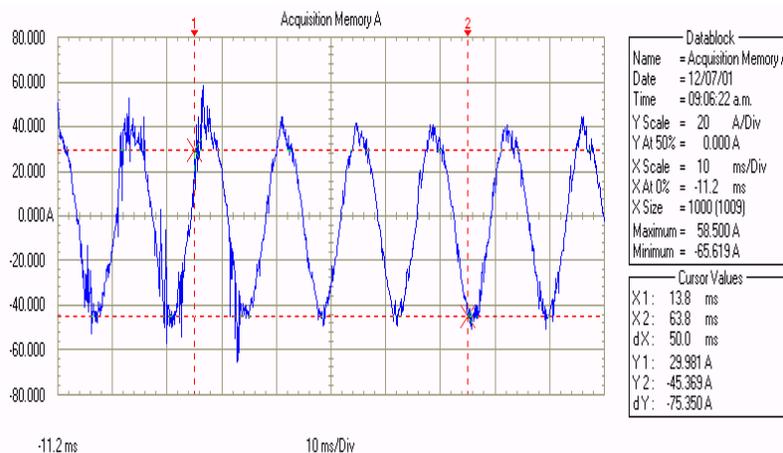


Figura A.2 Forma de onda de corriente a la salida del variador



OBJETIVOS:

La función principal de un variador de velocidad es la capacidad de controlar la velocidad de un motor de corriente alterna. De esta forma, el variador permite a las máquinas conducidas por motores eléctricos producir la misma salida que obtendrían utilizando otros métodos de regulación de flujo, pero consumiendo menos potencia de entrada.

El uso de esta tecnología aporta otros beneficios adicionales, como son la mejora de la calidad del producto y fiabilidad del sistema, o la prolongación de la vida de los equipos.

Se presentan como objetivos de este trabajo el realizar un análisis funcional de cada una de las tarjetas y módulos que constituyen al variador ATV 45-2 de la marca TELEMECANIQUE así como el proceso que sigue para el control de velocidad en un motor tipo Jaula de Ardilla con el fin de dar a conocer de una forma más explícita la aplicación de la electrónica en los sistemas industriales.

El primer capítulo *Generalidades* comprende la presentación de conceptos y componentes que se utilizarán en capítulos posteriores así como se muestran algunos métodos de ondulación (DC/AC) que existen.

El segundo capítulo *Descripción del variador* es un estudio más detallado de las tarjetas y módulos que componen al variador de velocidad ATV45.

El tercer capítulo *Organización del programa* muestra la forma en que está organizado el algoritmo del funcionamiento interno del variador (firmware) que aunque es un programa inaccesible para el usuario es bueno conocer cómo funciona para poder detectar de una manera más rápida la causa de alguna falla que se presente durante el funcionamiento del variador.

El cuarto capítulo *La Puesta en Marcha del Variador de Velocidad* nos indica las características técnicas y los pasos básicos de configuración del ATV45 para el arranque del variador de velocidad, así como los códigos de falla presentados por el equipo para la resolución de los fallos en el mismo.



CAPÍTULO 1. GENERALIDADES.

1.1 Introducción

El desarrollo de los motores eléctricos desde el siglo pasado, permitió la utilización de potencia mecánica por medios eléctricos y facilitó la realización de trabajos que antes habían sido manuales y tediosos. Con el desarrollo de las aplicaciones de los motores eléctricos vinieron nuevas necesidades, las aplicaciones primarias fueron extendiéndose y complicándose, surgieron nuevos conceptos sobre la velocidad, eficiencia, factor de potencia y requerimientos adicionales que cada proceso requería, por lo que el desarrollo de las máquinas eléctricas se aceleró, Uno de los requerimientos más exigentes lo constituyó la variación de velocidad la cual obliga a los motores a funcionar en condiciones distintas, tan distintas como velocidades se necesitaran. Para ello el motor de CD resultó extremadamente útil pues permitió un control de velocidad muy preciso sin menoscabo del par motor y con una estabilidad y precisión excelentes. Lo que hizo que dicho motor se utilizara en forma extendida en aplicaciones de velocidad variable casi exclusivamente hizo que el motor de CA cuya velocidad era esencialmente constante se destinara para aplicaciones cuya velocidad requiriera variación casi nula.

Con el tiempo las aplicaciones donde se requiere velocidad variable se incrementaron y complicaron lo que obligó a que se mejoraran los controles de velocidad de CD y dio paso al cuestionamiento de la confiabilidad de los motores de CD cuyo conmutador y escobillas presentaban problemas de continuidad en el servicio y reparación tardada, costosa y difícil. Aunque los principios de la variación de velocidad en CA se conocen desde fines de los años 20's, la tecnología disponible en esa época no permitía su implementación práctica pues cada variador de este tipo utilizaría cerca de 200 metros cuadrados para controlar un solo motor de 100 HP por ejemplo ya que se realizaban por medio de tubos Tiratrones y rectificadores de arco de mercurio. Lo que los hacía extremadamente ineficientes. No fue sino hasta 1948 cuando se inventó el transistor y en 1958 que se inventó el SCR cuando se inició el despegue de la electrónica de potencia aplicada a la variación de velocidad en CA. Sin embargo las prestaciones de los variadores de velocidad en CA estaban aún en desventaja con respecto a la CD por su poca flexibilidad de uso y su gran complejidad de construcción. No obstante en 1969 Intel® desarrolló el microprocesador, un circuito integrado capaz de realizar cálculos complejos a una velocidad pasmosa y con una gran capacidad de aplicación. Fue cuando empezó la carrera entre los controles de CA y CD.

Hoy en día, ambas ramas compiten en capacidades y prestaciones y como en casi todos los antagonismos, no existe un ganador absoluto sino que en



CAPÍTULO 1 GENERALIDADES



algunas aplicaciones se puede optar por un tipo y en otras esta claramente definida y obligada la tecnología a utilizar.

Debido a las necesidades de los procesos industriales y comerciales la demanda y aplicación de los controles de velocidad ha ido aumentando representando un rubro importante en las empresas dedicadas a la comercialización de equipos de automatización.

Actualmente la aplicación de variadores de velocidad está presente en procesos tan variados que su aplicación resulta cotidiana. Puede decirse que dondequiera que se requiera controlar velocidad, aceleración, par- motor, sentido de giro o incluso ahorrar energía al utilizar motores, se puede aplicar con ventaja un variador de velocidad. He aquí algunos ejemplos:

- Procesos de fabricación continua (enrolladores / desenrolladores, calandrias, extrusadores, laminadoras, molinos, etc.).
- Cintas transportadoras.
- Bombas y ventiladores.
- Grúas.

1.2 Trabajo mecánico

Es bien conocido que existen varias clases de energía: calor, sonido, luz, mecánica, nuclear, química, eléctrica, etc. Cada forma juega un importante papel en nuestra vida diaria. Este capítulo concierne a la energía mecánica, trabajo y potencia, particularmente a la energía cinética, y energía potencial.

Hay poca duda de que el concepto más importante en toda la naturaleza es la energía. Es importante porque representa una entidad fundamental común a todas las formas de la materia en todas partes del mundo físico conocido. Íntimamente asociado al de la energía, está otro concepto, el trabajo, un término usado en la vida civil para describir el gasto de la a energía encerrada en nuestro propio cuerpo puesto que la energía es más fácil de describir en función del trabajo.

En su forma mecánica más simple, el trabajo se define como la fuerza multiplicada por distancia a través de la cual actúa la fuerza, es decir:

Trabajo = fuerza x distancia

Si la dirección de la fuerza y la distancia recorrida son ambas verticales hacia arriba, se debe cambiar a la distancia por la altura, es decir:

$$W = F \times H \quad \dots\dots\dots(1)$$

Donde la W = trabajo en Joules, F= fuerza aplicada en Newtons y H = altura ó elevación de la carga en metros.

Ejemplo 1:

El trabajo mecánico producido por elevar una carga con peso **P** a una altura **H**, es proporcional al valor del peso en el desplazamiento lineal **h**:

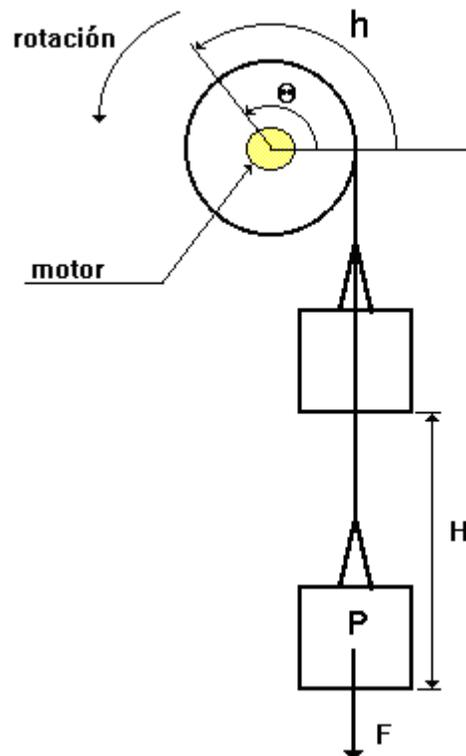


Figura 1.1 Ejemplo de trabajo mecánico



CAPÍTULO 1 GENERALIDADES



En el sistema de unidades MKSA, una fuerza de 1 Newton, actuando en una distancia de 1m, realiza una cantidad de trabajo equivalente a 1 Joule:

$$(1 \text{ newton})(1 \text{ metro}) = 1 \text{ Joule}$$

En el sistema cgs, la DINA cm como unidad de trabajo es llamada Ergio.

$$(1 \text{ dina})(1 \text{ cm.}) = 1 \text{ Erg}$$

El desplazamiento lineal H, corresponde a una rotación θ del tambor de radio R, es decir:

$$H = R \theta$$

H : en metros
R: en metros
 θ : en radianes

Entonces de la ecuación 1 tenemos que
:

$$W = F R \theta$$

Para suministrar este trabajo, el motor desarrolla un par C de valor F R:

$$C = F R$$

En donde:

$$W = C \theta$$

W: en Joules
C: en newton-metros
 θ : en radianes

W es el trabajo del par del motor.

Ejemplo 2:

El trabajo producido por un albañil al transportar 50 Kg. de Yeso, puede ser realizado por un niño que maneje esta carga pero por paquetes de 5 Kg. Entonces el trabajo cumplido es el mismo, los tiempos de transporte son diferentes. La potencia que caracteriza este transporte es, el trabajo por unidad de tiempo.

Potencia **P** = trabajo / tiempo = **W** / t

P: en watts
W: en joules
t: en segundos

Para un desplazamiento lineal:

P = **W** / t = **F** (H / t) = **F v**

P: en watts
F: en newtons

Ejemplo 3:

El par (torque) de un motor a una velocidad constante es igual al par resistivo de la carga **Cr**:

$$C_{\text{motor}} = C_{\text{resistivo}}$$

Sea el movimiento siguiente:

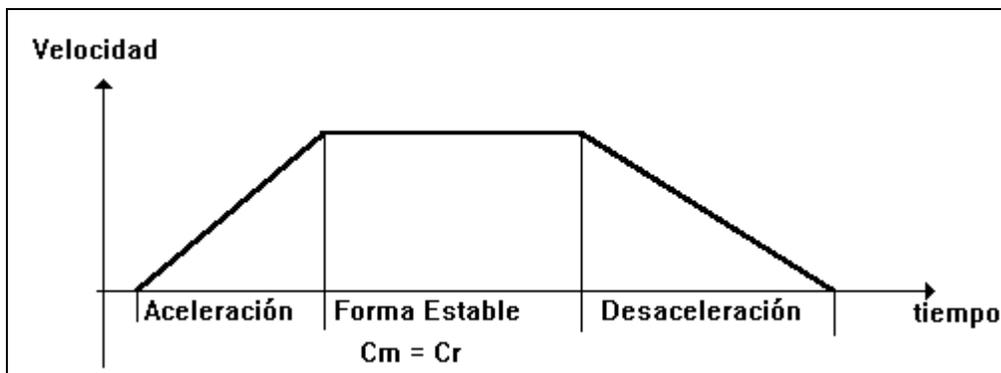


Figura 1.2 Comportamiento del motor.

Este movimiento está caracterizado por dos tipos de funcionamiento:

- El tipo estable corresponde a valores calculados por $C_m = C_r$
- El tipo transitorio: La aceleración o desaceleración.

En la aceleración, el motor debe desarrollar un par transitorio superior al que desarrolla en el tipo estable.

$$C_{\text{total del motor}} = C_{\text{aceleración}} + C_{\text{resistencia}}$$

El motor y luego el variador deben ser capaces de generar un par acelerador.

De una manera general los elementos de la cadena de transformación de energía deben poder soportar los pares transitorios.

En la desaceleración, la mecánica pierde velocidad, se realiza un trabajo, el cual restituye aquella energía que almacenó en la aceleración. Para disminuir esta energía disminuye la carga en un tiempo corto, una acción de frenado puede ser realizada mecánicamente o eléctricamente: el motor acarreado por la mecánica se convierte en un generador, para disipar la energía están las resistencias es decir la red intermedia del variador.

El variador de velocidad electrónico es un elemento de la cadena de transformación de energía. Su potencia debe ser calculada en función del par máximo que debe desarrollar el motor. Si la transformación de energía esta en forma bidireccional (frenado eléctrico), éste debe poder asegurar los dos sentidos de transformación de energía.

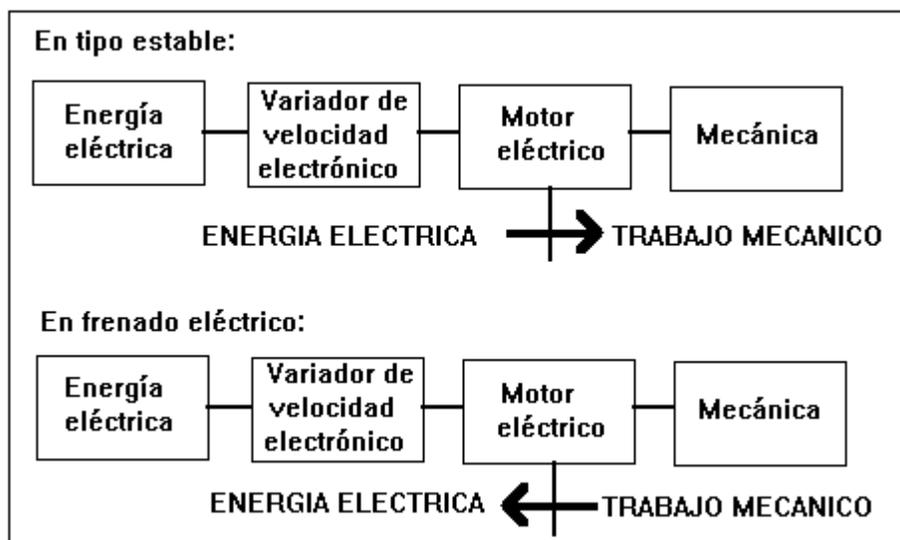


Figura 1.3 Transformación de la energía

Nota: El motor asíncrono es una maquina reversible en energía. Este desarrolla un par como motor si la carga es resistiva. Si la carga es entrante, entonces funciona como generador, y puede desarrollar un par de frenado.



1.3 Descripción del motor jaula de ardilla

El motor de inducción recibe este nombre porque, al igual que el transformador, opera bajo el principio de inducción electromagnética. Debido a que este tipo de motores no llega a trabajar nunca a su velocidad síncrona, también se conocen como **MOTORES ASÍNCRONOS**. Por el número de fases en su alimentación se clasifican en general como:

- b) Trifásicos
- c) Bifásicos
- d) Monofásicos

Por el tipo de rotor pueden ser:

- a) De rotor devanado
- b) De rotor jaula de ardilla

En general, se pueden fabricar con varios pares de polos, dependiendo de la frecuencia y la velocidad de operación.

En la figura 1.4 se muestran los diferentes tipos de motores eléctricos.

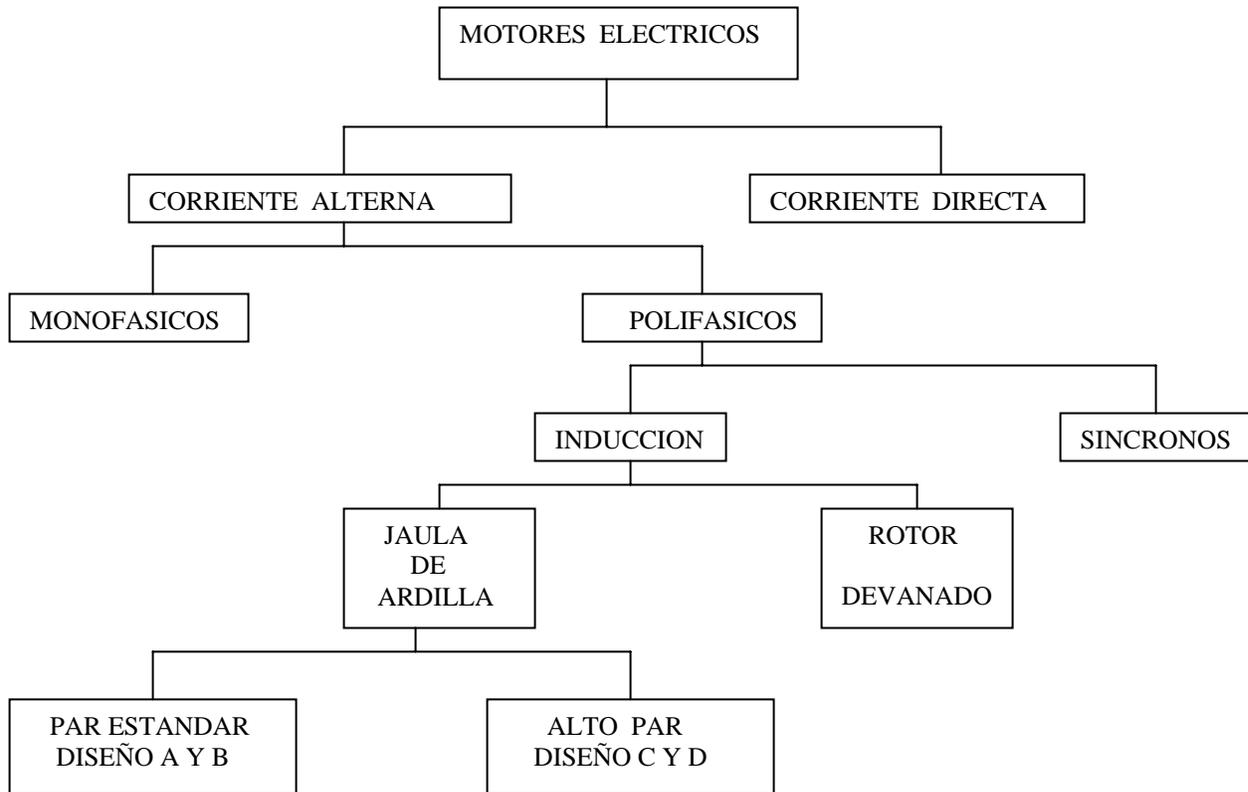


Figura 1.4 Tipos de motores eléctricos

Un motor de inducción está constituido fundamentalmente por los siguientes elementos:

1. ESTATOR
2. ROTOR
3. CARCAZA
4. AUXILIARES: Tapas anterior y posterior, chumaceras, tornillos de sujeción, caja de conexiones, base o soporte.

1. ESTATOR

El estator de los motores de inducción está formado por paquetes de láminas de acero al silicio (4%) troquelados.

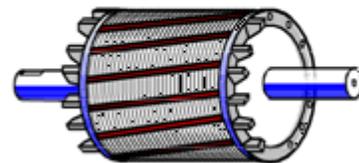
El estator representa una de las partes del circuito magnético del motor. El contenido de silicio, que al igual que en los núcleos de los transformadores depende de las densidades de flujo usuales, está constituido por paquetes de lámina troquelada en forma de ranuras, con objeto de que el bobinado del estator pueda alojarse en dichas ranuras. Desde luego, la forma de las ranuras varía de acuerdo con el tamaño o tipo del motor.

En las ranuras del estator se alojan las bobinas del estator, el cual puede considerarse, en forma análoga al transformador, como el circuito primario.

Estator



Rotor



JAUJA DE ARDILLA DEL ROTOR

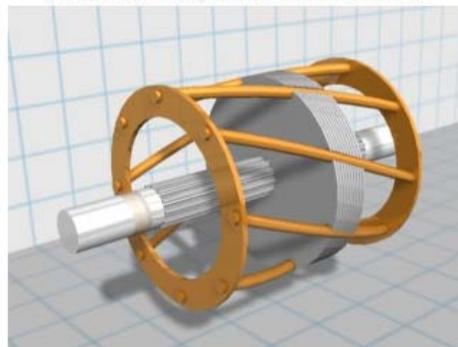


Figura 1.5 Estator y rotor de un motor Jaula de ardilla

2. ROTOR

Rotor Jaula de ardilla.

Recibe este nombre debido a que precisamente tiene la forma de una jaula de ardilla. Aquí el bobinado está constituido por barras que se vacían sobre el rotor destinado para este fin; por lo general, las barras son de aluminio y

al fundirse en el rotor, debido a la forma que se les da, quedan unidas entre sí en cortocircuito en la forma de una jaula de ardilla.

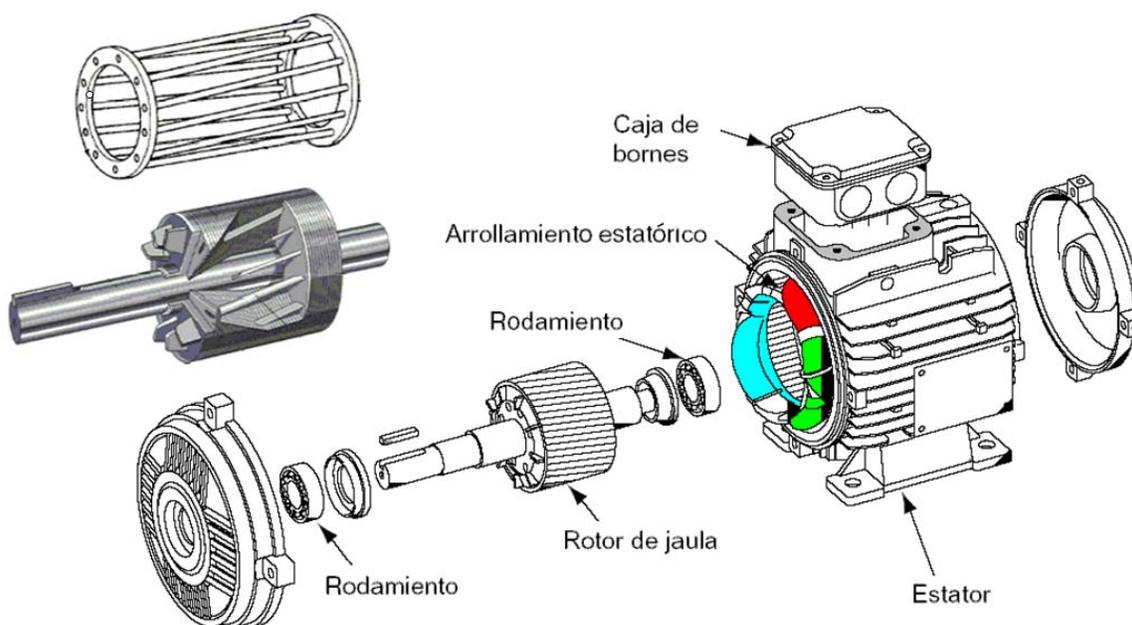


Figura 1.6 Componentes de un motor tipo jaula de ardilla

3. CARCAZA O SOPORTE.

La carcasa recibe también el nombre de soporte por ser el elemento que contiene el estator y los elementos auxiliares del motor.

4. AUXILIARES.

Los auxiliares del motor de inducción son elementos necesarios para el funcionamiento de éste y dependen del tipo de motor.

Desde el punto de vista de conversión de energía, el motor de inducción se puede definir como sigue: **Elemento que convierte energía eléctrica en energía mecánica por el principio de inducción electromagnética.**



CAPÍTULO 1 GENERALIDADES



El motor de inducción fue inventado por Nicola Tesla en 1888, su principio no requiere conexiones a la parte rotatoria y la transferencia de energía de la parte estacionaria a la parte rotatoria es por medio de inducción electromagnética. Un campo magnético rotatorio producido por el devanado estacionario (llamado estator) induce una fuerza electromotriz y una corriente en el rotor.

Aún cuando el flujo generado por cada bobina es únicamente un flujo alterno, las contribuciones de los flujos combinados de las tres bobinas superpuestas, llevan las corrientes en los ángulos de fase apropiados y produce un flujo rotatorio de dos polos. Es el flujo rotatorio, no el flujo alterno el que produce la acción de inducción en el motor. Al flujo rotatorio (también llamado campo rotatorio), producido por las corrientes trifásicas, se puede eslabonar con el campo rotatorio producido por un imán superpuesto al rotor.

Al aplicar una tensión en las terminales del estator se produce una fuerza magnetomotriz uniforme y giratoria. Si suponemos, por ejemplo, que el rotor es del tipo jaula de ardilla, en cada barra se induce una fuerza magnetomotriz de sentido opuesto, ésta hace circular una corriente y se produce un par que hace girar el rotor.

Si se estudia el motor de inducción en forma semejante al transformador, se puede considerar el devanado del estator como el circuito primario y el del rotor como el secundario.

1.4 Variación de la velocidad

Ya al principio del desarrollo electrotécnico, los inventores e ingenieros pioneros, sintieron la necesidad de que los primeros motores pudieran regular su velocidad. Pronto se vio la superioridad de las redes de CA frente a las de CD, aunque estas habían sido las primeras al comienzo de la extensión de la electricidad. El golpe de gracia a las de CD lo dieron los inventos, muy cercanos temporalmente, del transformador y del motor de CA con campo giratorio.

Existía la posibilidad de regular al motor de CD con resistencias intercaladas en serie, pero ya en 1896 Henry Ward Leonard advertía que eso sería un despilfarro energético y desarrolló el sistema conocido como **grupo Ward Leonard**, que ha sido de aplicación universal hasta el comienzo de la década de los sesenta.

Este grupo estaba formado por un rectificador rotatorio (grupo motor C/A conectado a la red, arrastrando un dínamo de C/D) el cual proporcionaba tensiones variables a un motor de C/d que arrastraba la máquina accionada. Esta solución prescindía de la regulación por resistencias tan ineficiente como ya había

notado Ward Leonard. Pero añadía dos máquinas rotativas para la función de obtener C/D a partir de la red industrial de C/A.

Poco a poco iban apareciendo soluciones para obtener velocidad regulable en escalones, lo cual para algunas aplicaciones es suficiente. Entre ellas señalamos las siguientes:

- Bobinado **Dahlander** para los motores asíncronos de cortocircuito. Se logran dos velocidades fijas en relación 1 a 2 con un solo bobinado no muy especial.
- Dos motores asíncronos de distinta polaridad montados en tándem. Se obtienen 3 o 4 velocidades diferentes.
- Motores de bobinados independientes, con tantas velocidades como bobinados tienen.

Dentro de la regulación continua surgieron grupos tales como los **Kramer**, o **Scherbius**, los cuales recurrían a 2 o 3 máquinas adicionales al propio motor de arrastre de c/c para lograrlo. Además una de esas máquinas era la conmutatriz o convertidor rotatorio C/A ↔ C/D, que era muy cara y de mantenimiento muy enojoso.

Algo empezó a moverse con la aparición en 1928 de los rectificadores de mercurio controlados por rejilla, aunque las aplicaciones no fueron muy extensas debido a la complejidad, alto coste y malas prestaciones de estos dispositivos. Por otro lado en esa época de la gran recesión, hubo un gran freno a la difusión de tecnologías novedosas.

Las soluciones fueron complicadas hasta la aparición de los rectificadores de silicio controlado SCR o tiristores. Los primeros pasos se dieron en la dirección de sustitución de los rectificadores rotativos convencionales por los de estado sólido con tiristores, y por tanto durante bastantes años la solución eran los accionamientos a base del motor de corriente continua.

El control del disparo de los tiristores se basaba en electrónica analógica con amplificadores operacionales. Además otra de las ventajas era que el motor de corriente continua era de modelización muy sencilla. También el control directo era del par era muy simple pues se obtiene mediante el producto del flujo principal y la intensidad del inducido. Estas dos magnitudes se fuerzan fácilmente mediante los rectificadores de alimentación, así podemos decir que hay un control directo del par motor.

Los atractivos para el empleo del motor asíncrono de cortocircuito eran muy fuertes dado su precio y su robustez, pero sus inconvenientes eran:

- Su sensibilidad a las alimentaciones por ondas senoidales.
- Su difícil control ya que en este motor el flujo es una magnitud derivada que depende de las intensidades y tensiones de cada fase, de la velocidad angular y del tiempo transcurrido, ya que en una alimentación con convertidores el motor está permanentemente en estado transitorio.

Para tratar de forzar el empleo del motor asíncrono de corto circuito, ya desde finales de los años sesenta, se comercializaron soluciones con este tipo de motor que era alimentado con un regulador de tensión de CA. Este dispositivo da unas prestaciones modestas para regular la velocidad, ya que lo hace a base de aumentar el deslizamiento. Esta aplicación quedó reducida a arrastre de bombas y de ventiladores, habiendo perdido su importancia. Actualmente subsiste para arrancadores estáticos de motores asíncronos.

Finalmente el advenimiento de los microprocesadores de alta velocidad y la aparición de semiconductores de potencia rápidos (GTO, IGBT) ha hecho que los convertidores modernos de frecuencia para motores asíncronos de serie sean una realidad. En ellos tenemos prestaciones que han resuelto muy bien las limitaciones que presentaba el motor asíncrono tales como las citadas arriba alcanzando características como las siguientes:

- Alimentación con intensidad casi senoidal mediante técnicas de modulación de ancho de pulsos (Pulse **W**idth **M**odulation **PWM**) en sus diversas variantes.
- Control directo del par y velocidad sin tener que tomar una señal real de velocidad. La toma de esta señal requiere el montaje de un dinamo tacométrico y esto, en un motor de serie es muy complicado y costoso.

En consecuencia, asistimos a la comercialización de convertidores de frecuencia que empiezan a ser productos de serie, aplicables también a motores asíncronos de fabricación serie.

Es obvio decir que todos estos avances son más fáciles de aplicar en los motores asíncronos de potencias medianas y altas.

1.5 Modulación por ancho de pulso.

El acrónimo **PWM** que designa comercialmente a este método de regulación de tensión de salida viene de su designación inglesa **Pulse Width Modulation**. Se pueden emplear en la etapa de entrada, rectificadores no controlados de tensión CD fija y con bajo consumo de la red: La proporción entre los tiempos de conexión y desconexión de los semiconductores de potencia, da el valor máximo de la tensión entre fases en el lado de salida de acuerdo con la fórmula aproximada:

$$(U_{RT})_{\max} = 2 * U_d * t_{ON} / (t_{ON} + t_{OFF})$$

En esta fórmula aproximada se desprecian los tiempos de conmutación. Variando los tiempos t_{ON} , t_{OFF} podemos lograr que la tensión de salida por fase varíe entre:

$$0 \leq (U_{RT})_{\max} \leq 2 * U_d$$

Esta técnica sólo es posible con los semiconductores de potencia que pueden operar a frecuencias altas de conmutación.

Pero la técnica PWM tiene además de la regulación de salida, la utilidad de generar una onda de tensión de salida que mejora notablemente la onda de intensidad absorbida por el motor, lo cual hace que su funcionamiento se asemeje al del motor alimentado por tensiones senoidales de red. Con ello se logra el deseo, de todos los usuarios y fabricantes, de emplear motores normalizados de fabricación en serie.

El inversor de tensión que estamos estudiando, genera ondas de tensión de salida que tienen formas compuestas por rectángulos de magnitud fija pero de anchuras variables, las varias técnicas PWM que existen dan una onda de tensión con un contenido reducido de los diversos armónicos superiores.

Pero además como el motor tiene un efecto fuertemente inductivo actúa como un filtro, consecuentemente la intensidad absorbida presenta mucho menos armónicos que la tensión de alimentación. Gracias a las circunstancias combinadas de tensiones con menos armónicos y al efecto filtro del motor, se consiguen, en los esquemas PWM actuales, corrientes muy cercanas a las senoidales.

Los sistemas PWM más usuales son los que se enumeran a continuación:

- Número variable de pulsos por ciclo de ancho fijo.
- Número fijo de pulsos por ciclo con anchura variable, entre los que señalamos:
- Modulación senoidal.
- Sobre modulación.
- Cancelación selectiva de armónicos.

Resumiendo estos métodos cumplen simultáneamente dos objetivos:

- Regulan el valor de la tensión de salida.
- Minimizan los armónicos de la onda de tensión de salida y por lo tanto se logra que las intensidades armónicas que absorbe el motor sean despreciables.

1.6 El Variador electrónico de velocidad

En el área de la electrónica de potencia es fácil encontrar convertidores de energía, sea de CA o de CD, sin embargo, es útil saber el tipo de conversión que lleva a cabo un variador de velocidad para motores de CA de manera que conozcamos las características, ventajas y desventajas de la configuración de un variador en especial, su composición y su funcionamiento interno básico.

La conversión de la energía eléctrica por medios electrónicos tiene varias posibilidades, cada una de ellas tiene características propias bien definidas. En el caso de la variación de velocidad para motores de CA se llevan a cabo varias de estas conversiones.

La transferencia de energía entre CA y CD en cuanto a la variación de velocidad es como sigue:

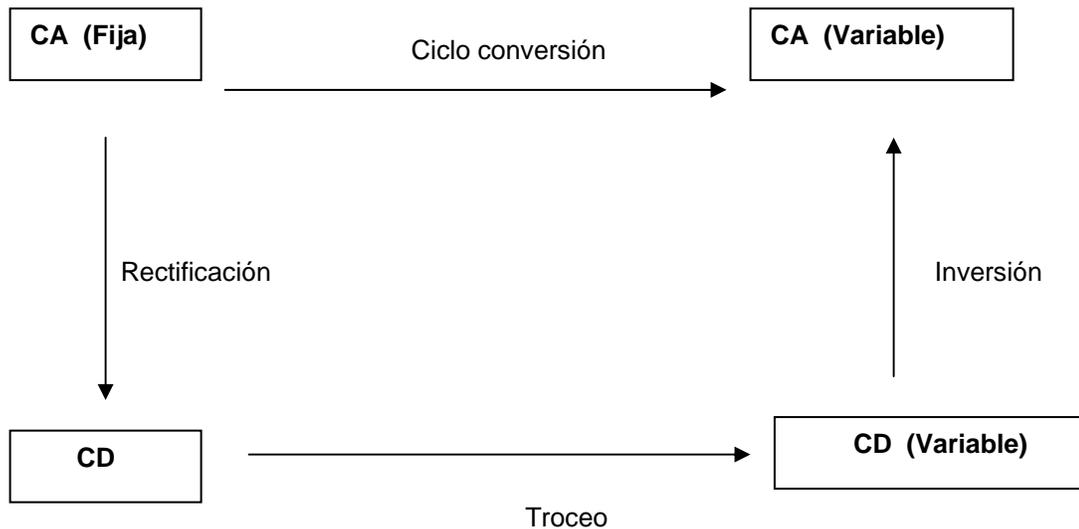


Figura 1.7 Transferencia de energía entre CA y CD

El paso de CA a CD se le conoce como rectificación porque antes se creía que la onda más pura es la que no tiene variaciones, esto posteriormente se demostró que era erróneo al utilizar la transformada de Fourier.

El paso de CD a CD variable se le conoce como “troceo” porque consiste en recortar (trocear) la CD de manera que se convierta en una serie de pulsos de repetición variable y de duración controlada para poder variar el valor medio de CD.

El paso de CD a CA se le conoce como “inversión” por las razones que dieron origen al término “rectificación” y consiste en tomar una corriente directa y convertirla en alterna. Por eso a los variadores de velocidad para motores de CA se les conoce genéricamente como “inversores de frecuencia” pues la etapa final de salida está constituida por un circuito inversor. La gran mayoría de los fabricantes de drives en potencia de hasta 400 HP utilizan esta tecnología.

El paso directo de CA a CA sin ninguna etapa intermedia de CD se le conoce como “ciclo conversión” y consiste en tomar trozos de una señal trifásica de CA para construir una también de CA pero de frecuencia variable y amplitud

variable, a continuación se muestra gráficamente el funcionamiento de cada tipo de conversión.

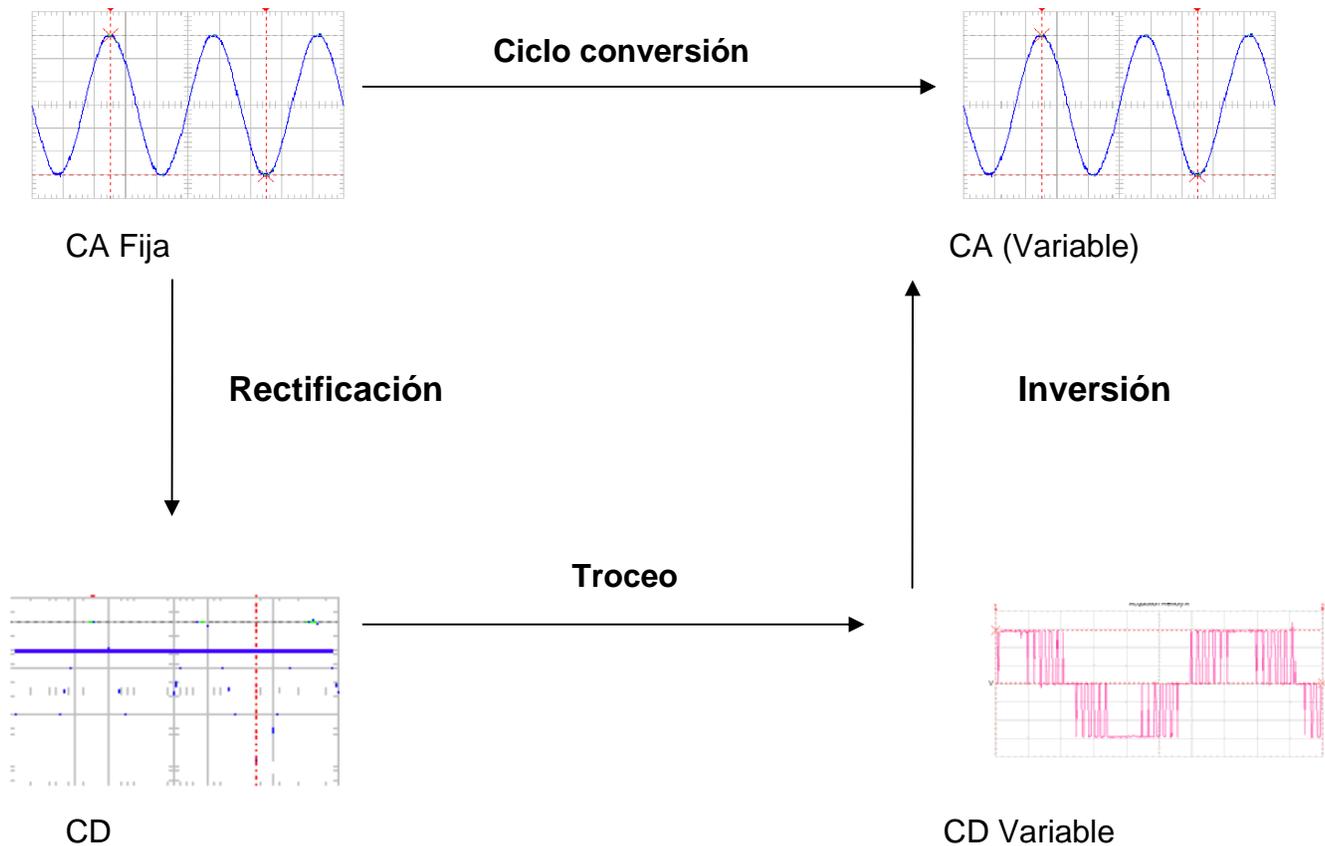


Figura 1.8 Gráficas de la transformación de la energía entre CA y CD

Para la variación de velocidad, el camino más corto parece ser el de la ciclo conversión pues la transferencia es directa sin etapas intermedias, sin embargo un ciclo convertidor requiere de 12 Rectificadores Controlados de Silicio (SCR) por cada fase. Para un motor trifásico se utilizan 36 SCR's además del respectivo control de cada SCR lo que lo hace muy costoso para aplicaciones de potencia baja. Adicionalmente la frecuencia de salida de un aparato de este tipo es tan alta como $2/3$ la frecuencia de entrada lo que limita mucho en cuanto al rango de velocidades. No obstante, el ciclo convertidor es muy estable, (en realidad es



CAPÍTULO 1 GENERALIDADES



hiper-estable), y presenta una distorsión mínima de corriente hacia el motor, el apagado de sus elementos de conmutación es automático y es excelente para el arranque pesado de motores, tiene potencias del orden de Mega Watts como en el caso de los molinos de las plantas sementeras. Y además, una de sus virtudes más apreciadas es la confiabilidad, pues existen instalaciones que han roto records de funcionamiento sin falla.

La gran mayoría de las aplicaciones en control de velocidad en CA se solucionan por medio de un inversor, sin embargo, se requieren además de este, un rectificador y un filtro. Y a pesar de que la conversión es indirecta no por ello es menos confiable pues la tecnología que utiliza esta ya dominada en diseño y utilización. Mas del 95% de las aplicaciones de control de velocidad no requieren de gran potencia ni de una precisión extrema, por ello, el inversor asociado a un motor de CA es la opción obligada.

En realidad el equipo de este tipo como veremos es un “Rectificador no controlado – Filtro - Inversor” pero genéricamente lo nombraremos variador de velocidad.



CAPÍTULO 2. DESCRIPCIÓN DEL VARIADOR

2.1 Características generales.

Para realizar su función un variador consta de un rectificador a partir de diodos, de un filtro a partir de capacitores y de un puente de transistores bipolares de base aislada (IGBT's)

El rectificador entrega una señal de media onda rectificada, para lograr un control adecuado de la tensión de salida, es necesario que dicha tensión sea lo más constante posible por eso es que hay un filtro a partir de capacitores los cuales anulan las pulsaciones y entregan a su vez una tensión fija. Dicha tensión entra a un puente de 6 transistores el cual invierte la señal de CD convirtiéndola en CA frecuencia y voltaje variables para entregarla finalmente al motor obedeciendo a una señal de referencia la cual es procesada a través de un microprocesador y en las condiciones que los ajustes del variador lo establezcan.

La forma de salida es “construida de trozos de CD”, los cuales son transferidos al motor en forma de pulsos de duración variable y de polaridad alternada para construir en promedio una forma de onda alterna aproximadamente senoidal en voltaje y frecuencia, razón por la cual el método para lograrla se le denomina Modulación de Ancho de Pulso o PWM.

Descripción de componentes.

1.- Rectificador (Puente de diodos)

El puente de 6 diodos es utilizado a la entrada del drive para rectificar la CA trifásica de entrada y proporcionar una corriente continua pulsante al banco de capacitores. Las razones para haber utilizado diodos son varias, tanto técnicas como económicas.

2.- Dispositivo limitador de corriente de carga

El módulo de limitación de la corriente de carga de los capacitores tiene la función de limitar controladamente, la corriente inicial de la carga de los capacitores, la cual es muy alta aunque su duración es extremadamente corta, dicha corriente puede llegar a ser hasta de 30 veces la corriente que demandarían los capacitores en estado estable por si mismos, el nivel alto de esta corriente inicial no sería tan crítico como el rápido crecimiento que tiene. Todos los dispositivos electrónicos de potencia tienen un límite de crecimiento de la corriente



CAPÍTULO 2 DESCRIPCIÓN DEL VARIADOR



a través de ellos, está dado en Amperes / microsegundo; si este crecimiento se rebasa se crean puntos calientes en la red cristalina del semiconductor con la consiguiente fusión y destrucción. Este módulo de limitación esta encaminado a proteger más a los diodos que al banco de capacitores.

En potencias bajas algunos drives están implementados por medio de un IGBT, en potencias mayores se utilizan SCR. Esto puede ser una fuente de complicaciones para el funcionamiento, pues el uso de un semiconductor siempre será más sensible a la calidad de la energía y a los transitorios que un elemento electro-mecánico como un contactor y una simple resistencia, aunque no deja de ser un avance tecnológico importante.

En el caso del variador que estamos estudiando esta compuesto por una resistencia insertada para limitar la intensidad de carga del capacitor. Una vez cargado el capacitor, esta resistencia es derivada por un relevador.

3.- Condensadores de filtrado

El voltaje de salida de los diodos es un voltaje que depende de la tensión de entrada y de la configuración rectificadora, en el caso de 6 diodos en puente trifásico, el voltaje de salida será del 95.5% del valor pico de entrada, esto hay que tomarlo en cuenta pues si a la entrada tenemos 440 Volts rms, en el bus de CD tendremos 420.2 Volts.

Los condensadores ó también llamados capacitores filtran la tensión rectificada para obtener una tensión continua, los capacitores son dos, los cuales están montados en serie ya que la tensión en los bornes puede ser superior a 700 V.

4.- Puente ondulator a transistores

Es el que genera una red trifásica a frecuencia variable sintetizando tres ondas senoidales desfasados 120 ° eléctricos.

5.- Fusible de control

Es el dispositivo con el que se protegerá el circuito en caso de sobrecorriente.

6.- Transformador de control

Realiza las diferentes alimentaciones necesarias para el funcionamiento del variador.



CAPÍTULO 2 DESCRIPCIÓN DEL VARIADOR



7.- Tarjeta de medición

Permite la medición de Corriente y de Voltaje
Permite el reconocimiento del calibre de potencia del aparato

8.- Tarjeta de potencia de mando de los transistores

Un mismo modelo de tarjeta puede servir para varios calibres de variadores, esta tarjeta comprende las alimentaciones y los circuitos de manejo de cada transistor.

9.- Tarjeta de control a microprocesador

Común para todos los calibres de variadores, ella maneja los transistores de potencia en función de los mandos utilizados y de las informaciones de medición, además dirige la unidad de dialogo asignada a los órganos de ajuste y de visualización.

Conceptos Básicos.

Tensión de salida:

La tensión máxima aplicable entre dos fases del motor es aquella existente en los bornes del capacitor, es decir $V_{red} \times (2)^{1/2}$.

El variador sintetiza una onda senoidal, la tensión eficaz máxima que le corresponde es entonces la de la red (p.ej.: si $V_{red} = 380$ V entre fases, V_{motor} podrá evolucionar desde algunos volts hasta 380 V en función de la frecuencia estática).

Intensidad nominal / Intensidad transitoria:

La intensidad nominal corresponde a la corriente nominal permanente que puede liberar el variador en sus tres fases U, V, W.

La intensidad transitoria corresponde a la corriente máxima que puede liberar el variador durante un lapso de tiempo que depende del calentamiento del variador y del motor.

El producto existente entre estas dos intensidades es cercana a 1.5 veces el calibre del variador, permitiendo así un sobre par transitorio de 170% de C_n .



CAPÍTULO 2 DESCRIPCIÓN DEL VARIADOR



Potencia total disipada a la carga nominal.

Ella representa las pérdidas del variador funcionando a 60 Hz y con la intensidad nominal.

Temperatura de utilización.

Es posible utilizar el variador a una temperatura ambiente superior a 40° C. Pero hace falta una ventilación suplementaria.

Humedad.

Es aconsejable dejar el control del variador en servicio permanente con el fin de eliminar la humedad y los problemas térmicos que son los causantes de desgaste de la electrónica.

2.2 Diagrama a bloques

Este diagrama es con el fin de presentar la organización del variador de velocidad. Los diferentes bloques representados en el cuadro sinóptico de la figura 2.1 se muestran cada una de las funciones del variador de velocidad.

El orden en que son estudiadas las funciones corresponden al sentido de circulación de las informaciones, éstas informaciones son obtenidas de alguna parte, de mediciones efectuadas en la parte de potencia, y, de alguna otra parte de mando generada por el usuario, éstas informaciones son convertidas en datos utilizables por el microprocesador, para ser después tratadas y reflejadas en la etapa de potencia.

Esta forma de organización nos permite que durante el transcurso de este trabajo de tesis no se haga una referencia frecuente a funciones que aún no se han estudiado y esto con el fin de facilitar la comprensión del lector.

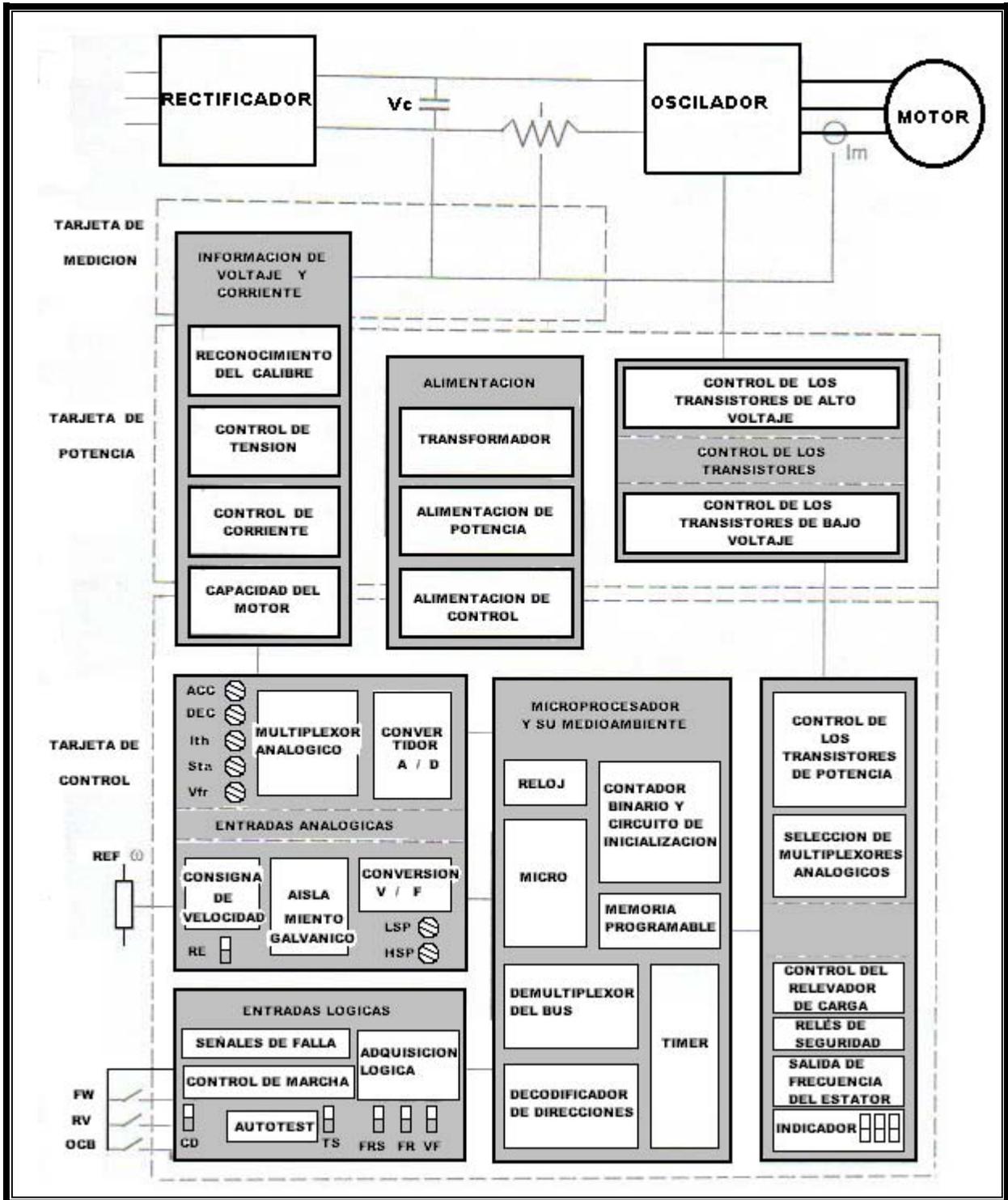


Figura 2.1 Cuadro Sinóptico del variador (Sección del convertidor de CA)

2.3 Módulo convertidor de corriente alterna

La red de energía está a tensión trifásica alterna y frecuencia de 60 Hz, la creación de la red a tensión y frecuencia variables pasa por medio de una etapa de CD que se muestra en la figura 2.2

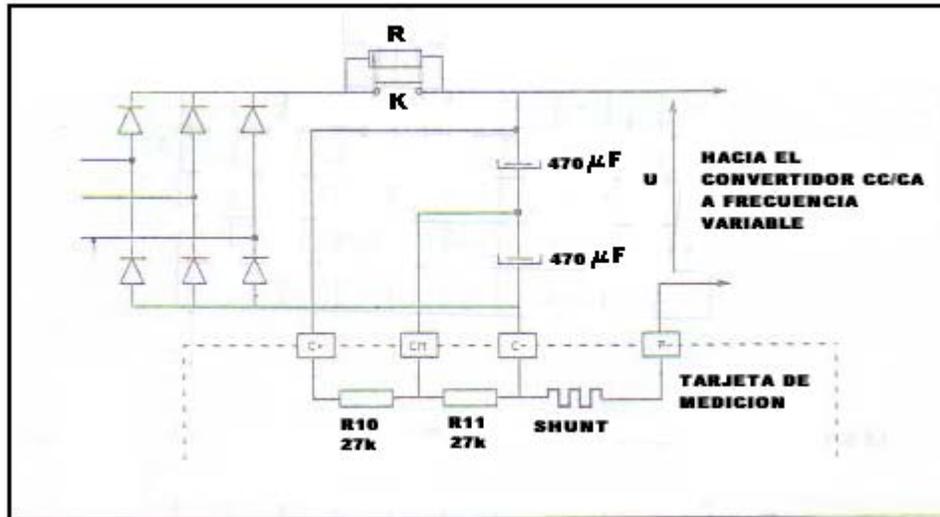


Figura 2.2 Diagrama de la etapa de CD

El convertidor alterna 60 hz. / Continua está constituido por un puente rectificador (seis diodos) y un filtro capacitor. La tensión U es igual a $V_{red} \times \sqrt{2}$.

Cuando el equipo es energizado, la corriente de carga de los capacitores esta limitada por la resistencia R. Cuando la tensión U alcanza su valor nominal, los capacitores son cargados y un microprocesador manda el cierre del contactor K, poniendo fuera de servicio ésta resistencia. Dicha resistencia está diseñada únicamente para absorber la energía de carga de los capacitores, es decir:

$$0.5 \times C \times V_{red} \times \sqrt{2}$$

Las resistencias R10 y R11 tienen el fin de equilibrar las tensiones entre los capacitores y también permiten su descarga en la puesta fuera de voltaje. La duración de esta descarga puede alcanzar varios minutos.



CAPÍTULO 2 DESCRIPCIÓN DEL VARIADOR



Suponiendo que el motor está en su punto de funcionamiento nominal:

- La corriente que absorbe es entonces prácticamente senoidal,
- El valor eficaz de la primera armónica de la tensión en los bornes es V_n , cercano a V_{red} .

La potencia recibida es entonces:

$$P_n = \sqrt{3} \times V_n \times I_n \times \cos \varphi_m, \text{ con } \varphi_m \text{ factor de potencia del motor.}$$

Utilizando I_{L1} , el valor eficaz de la primera armónica de I_L y despreciando las partes entre el variador:

$$P_n = P_{red} = \sqrt{3} \times V_{red} \times I_{L1}, \text{ porque } I_{L1} \text{ está en fase con la tensión de la red.}$$

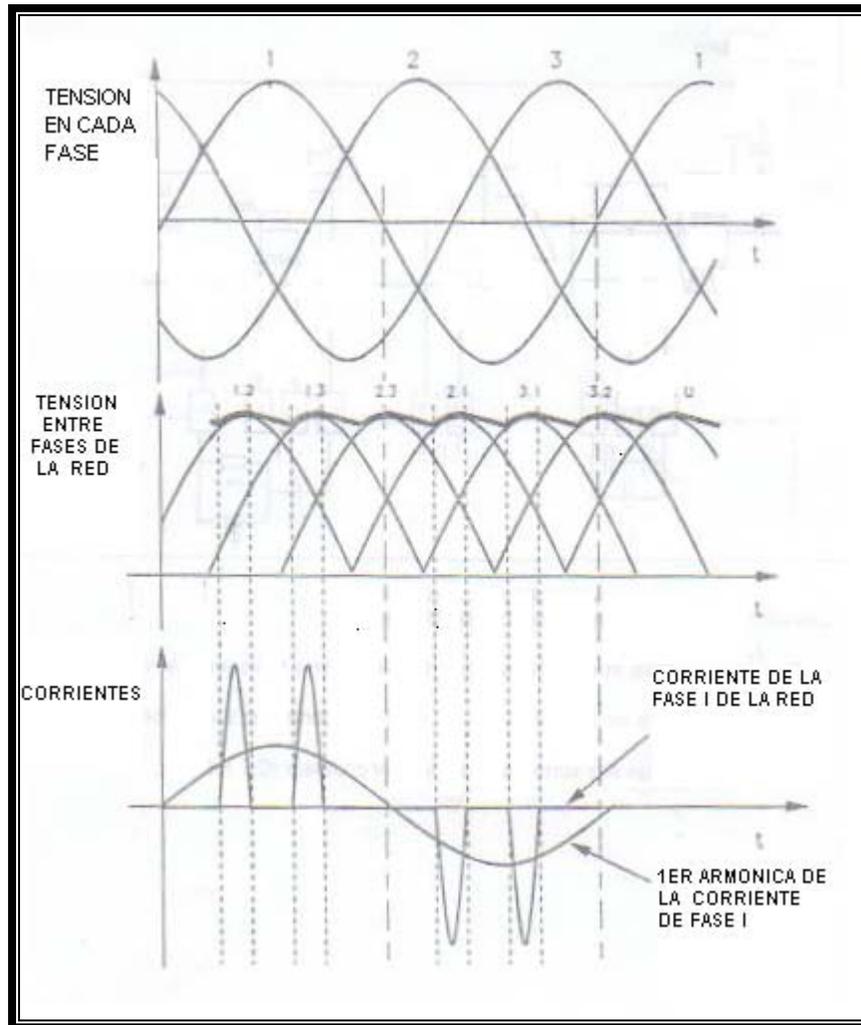


Figura 2.5 Recreación de la red trifásica.

Donde: $I_{L1} = I_n \cos \varphi_m$.

El valor eficaz de la primera armónica de corriente de red está interferido por el valor eficaz de corriente del motor I_n .

Por el contrario, en relación de la forma de I_L bastante alejada de una senoidal, su valor eficaz I_L es en general semejante a $1.5 I_n$.

Las protecciones:

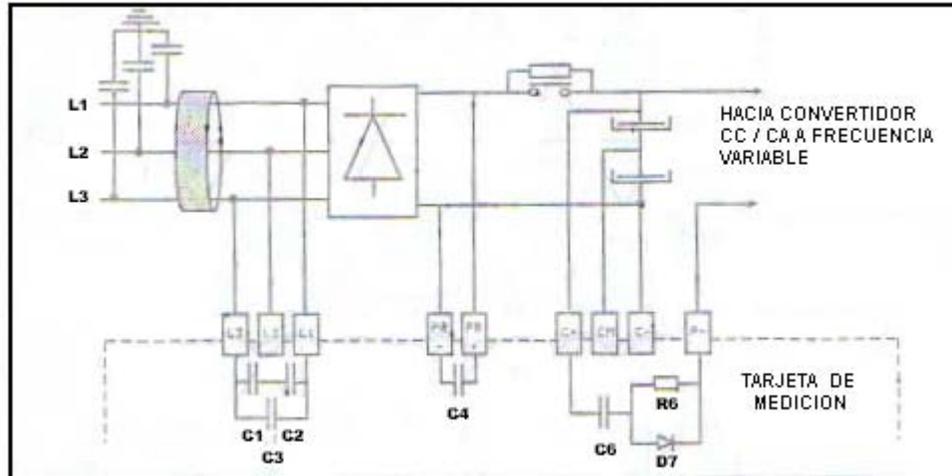


Figura 2.6 Diagrama de protecciones contra sobre tensiones

Los diferentes órganos encargados de esta misión son:

- Una dona de ferrita y los capacitores fases-tierra protegen al variador de corrientes parásitas en la red,
- Los capacitores de protección del puente de diodos contra las sobre tensiones de la red (C1, C2, C3, C4),
- Un circuito eliminador de sobre tensiones en el puente oscilador (C6, R6, D7)

2.3.1 El puente de diodos

La figura 2.7 muestra un rectificador monofásico de onda completa. Aprecie la conexión intermedia llevada a tierra en el secundario del transformador. Debido a esta conexión central, el circuito es equivalente a dos rectificadores de media onda. El rectificador superior funciona con el semiciclo positivo de tensión en el secundario, mientras que el rectificador inferior funciona con el semiciclo negativo de tensión en el secundario. Es decir, D1 conduce durante el semiciclo positivo y D2 conduce durante el semiciclo negativo. Así pues, la corriente en la carga rectificada circula durante los dos semiciclos. Además, esta corriente en la carga circula solamente en una dirección.

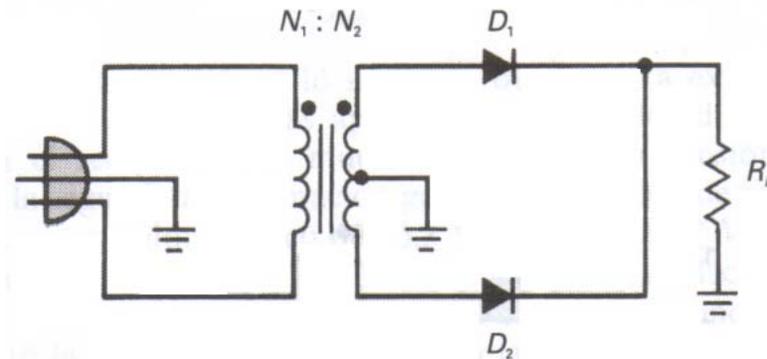


Figura 2.7 Puente rectificador de onda completa (monofásico)

Como se puede ver en la figura 2.8, el puente de 6 diodos es utilizado a la entrada del variador para rectificar la CA trifásica de entrada y proporcionar una corriente continua pulsante al banco de capacitores. Algunas de las razones de su aplicación en este caso son:

- Los diodos son de los elementos de electrónica de potencia más baratos.
- No requieren ningún tipo de control para rectificar pues la conmutación entre los 6 es por la línea y es automática.
- No producen distorsión alguna en la forma de onda del voltaje de entrada.
- Producen un factor de potencia en la línea de al menos 0.95, no importando ni la carga ni la velocidad del motor controlado.

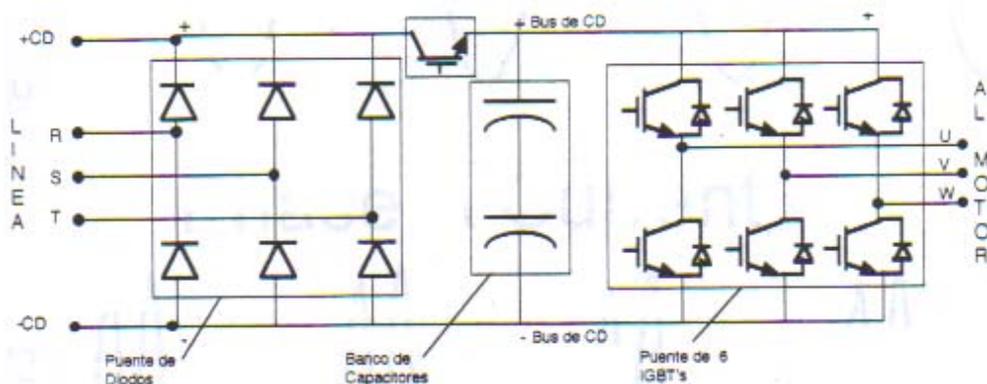


Figura 2.8 Esquema general del variador de velocidad

- Uno de los inconvenientes que presenta la inclusión de diodos a la entrada es que los diodos conmutan una red trifásica y por ello cada diodo presenta



CAPÍTULO 2 DESCRIPCIÓN DEL VARIADOR



una conducción discontinua, lo que hace que se generen armónicas en la corriente que el variador consume de la línea, lo que contamina la línea de energía pues la única forma de onda que trabaja es la fundamental. El orden de las armónicas que genera un equipo de 6 elementos semiconductores esta dado por la ecuación siguiente:

$$\text{Orden de armónicas presente} = 6 \times n \pm 1; \text{ con } n = 1 \dots \infty$$

Es decir, genera las armónicas: 5, 7, 11, 13, 17, 19, 23, 25, 29, 31, 35, 37, 41, 43, 47, 49, 53, 55. etc.

Sin embargo, es preciso mencionar que a mayor orden de armónica, menor es su amplitud y por lo mismo menor es su efecto en la instalación. Se puede considerar que las armónicas mayores al orden 31 no son trascendentes por el momento.

2.3.2 El filtro

Si se va a diseñar un filtro con condensador a la entrada, necesitará elegir una capacidad que sea lo suficientemente grande para mantener pequeño el rizado. ¿Qué valor? Este depende del dinero que se desea o dispone gastar. Al disminuir el rizado, el condensador debe ser más grande y por lo tanto, mas caro.

Como un compromiso entre rizado pequeño y capacidad grande, muchos ingenieros aplican una regla del 10 por 100, según la cual debe elegirse un condensador que mantenga el rizado pico a pico aproximadamente en un 10 por 100 de la tensión de pico. Por ejemplo, si la tensión pico es de 15 V, entonces se elige un condensador que produzca un rizado pico a pico aproximadamente de 1.5 V.

La intención es obtener una tensión continua casi perfecta, similar a la que proporciona una pila.

La figura 2.9 muestra dos filtros RC entre el condensador de entrada y la resistencia de carga. Por consideraciones de diseño, R debe ser mucho mayor que X_C a la frecuencia del rizado. Por lo tanto, el rizado aparece en las resistencias en serie en vez de hacerlo en la resistencia de carga. Comúnmente, R es por lo menos diez veces mayor que X_C , lo que significa que cada sección atenúa el rizado en un factor por lo menos de 10. La desventaja principal del filtro RC es la perdida de tensión en cada resistencia. Esto quiere decir que el filtro RC es adecuado solamente para cargas pequeñas.

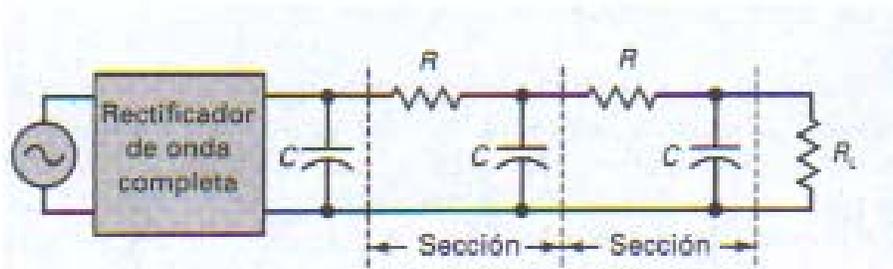


Figura 2.9 Filtro RC

2.4 El módulo oscilador

El convertidor Continua / Alterna a frecuencia variable.

Este convertidor recrea a partir de la tensión continua, una red trifásica de amplitud y de frecuencia variables, en síntesis 3 ondas de tensiones desfasadas 120° eléctricos.

Los módulos de potencia:

El puente oscilador está constituido por 3 módulos mostrados en la figura 2.10, cada uno de estos módulos está integrado por 2 transistores Darlington bipolares y 2 diodos. Los tres módulos representan los tres brazos del oscilador.

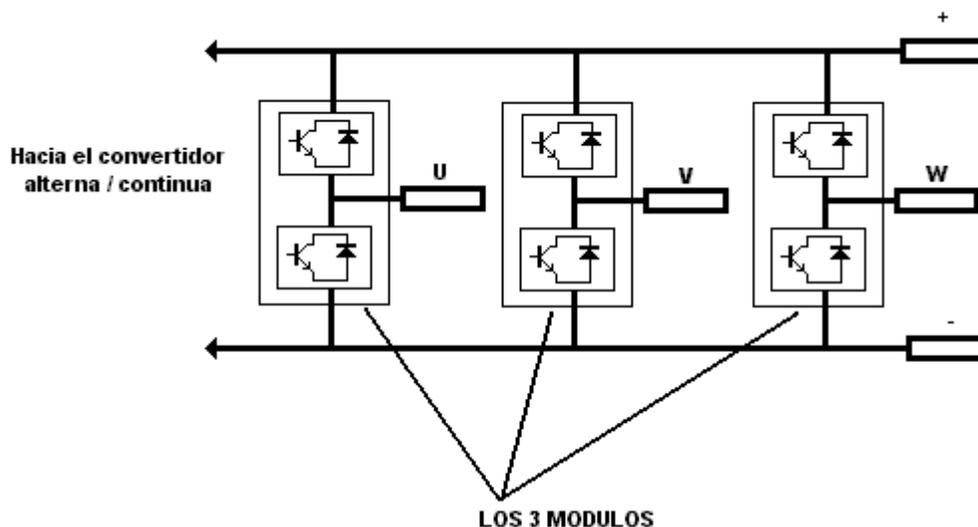


Figura 2.10 Arreglo de los módulos de Potencia

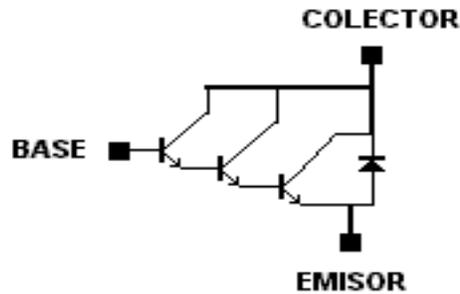


Figura 2.11 Diagrama interno del módulo de potencia.

El arreglo de cada uno de los transistores Darlington es mostrado en la figura 2.11

El transistor Darlington

El transistor Darlington es un dispositivo semiconductor que combina dos transistores bipolares en un tándem (a veces llamado par Darlington) en un único dispositivo.

La configuración (originalmente realizada con dos transistores separados) fue inventada por el ingeniero de los Laboratorios Bell Sidney Darlington. La idea de poner dos o tres transistores sobre un chip fue patentada por él, pero no la idea de poner un número arbitrario de transistores que originaría la idea moderna de circuito integrado.

Esta configuración sirve para que el dispositivo sea capaz de proporcionar una gran ganancia de corriente (parámetro β del transistor) y, al poder estar todo integrado, requiere menos espacio que dos transistores normales en la misma configuración. La ganancia total del Darlington es el producto de la ganancia de los transistores individuales. Un dispositivo típico tiene una ganancia en corriente de 1000 o superior. También tiene un mayor desplazamiento de fase en altas frecuencias que un único transistor, de ahí que pueda convertirse fácilmente en inestable. La tensión base-emisor también es mayor, siendo la suma de ambas tensiones base-emisor, y para transistores de silicio es superior a 1.2V. La beta de un transistor o par darlington se halla multiplicando las de los transistores individuales. La intensidad del colector se halla multiplicando la intensidad de la base por la beta total.

$$\beta = \beta^1 \cdot \beta^2$$

$$I_c = I_b \cdot \beta$$

El divisor de tensión:

Las tensiones creadas por el oscilador deben estar también libres de armónicas de rango bajo a fin de que la corriente absorbida por el motor sea lo más senoidal posible. En efecto, las armónicas generan pares pulsatorios y vibraciones mecánicas ruidosas y peligrosas, las cuales producen un desorden en el motor en razón a la forma de la corriente.

La modulación de base adoptada responde a un criterio determinado.

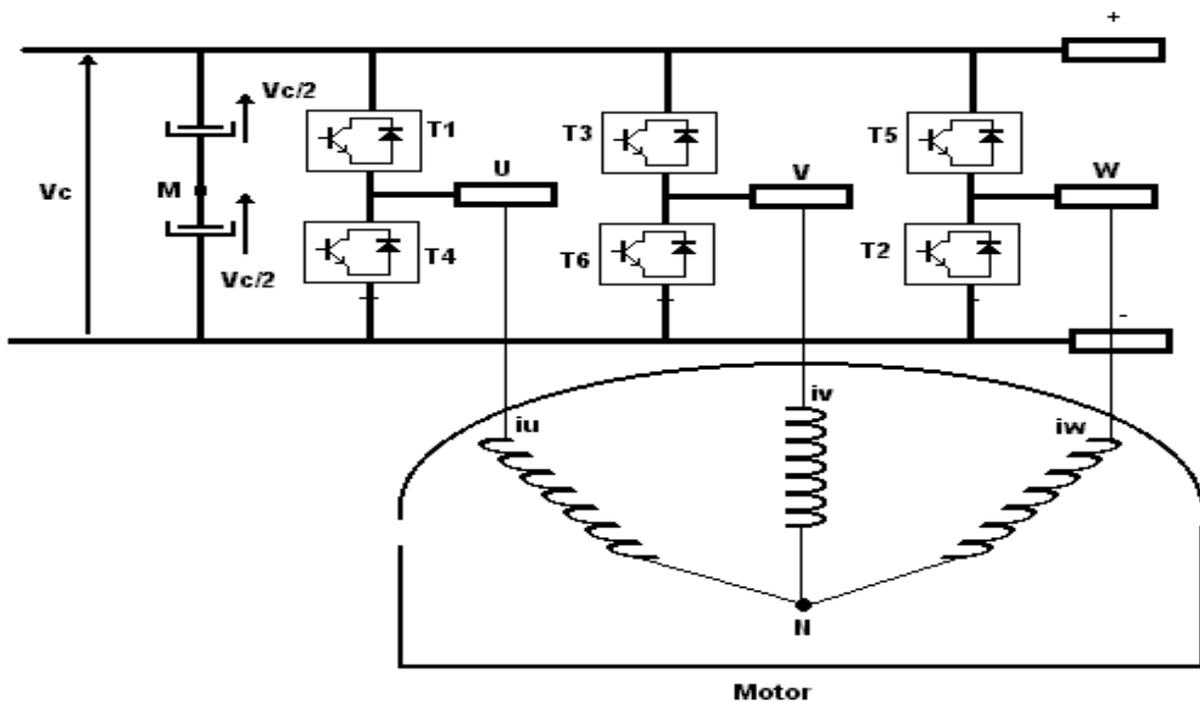


Figura 2.12 Alimentación del motor por los Módulos de Potencia.

Los transistores de un mismo brazo son manejados en forma complementaria. A fin de prevenir contra eventuales corto-circuitos en el puente oscilador, existe un intervalo de tiempo entre el bloqueo de uno y la orden de conducción del otro. Este intervalo de tiempo, impulsa los retardos intermedios (T1, T3, T5 forman parte de la señal alta y T4, T6, T2 de la señal baja) y son mandados por el programa. Este es del orden de 30 μ s. Nótese que mientras uno de los "interruptores" es comandado, la corriente atraviesa forzosamente el transistor en el diodo que le corresponde. (Supongamos, por ejemplo, la corriente entrante de la fase U en un instante dado. Si T1 es comandado, el es atravesado por ésta corriente. Por el contrario, si T4 es comandado, entonces el diodo D4



CAPÍTULO 2 DESCRIPCIÓN DEL VARIADOR



autoriza el paso de I_U). Conociendo las secuencias de manejo de cada uno de ellos es fácil deducir las tensiones compuestas en los bornes del motor.

El recorte de la tensión

El recorte de la tensión es el siguiente:

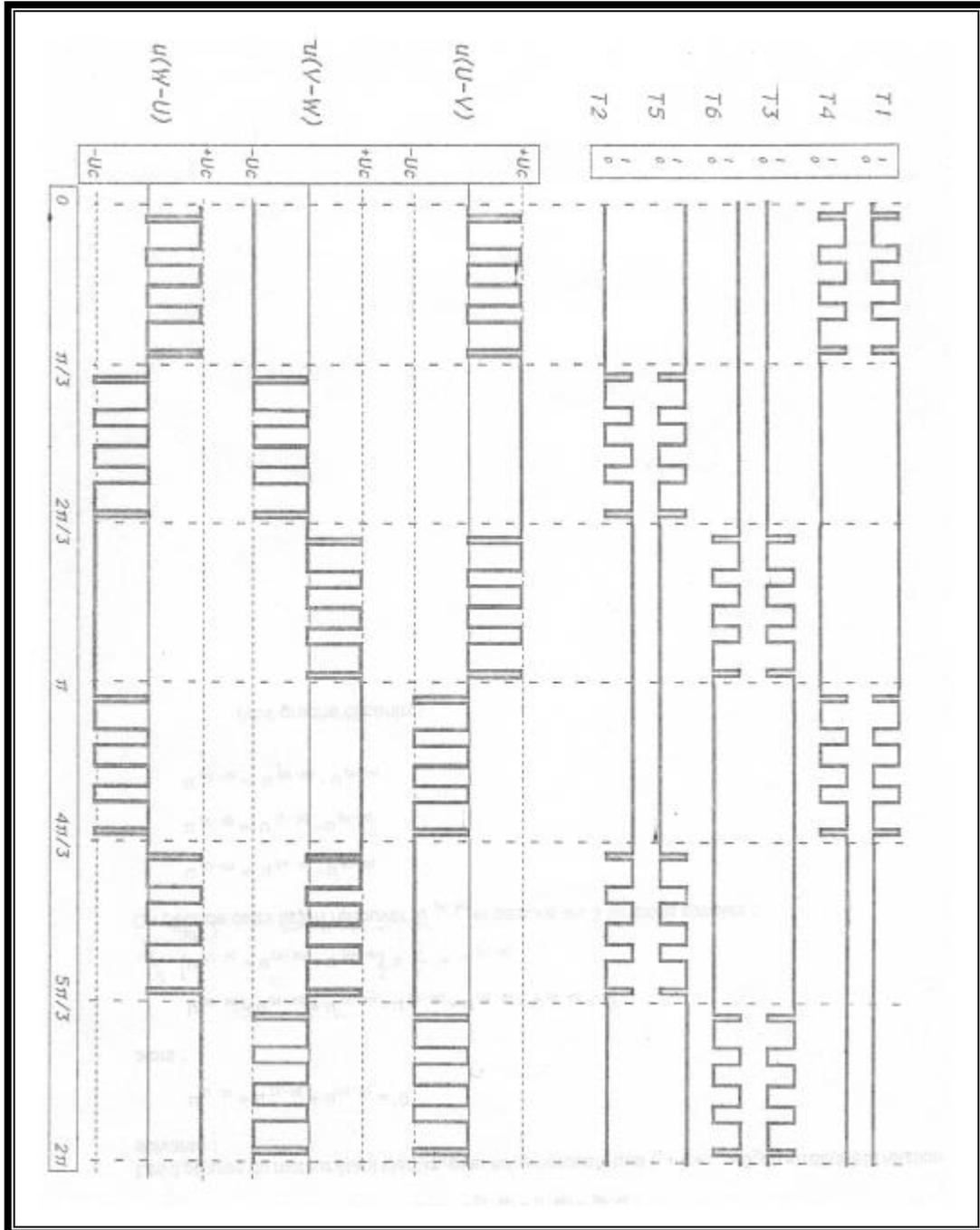


Figura 2.13 Esquema del recorte de tensión por los Módulos de Potencia en las 3 fases.



CAPÍTULO 2 DESCRIPCIÓN DEL VARIADOR



Determinación de las 3 tensiones simples $U_{(U-N)}$, $U_{(V-N)}$, $U_{(W-N)}$:

Las 3 fases del motor están idénticas y notando que $i_u + i_v + i_w = 0$, entonces deducimos la relación siguiente:

$$U_{(U-N)} + U_{(V-N)} + U_{(W-N)} = 0$$

Entonces:

$$U_{(U-M)} - U_{(N-M)} + U_{(V-M)} - U_{(N-M)} + U_{(W-M)} - U_{(N-M)} = 0$$

$$[U_{(U-M)} + U_{(V-M)} + U_{(W-M)}] \times 1/3 = U_{(N-M)}$$

Entonces podemos de esta manera encontrar $U_{(N-M)}$ y deducir las 3 tensiones simples:

$$U_{(U-N)} = U_{(U-M)} - U_{(N-M)}$$

$$U_{(V-N)} = U_{(V-M)} - U_{(N-M)}$$

$$U_{(W-N)} = U_{(W-M)} - U_{(N-M)}$$

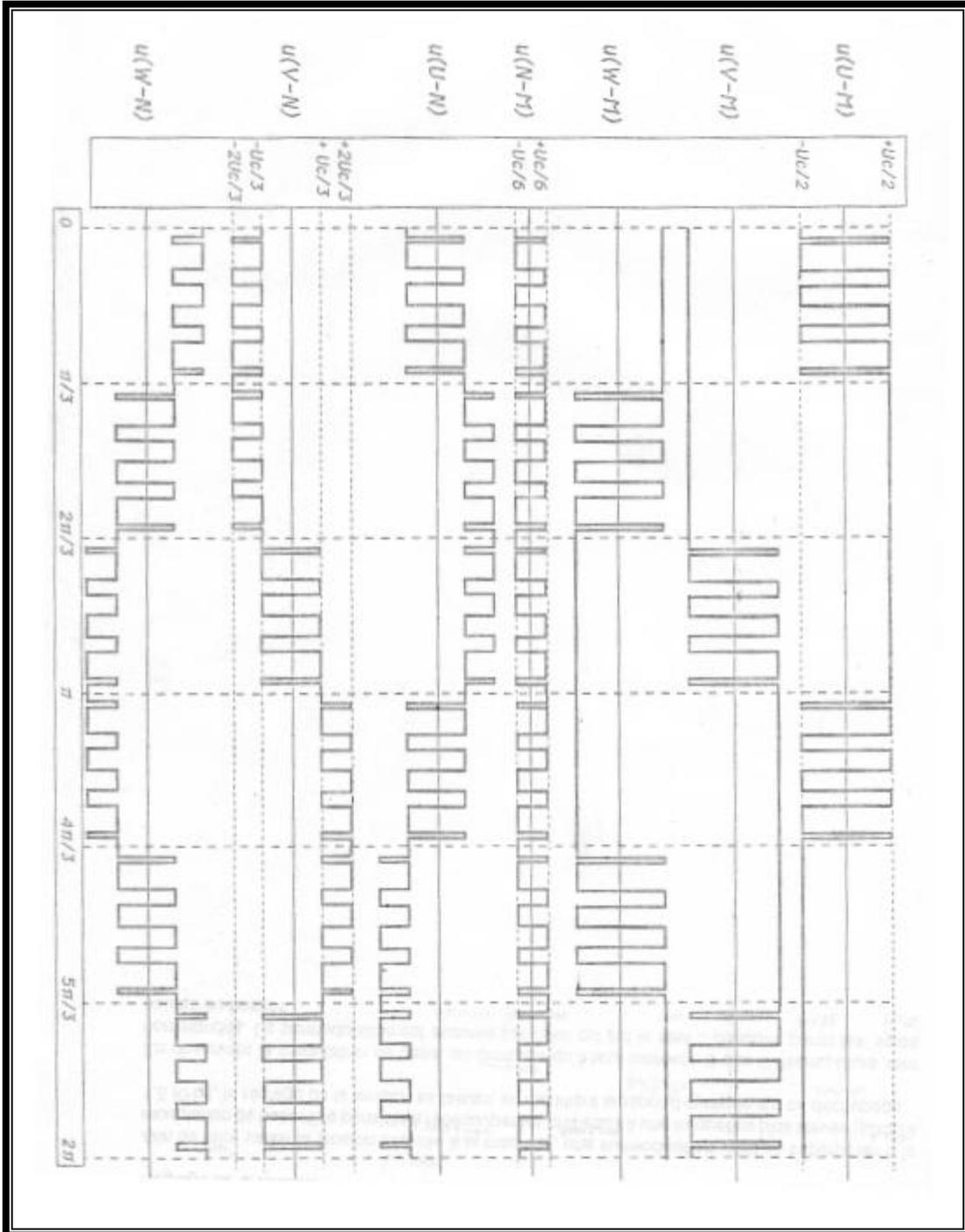


Figura 2.14 Esquema del recorte de tensión por los Módulos de Potencia.

Ajuste de la tensión:

A fin de hacer variar la tensión liberada a la máquina, una sobre modulación viene a sobreponerse a la modulación de base. Esta consiste en volver a dividir las aberturas a una frecuencia más elevada (hasta 1.5 Khz.), El ajuste de la tensión es fácil modificando el producto cíclico en el divisor.

Observando la modulación de base, comprobamos que en todo momento, 3 de los 6 interruptores son comandados, la sobre modulación esta asegurada para que sólo se conduzca entre las rutas altas y bajas.

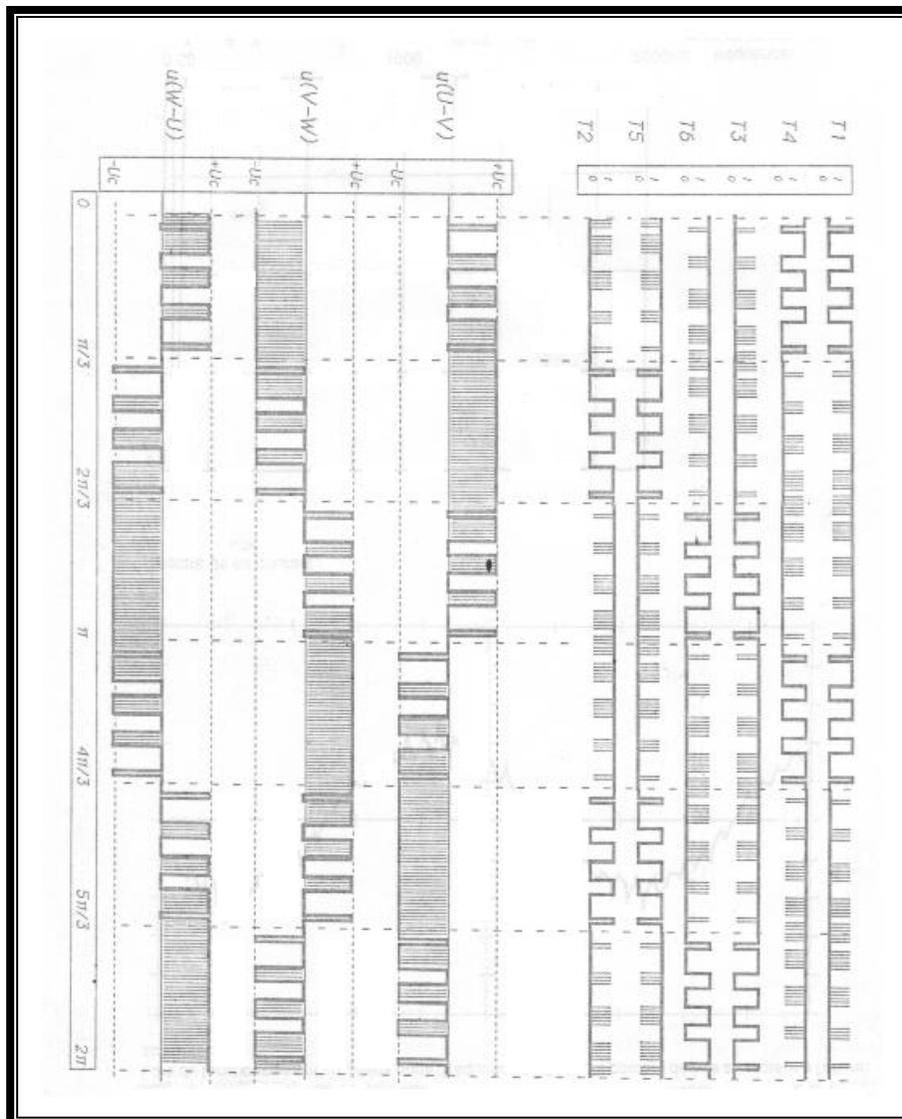


Figura 2.15 Esquema del recorte de tensión por los Módulos de Potencia.

Corriente del motor:

Cuando el funcionamiento sea en plena onda (frecuencia $\geq 60\text{Hz}$), la corriente liberada al motor tiene la forma indicada con línea continua en la figura 2.16

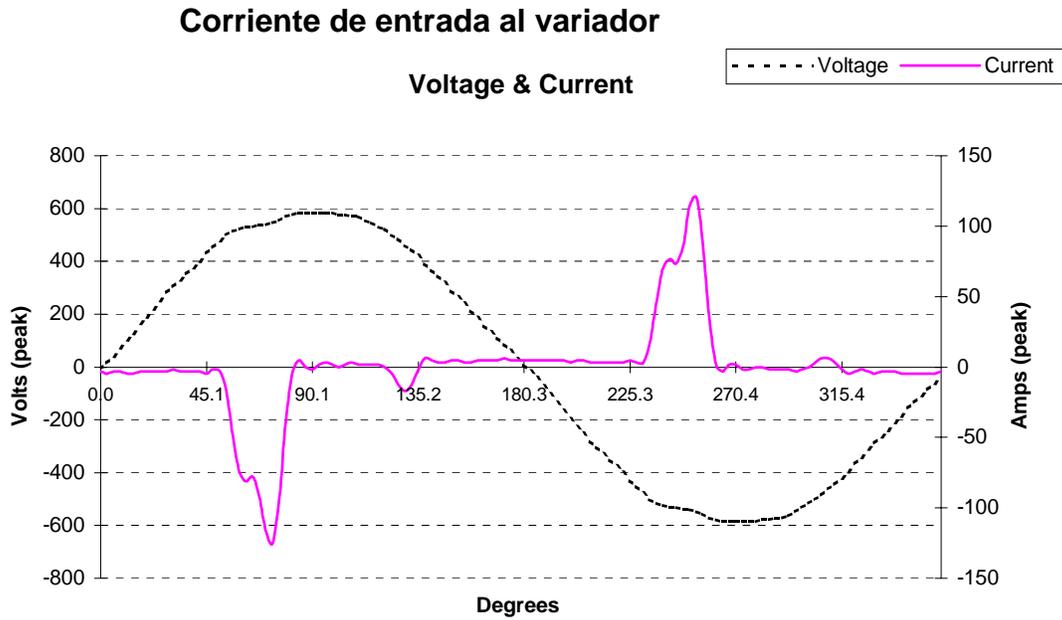


Figura 2.16 Forma de onda de corriente y voltaje a la entrada del variador.

Corriente de salida del variador hacia el motor

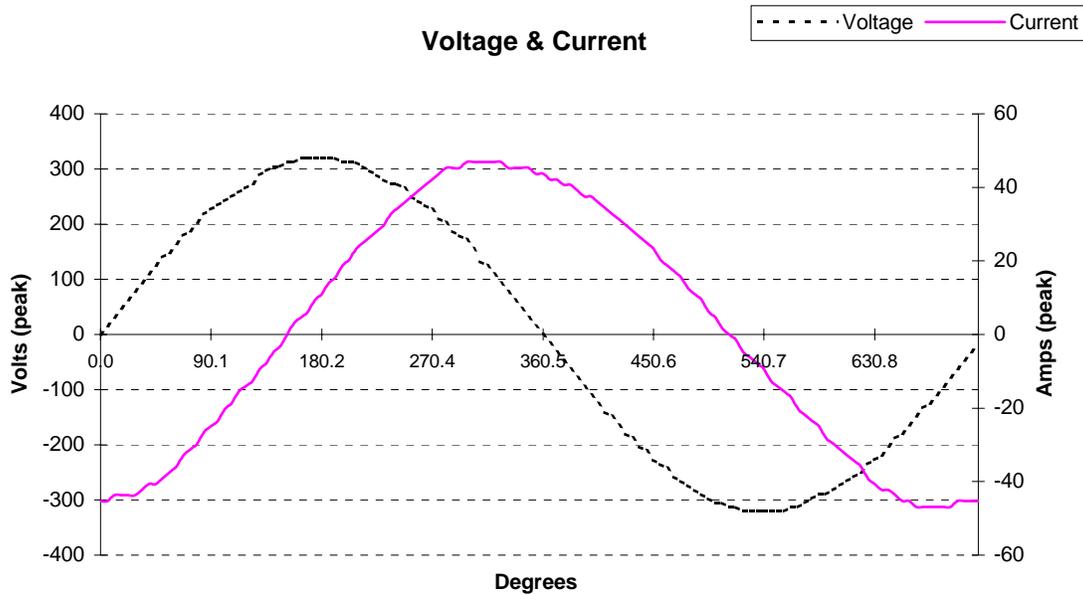


Figura 2.17 Forma de onda de corriente y voltaje a la salida del variador.

Su espectro de corriente es:

Corriente de entrada al variador

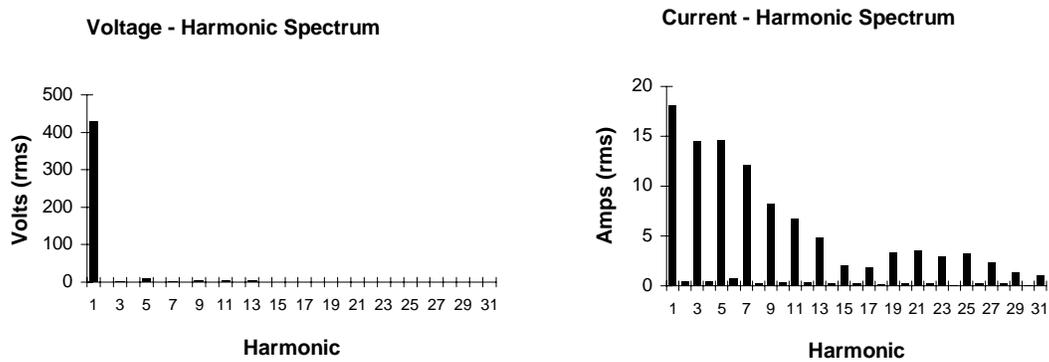


Figura 2.18 Espectro de onda de corriente y voltaje a la entrada del variador.

Corriente de salida del variador hacia el motor

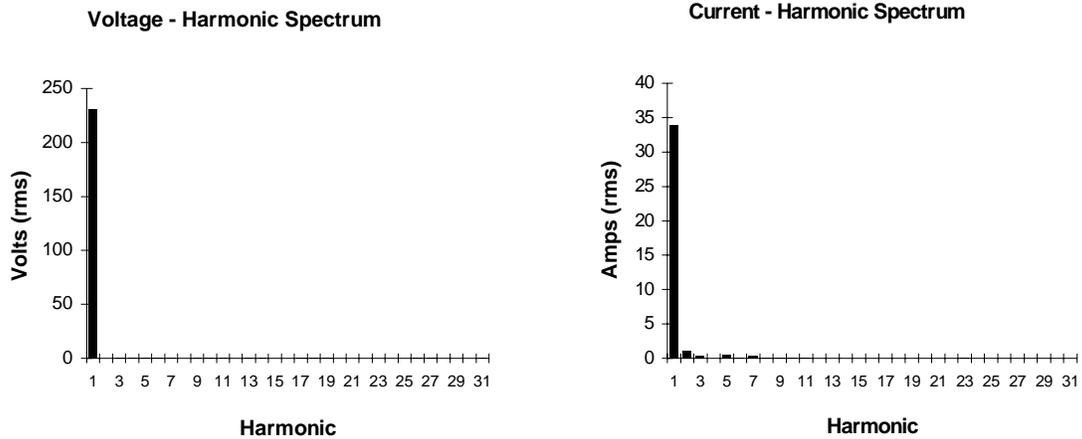


Figura 2.19 Espectro de onda de corriente y voltaje a la salida del variador.

La corriente de la derivación:

Para simplificar este estudio consideramos un funcionamiento en el que las ondas de las corrientes son perfectamente senoidales y también indicamos cada uno de los transistores como si fueran interruptores.

Entre $\pi/3$ y $2\pi/3$ por ejemplo: Los interruptores 1 y 6 están en conducción mientras el brazo formado por los interruptores 5 y 2 realizan el recorte de base.

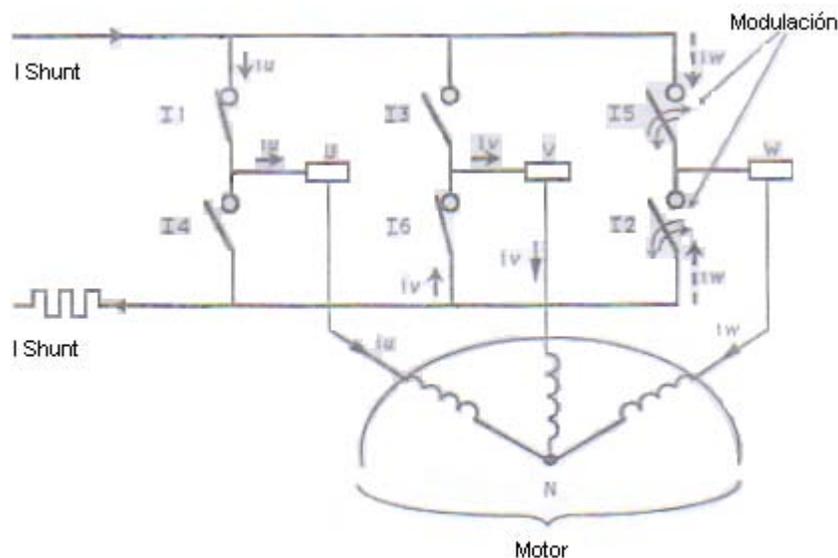


Figura 2.20 Descripción del funcionamiento del arreglo de transistores.



CAPÍTULO 2 DESCRIPCIÓN DEL VARIADOR



Cuando el interruptor I5 esta cerrado (y el I2 abierto):

$$I_{\text{derivación}} = i_u + i_w = -i_v$$

Cuando el interruptor I2 esta cerrado (y el I5 abierto):

$$I_{\text{derivación}} = i_u = -i_v - i_w$$

La corriente en la derivación pasa en forma alternada del valor $-i_v$ al valor i_u .

La gráfica siguiente muestra el paso de esta corriente en caso de un desfase de tensión / corriente de motor de 90 grados.

El mismo estudio conduciendo en otro sentido (ejemplo entre $4\pi/3$ y $5\pi/3$) da el mismo resultado. Verificando así que el periodo de ésta señal es de $\pi/3$.

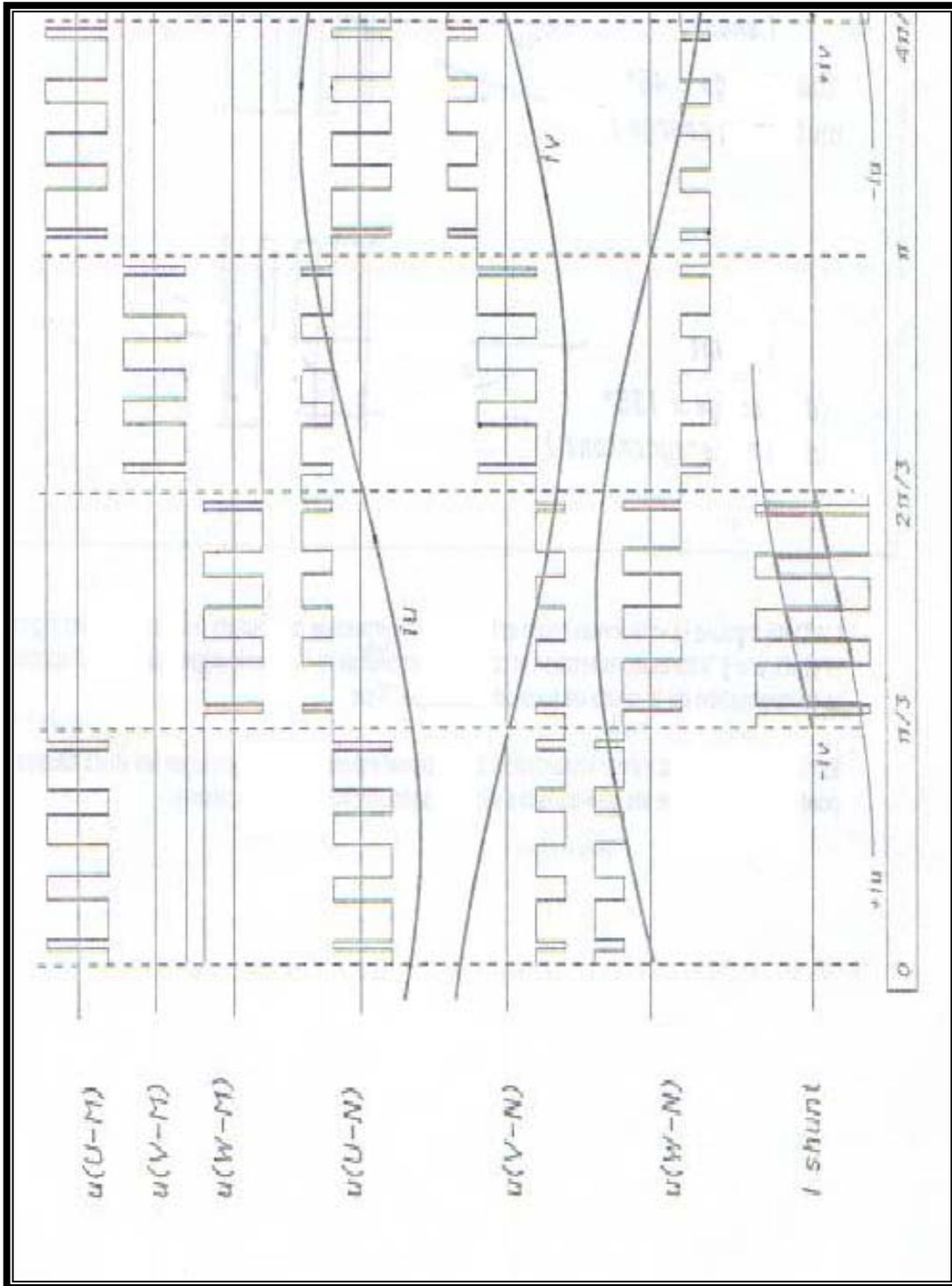


Figura 2.21 Paso de la corriente del shunt en caso de un desfase de tensión / corriente de motor de 90 grados.

A continuación, la corriente de derivación para tres desfases diferentes:

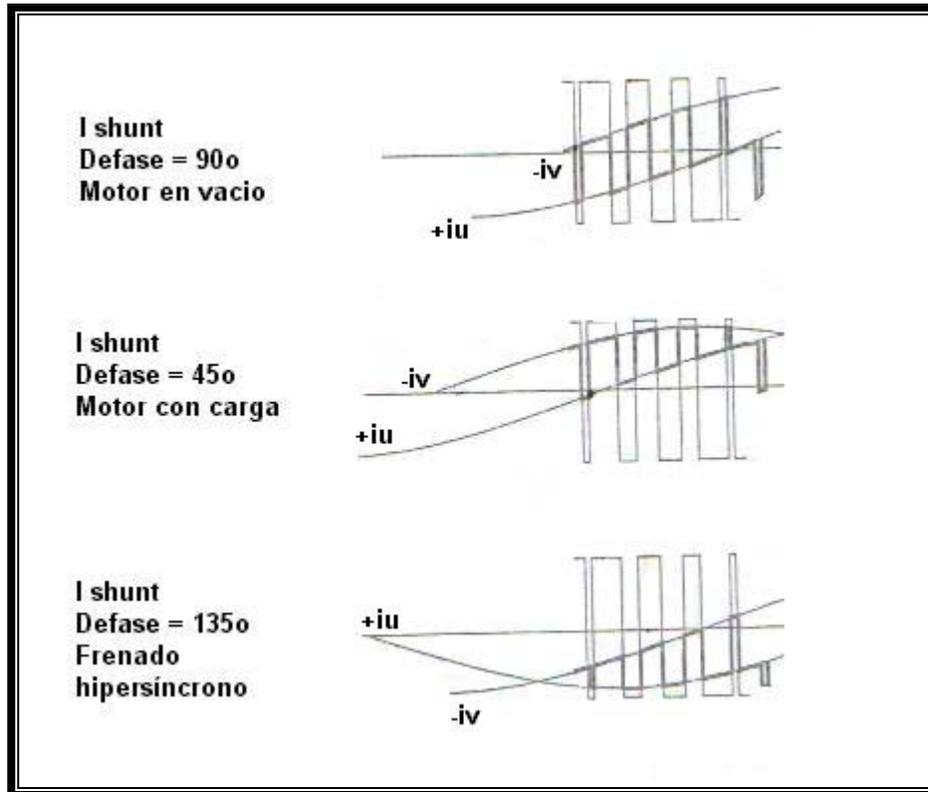


Figura 2.22 La corriente de derivación para tres desfases.

El variador mide el valor máximo y el valor mínimo de esta corriente (respectivamente la señal IT y ID), y puede así evaluar el desfase a fin de optimizar la compensación de la caída de tensión estática

En fin la lectura del valor instantáneo de ésta señal es utilizada para proteger las líneas bajas del puente oscilador contra los sobrevoltaje violentos (por ejemplo: cortocircuitos)

2.5 La tarjeta de medición

2.5.1 El control de la tensión

La tensión de control existente bajo la etapa continua (en los bornes de los capacitores) permite asegurar las siguientes funciones:

- Protección del variador contra las bajas tensiones provocadas durante las fases de frenado.
- Muestra de la tensión de la red en la unidad de dialogo.
- Regulación de la tensión del motor, permitiendo garantizar las mismas cualidades que las de la red.
- Bloqueo en caso de sobre tensión o caída de tensión en la red.

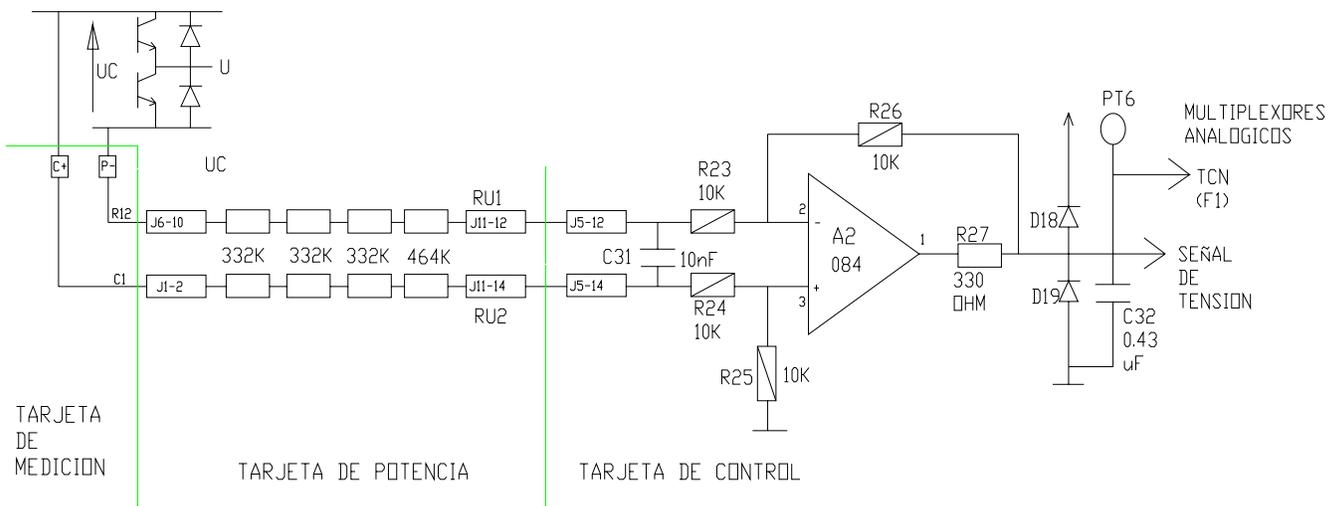


Figura 2.23 El control de la tensión

La medición de la tensión se hace directamente bajo la potencia; la ganancia del amplificador inversor es:

$$\frac{R26}{R23 + 464k + 3 \times 332k} =$$

$$\frac{10K}{10K + 464K + 3 \times 332K} = 0,0068.$$

Donde si UC = 735V, TCN = 5V

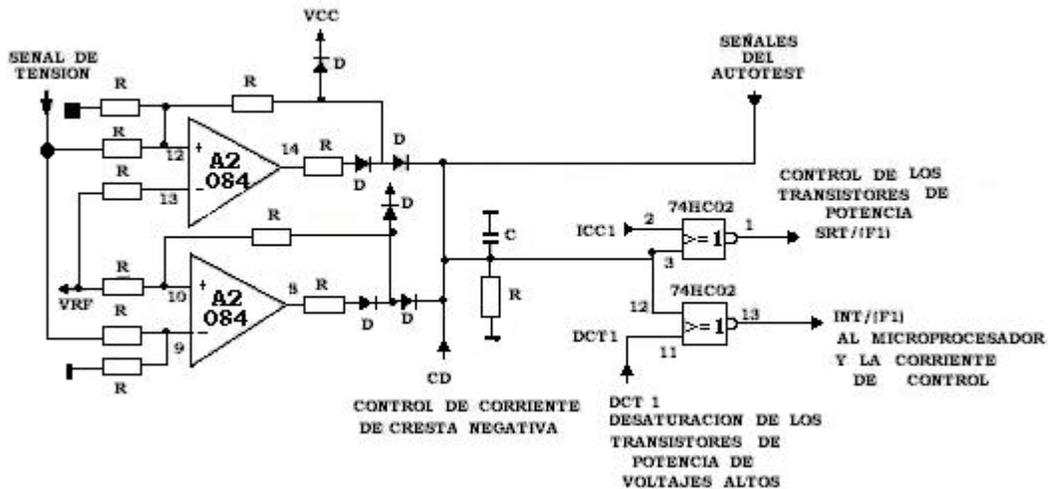


Figura 2.24 La medición de la tensión

La salida 14 del amplificador A2 pasa a la entrada 3 del comparador 74HC02 en caso de sobre tensión por $TCN \geq 5V$ siendo $U_c \geq 735V$.

La salida 8 de A2 pasa a la entrada 3 del comparador 74HC02 en caso de baja tensión por $TCN \leq 2.75 V$ siendo $U_c \leq 404V$.

La conmutación de uno u otro de los comparadores ocasiona:

- El paso de \overline{SRT} a 0 \longrightarrow bloqueo instantáneo de los transistores de potencia
- El paso de \overline{INT} a 0 \longrightarrow interrupción prioritaria del microprocesador. La distinción entre falla de sobre tensión se efectúa midiendo la tensión en los bornes de potencia (TCN)

2.5.2 El control de la corriente

La medición de la corriente de la etapa de continua permite:

- Asegurar la protección del variador contra las sobretensiones de corto circuito.
- Determinar y controlar el estado de carga del motor con el fin de reducir las compensaciones de deslizamiento y la caída de tensión estática.
- Regular la inyección de corriente continua bajo una orden de DCB.

La lectura de corriente se hace con ayuda de la derivación localizada bajo la tarjeta de medición.

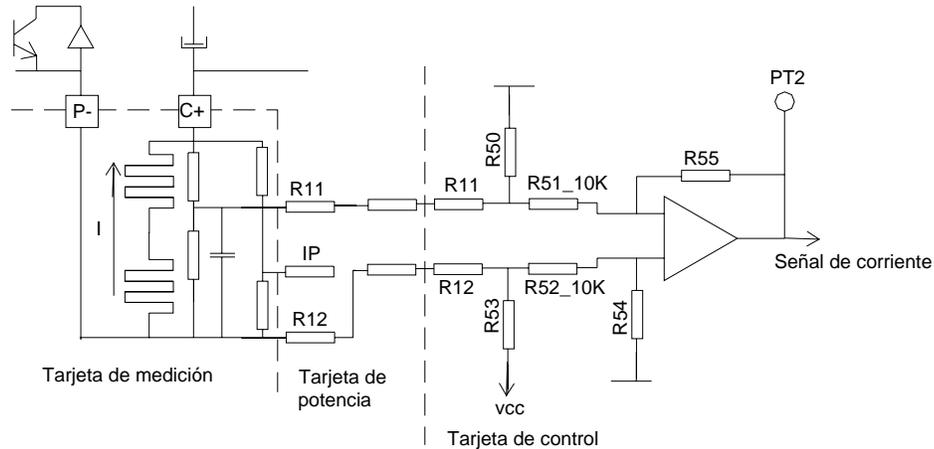


Figura 2.25 El control de la corriente

El amplificador sustractor reduce una fracción de la tensión en los bornes del Shunt, igual a la corriente a medir. De la señal de corriente son obtenidas las informaciones siguientes:

- Informaciones analógicas:
- Detección de cresta positiva

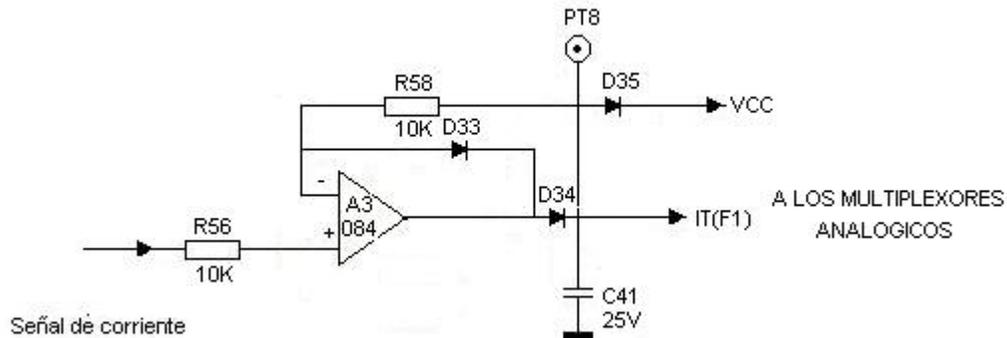


Figura 2.26 Detección de cresta positiva

Este arreglo permite detectar la cresta de la parte positiva de corriente.

Esta información permite valorar la corriente de los transistores de potencia, reflejada de la parte activa de corriente del motor. Esta es transmitida al microprocesador por medio de las entradas analógicas

-Detección de cresta negativa

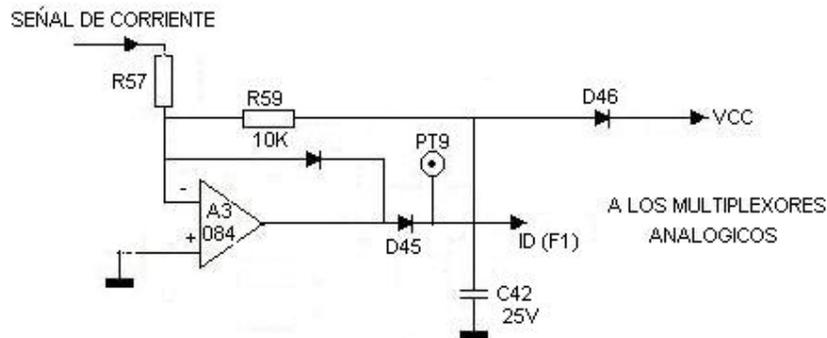


Figura 2.27 Detección de cresta negativa

Al igual que la anterior, esta información permite valorar la corriente de los diodos de potencia reflejando la parte activa de corriente del motor.

- Inestabilidad del motor

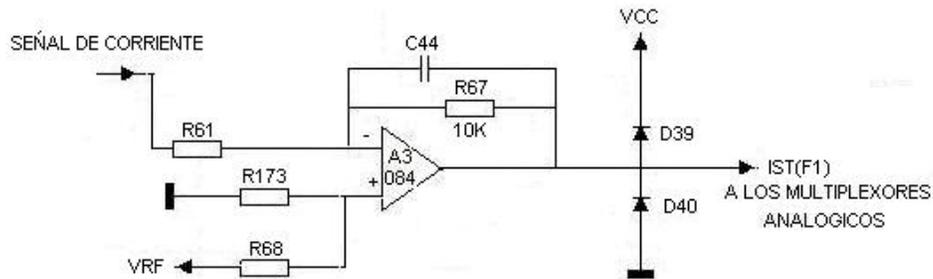


Figura 2.28 Detección de inestabilidad en el motor

En caso de inestabilidad del motor este circuito permite generar una señal fluctuante alrededor de 2.5 V. Estas fluctuaciones son medidas por el microprocesador, el cual disminuye la tensión aplicada al motor para estabilizarlo.

- Informaciones lógicas.
- Limitación de intensidad de cresta positiva.

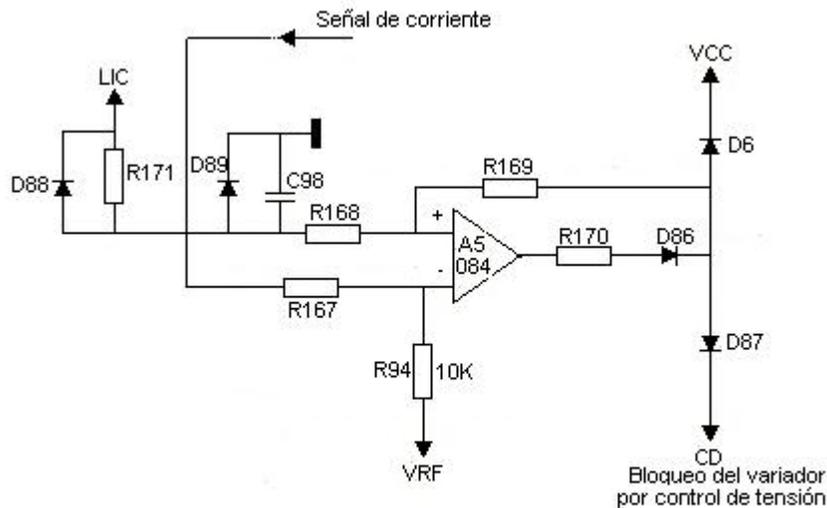


Figura 2.30 Bloqueo del variador por control de tensión

En caso de frenado brutal, las corrientes importantes pueden circular en el arreglo motor-variador sin ser detectados por el sistema “LIC” (detección de las sobre intensidades positivas)

Este circuito es para bloquear al variador (señal CD) en caso de sobre intensidad negativa de la etapa continua.

Por el contrario, en caso de conmutación de la señal “LIC” dentro de los casos de funcionamiento del motor por ejemplo, este circuito es inhibido con el fin de trabar el buen funcionamiento del sistema “Limitación de intensidad de cresta positiva” y que provoca un bloqueo completo e inoportuno del variador.

2.5.3. La intensidad del motor

La medición de corriente dentro de una fase del motor, realizada por un transformador de corriente permite:

- ❖ Asegurar la protección térmica del motor por programación.
- ❖ Limitar la corriente de salida del variador en régimen estable a 1.5 veces la corriente nominal del variador.

- ❖ Establecer su valor eficaz bajo la unidad de diálogo.
- ❖ Detectar una eventual ausencia de corriente en esta fase.

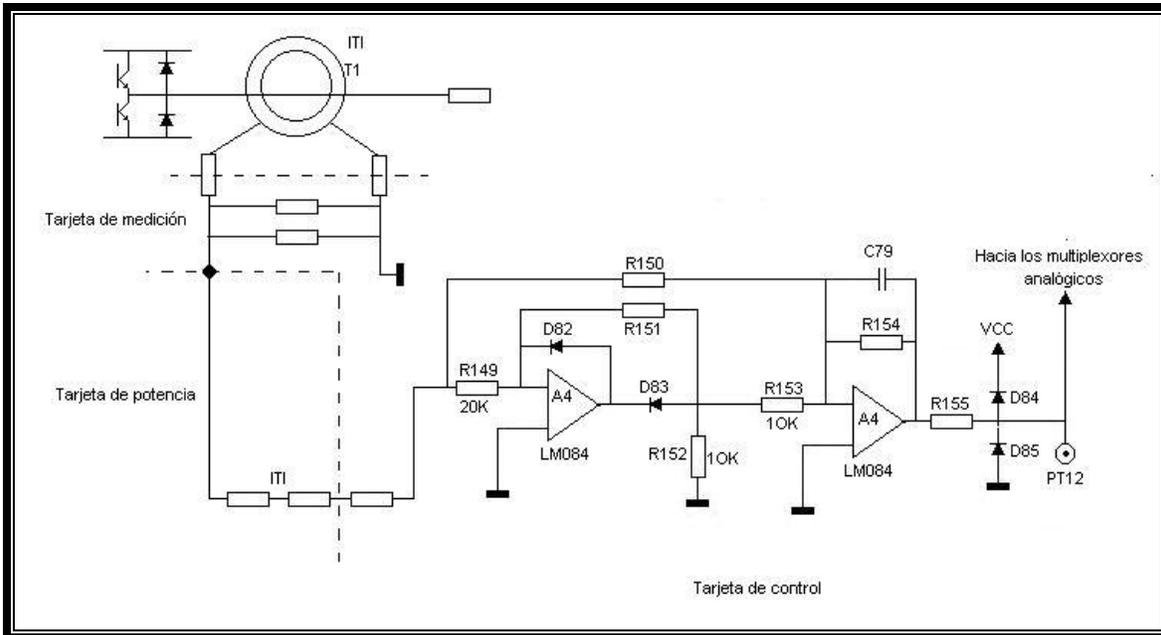


Figura 2.31 Medición de la corriente del variador.

Este arreglo verifica la doble alternación en el filtrado de corriente del motor leída por TI:

$$\begin{aligned}
 - \text{ Si, } |IT| \text{ es } > 0, \text{ el primer ampli esta inverso} \\
 \text{ y } IT = \left[\frac{-IT}{R15} + \frac{IT}{R150} \right] \times R154 \\
 = \left[\frac{-IT}{20 \text{ k}} + \frac{IT}{10 \text{ k}} \right] \times R200 = 10 IT
 \end{aligned}$$

- Si, $|IT| < 0$, al primer ampli no interviene y entonces:



CAPÍTULO 2 DESCRIPCIÓN DEL VARIADOR



$$TI = - ITI \times \frac{R154}{R150} = - 10 \times ITI$$

- La frecuencia de corte del filtro formado por C79 y R154 es de:

$$\frac{1}{2\pi R154 C79} = 1.7 \text{ hz.}$$

La señal TI (bajo PT12) convertible por el CAD es entonces la imagen del valor eficaz de corriente del motor. La resistencia de carga de TI y la ganancia del sistema es tal que la señal TI vale 2.5 cuando la corriente del motor es igual a I_n del variador.

Contrariamente al control de corriente de la etapa continua el control de la corriente del motor no reacciona instantáneamente en razón de la constante de tiempo $R154 \times C79$ (100ms) introducida por el filtrado. La señal TI es utilizada para limitar esta corriente a $1.5 I_n$ del variador.

Síntesis de las protecciones de corriente.

El variador posee 3 niveles de protección de corriente.

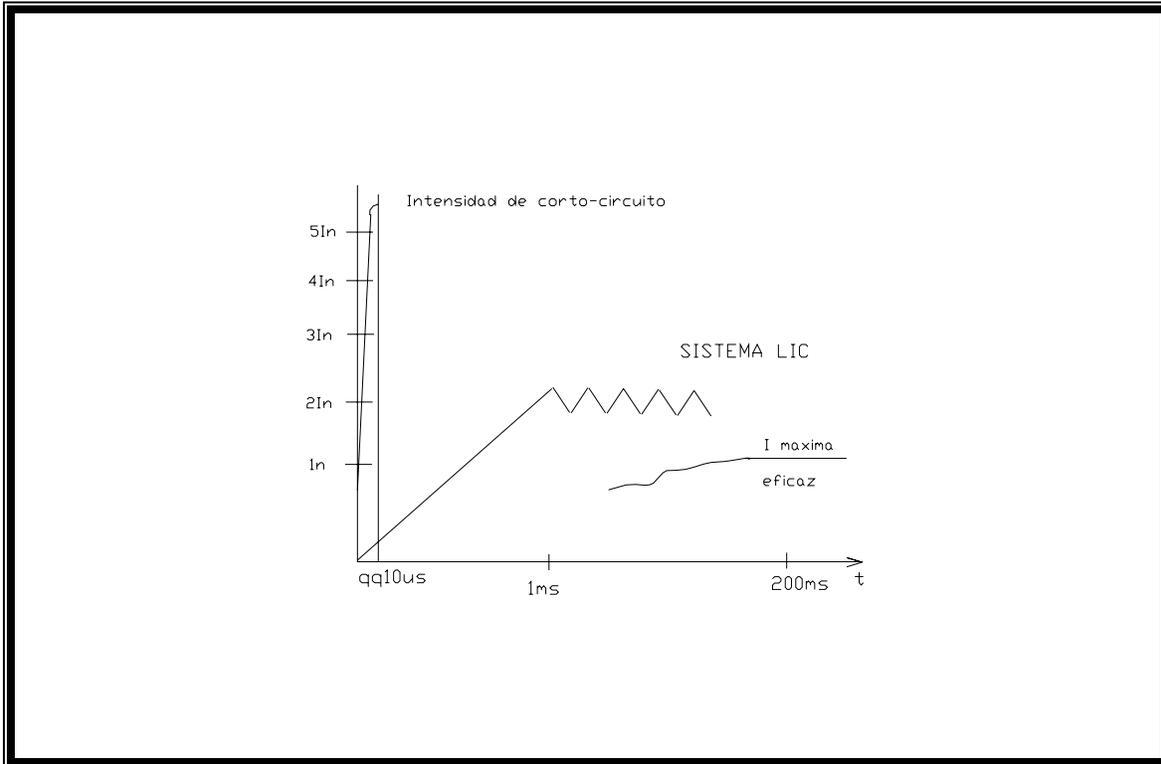


Figura 2.32 Los tres niveles de protección de corriente.

- La protección contra los corto circuitos violentos:

Esta es la más rápida, la falla es directamente detectada a nivel de la potencia. La cual cierra instantáneamente los transistores que alcanzan $6 I_n$ del variador y se informa al microprocesador, aquí se decide si se liberan o no los relés de seguridad.

Esta es la protección principal del variador.

- La limitación de intensidad eficaz del motor:

En razón del tiempo necesario a su aparición (alrededor de $200 ms$) esta información no es utilizada en régimen casi estable (marcha normal, arranques progresivos, etc.) Esta limita la corriente eficaz del motor a $1.5 I_n$ del variador permitiendo así un par momentáneo de 170% del par nominal (C_n)

- La limitación de cresta de corriente (LIC):

El sistema (LIC) reacciona mucho más rápido ($\approx 1\text{ms}$) por lo tanto es el más eficaz allí, donde la limitación de intensidad anterior no tuvo tiempo para intervenir (golpe de par, arranques brutales, etc.) Con la limitación de cresta de corriente a $3.5 I_n$ variador, se permite así ajustar motovariadores muy elevados dentro de los regímenes de transitorios cortos.

2.5.4 El reconocimiento del calibre

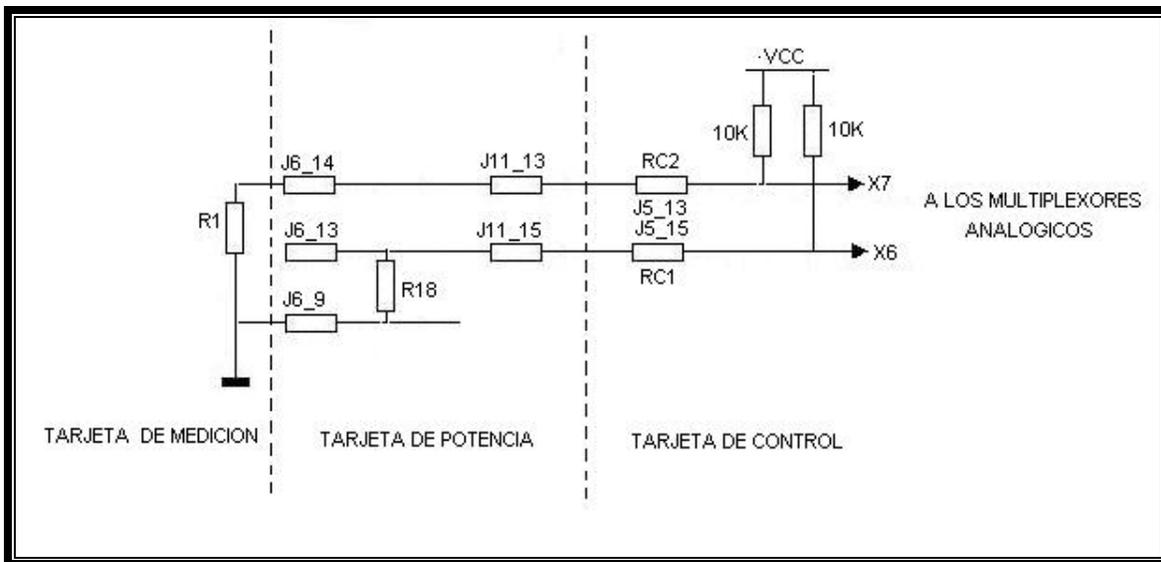


Figura 2.33 Sistema de reconocimiento del calibre.

La tarjeta de control del ATV45 es común a toda una gama de variadores. Uno debe elegir el calibre del variador necesario, adaptando un cierto número de parámetros internos y lógicos. Por ejemplo: Coeficientes de escala de las corrientes de motores, resistencia interna del motor, deslizamiento nominal, etc.

El reconocimiento del calibre es efectuado por la medición de 2 tensiones analógicas que depende del valor de las resistencias situadas en la tarjeta de medición (R1) y tarjeta de potencia (R18)

2.6 La Tarjeta de alimentación y Potencia.

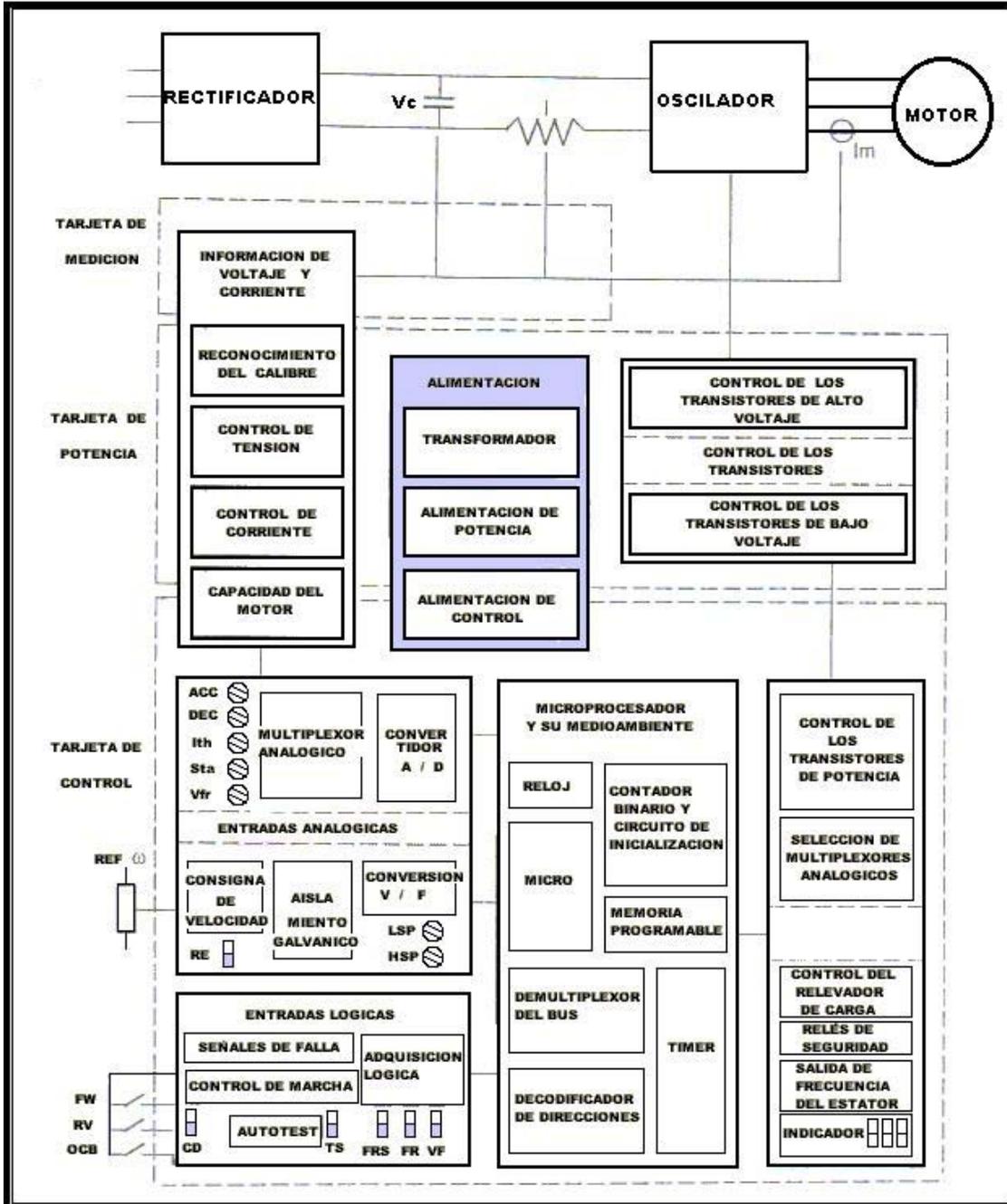


Figura 2.34 Localización de la alimentación y potencia del variador en el esquema general.

2.6.1 El transformador.

Este permite proporcionar todas las alimentaciones indispensables en el funcionamiento del variador.

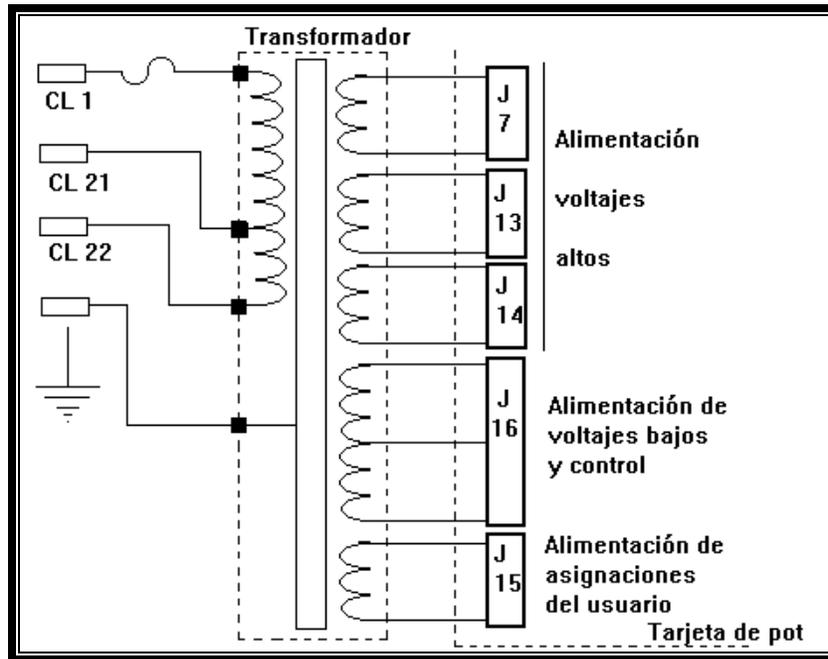


Figura 2.35 Transformador Principal.

La configuración adoptada por la etapa de potencia (6 transistores NPN) necesita 3 alimentaciones aisladas para el manejo de tres transistores de voltajes altos, una alimentación común a los tres voltajes bajos y un control. Así una alimentación permite la transmisión de asignaciones de control generadas por el usuario; estas entradas son entonces totalmente aisladas de la tarjeta de control permitiendo así ajustar el variador sin riesgo de falla a tierra (p. Ej.: manejado con ayuda de un autómata programable).

2.6.2 Alimentación de potencia.

Alimentación de voltajes altos:

Los emisores de los 3 transistores de potencia son cambiados respectivamente en las tres fases de alimentación del motor U, V; W.

Ellos son entonces las entradas de los diferentes potenciales fuertes y de las demás variables las cuales son producto de otras.

Cada uno de los voltajes posee su propia alimentación totalmente aislada de las otras.

Valores nominales:

$$VPI - VNi = 13 \text{ V}$$

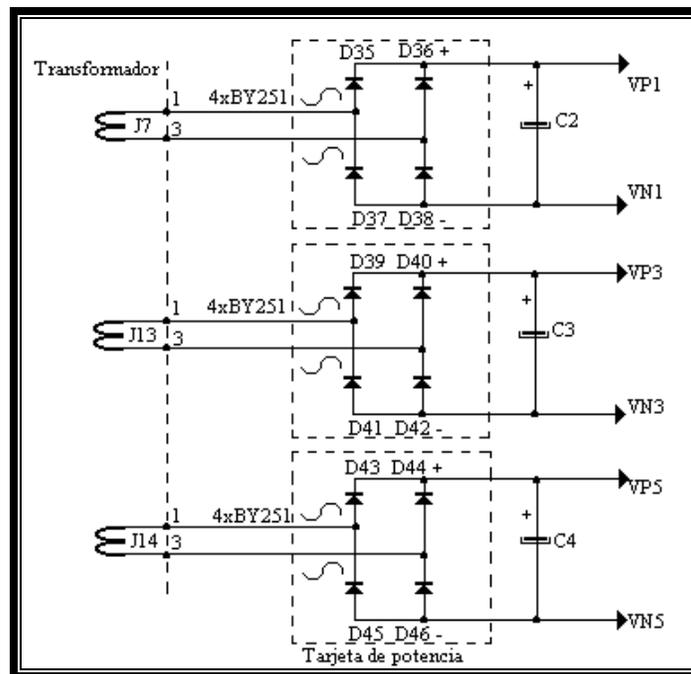


Figura 2.36 Alimentación de la potencia.

Resumen de esquema de mando de uno de los transistores (TP5 por ejemplo):

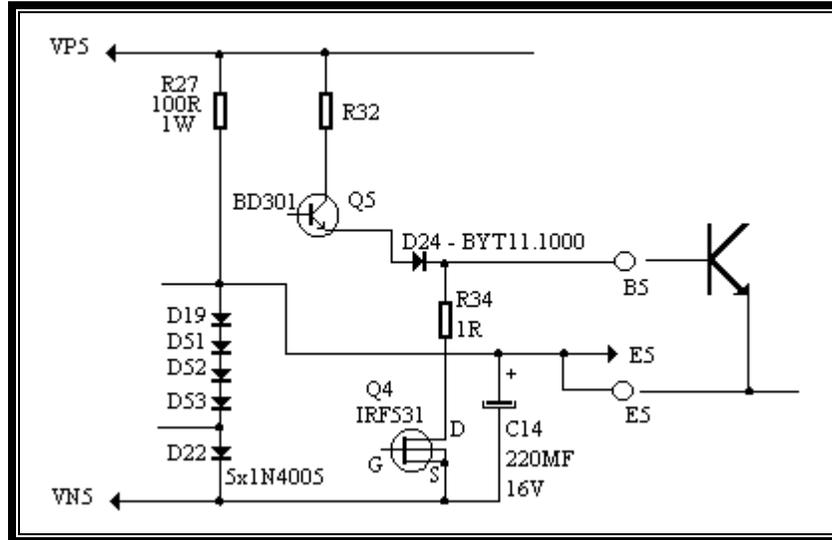


Figura 2.37 Medición de la corriente del variador.

El potencial E5 del emisor del transistor de potencia es tal que:

$$E5 - VN5 = 3,5 \text{ V}$$

(Esto permite aplicar una tensión de polarización inversa en la base del transistor cuando hay la fase de bloqueo)

Alimentación de voltajes bajos.

Los emisores de los 3 transistores de voltajes bajos están a un mismo potencial. De esta forma, una sola alimentación es común a estos 3 voltajes.

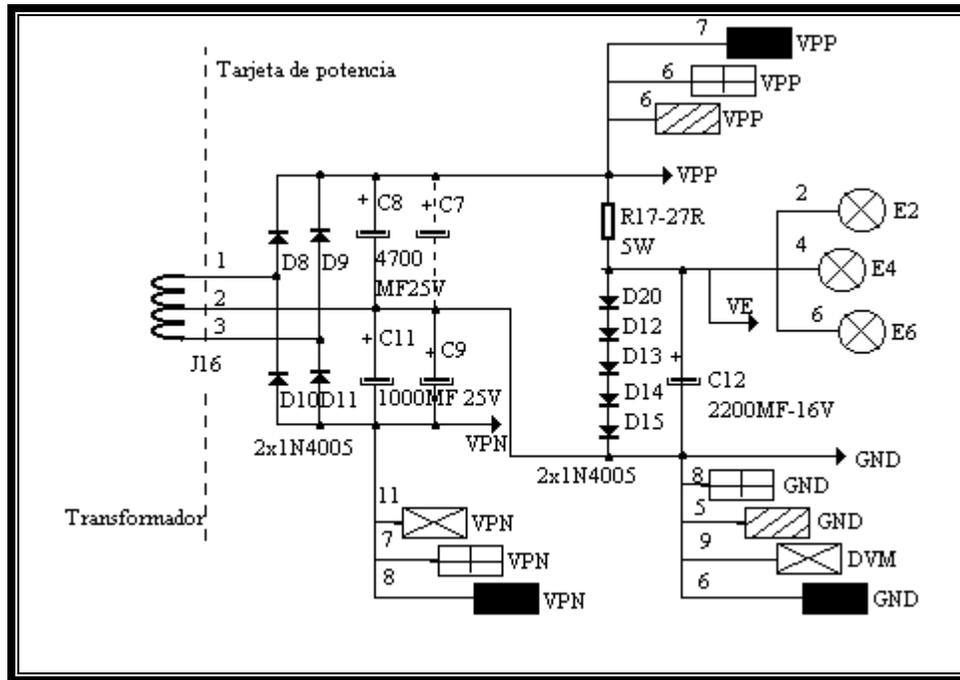


Figura 2.38 Alimentación de bajos voltajes.

Valores nominales de las tensiones:

$$\mathbf{VPP - GND (= GND - VPN) = 13V}$$

Tensión de polarización inversa:

$$\mathbf{VE2 - GND = VE4 - GND = VE6 - GND = 3,5 V}$$

Resumen del esquema de manejo de uno de los transistores (TP2 por ejemplo):

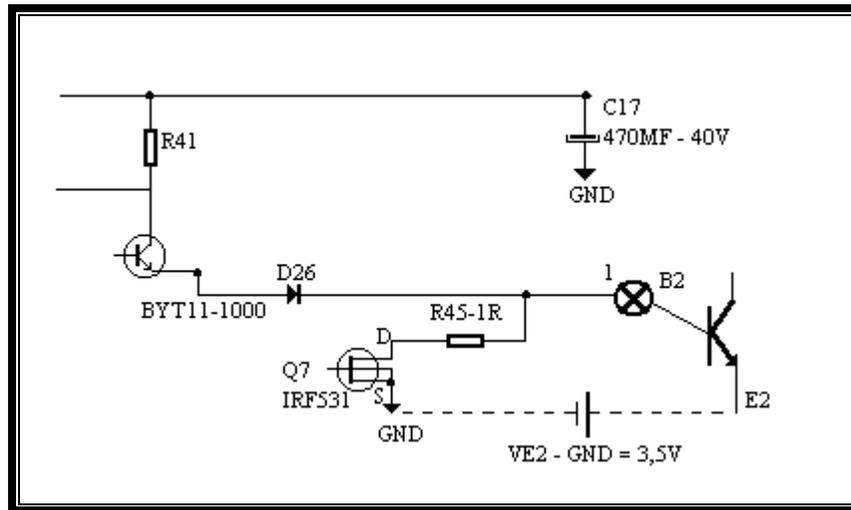


Figura 2.39 Esquema de control de uno de los transistores.

2.6.3 Alimentaciones del control.

1) Alimentación de la carta de control:

Ésta se deriva de la alimentación de voltajes bajos.

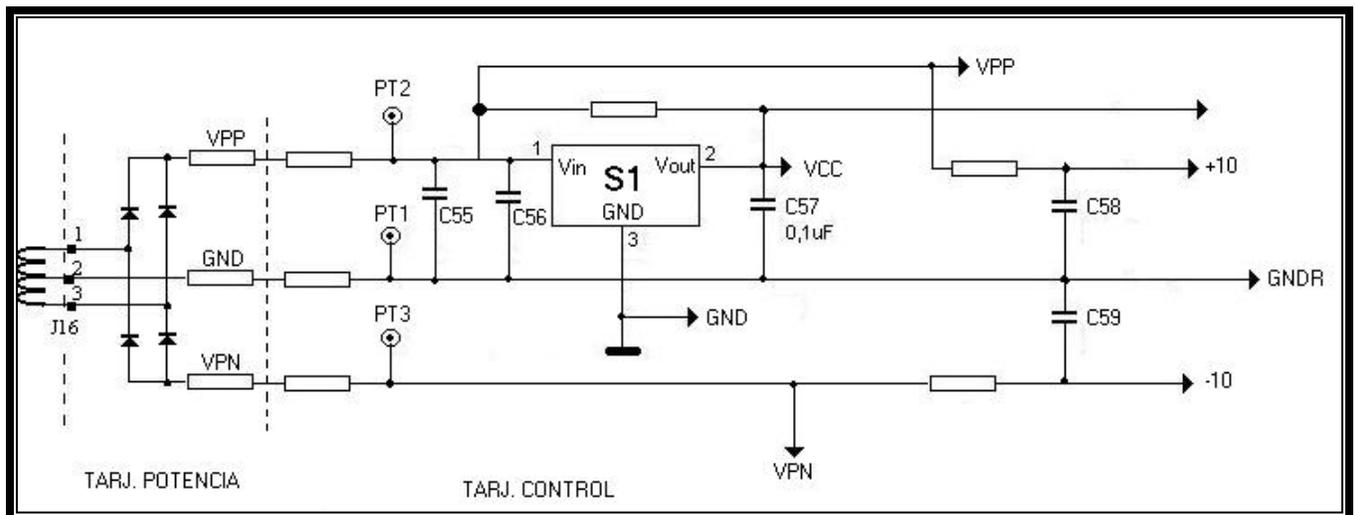


Figura 2.40 Alimentación de Tarjeta de control.

Las diferentes fuentes de tensión son:

-VPP -GND = 13V +- 2 V,

GND -VPN = 13V +- 2 V,

Para la alimentación de circuitos a base de Amplificadores operacionales.

-VCC -GND = 5 V +- 0,25 V (regulador S1)

Para la alimentación de los circuitos integrados tipo TTL o CMOS, mp, etc...

-VRF - GND = 2,5V +- 0,025V

Fuente precisa que sirve de referencia (regulador S2)

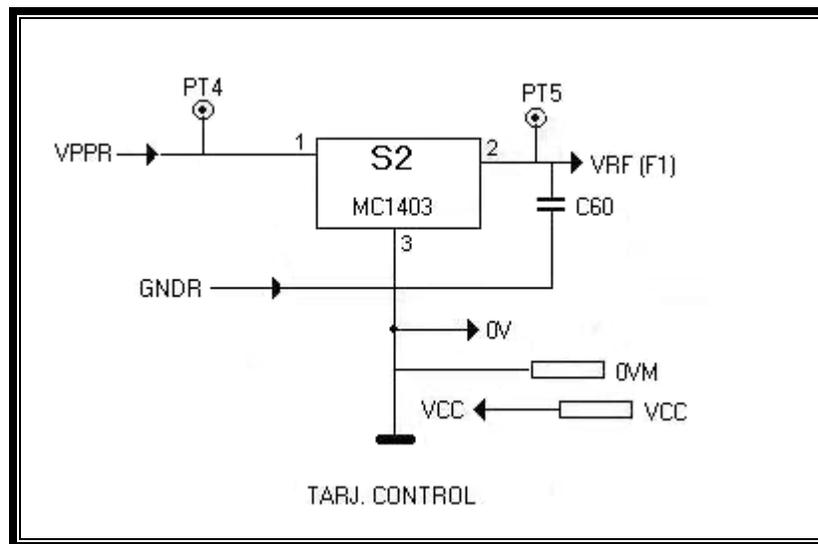


Figura 2.41 Fuente de alimentación que sirve de referencia.

Alimentación de consignas del usuario.

Esta alimentación es totalmente independiente de las otras como ya se mencionó en la sección del transformador principal.

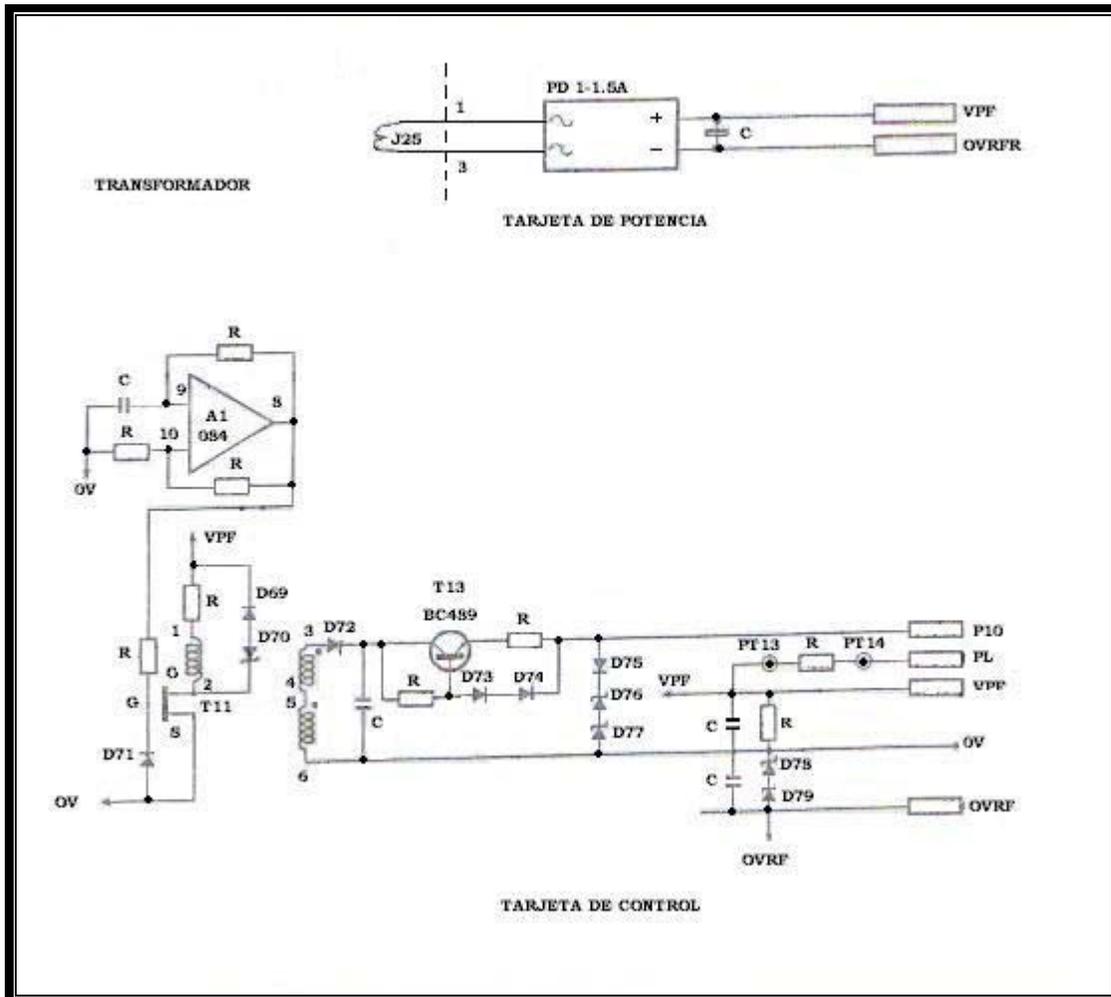


Figura 2.42 Alimentación de consignas del usuario.

Este montaje permite obtener:

- 2 Tensiones:

$$\text{VPF} - \text{OVI} = 12 \text{ V}$$

$$\text{OVI} - \text{OVFR} = 10 \text{ V}$$

Para la alimentación de amplificadores operacionales y opto acopladores permitiendo la adquisición de consignas del usuario.

- Una fuente de tensión de 10V para alimentar el potenciómetro de asignación de frecuencia, protección de cortocircuito y referencia por producto de potencial OVI (punto común de las entradas de consigna) Para esto se utiliza el convertidor directo, permitiendo aumentar la tensión con el fin de asegurar 10 V en la salida independiente de las fluctuaciones de VPF. Este convertidor comprende un oscilador (ampli A1 Salida 8), un transistor MOS T11 de alimentación del

primario, un circuito secundario con un transistor T13 que limita la corriente de salida en caso de un cortocircuito.

2.7 La Tarjeta de control

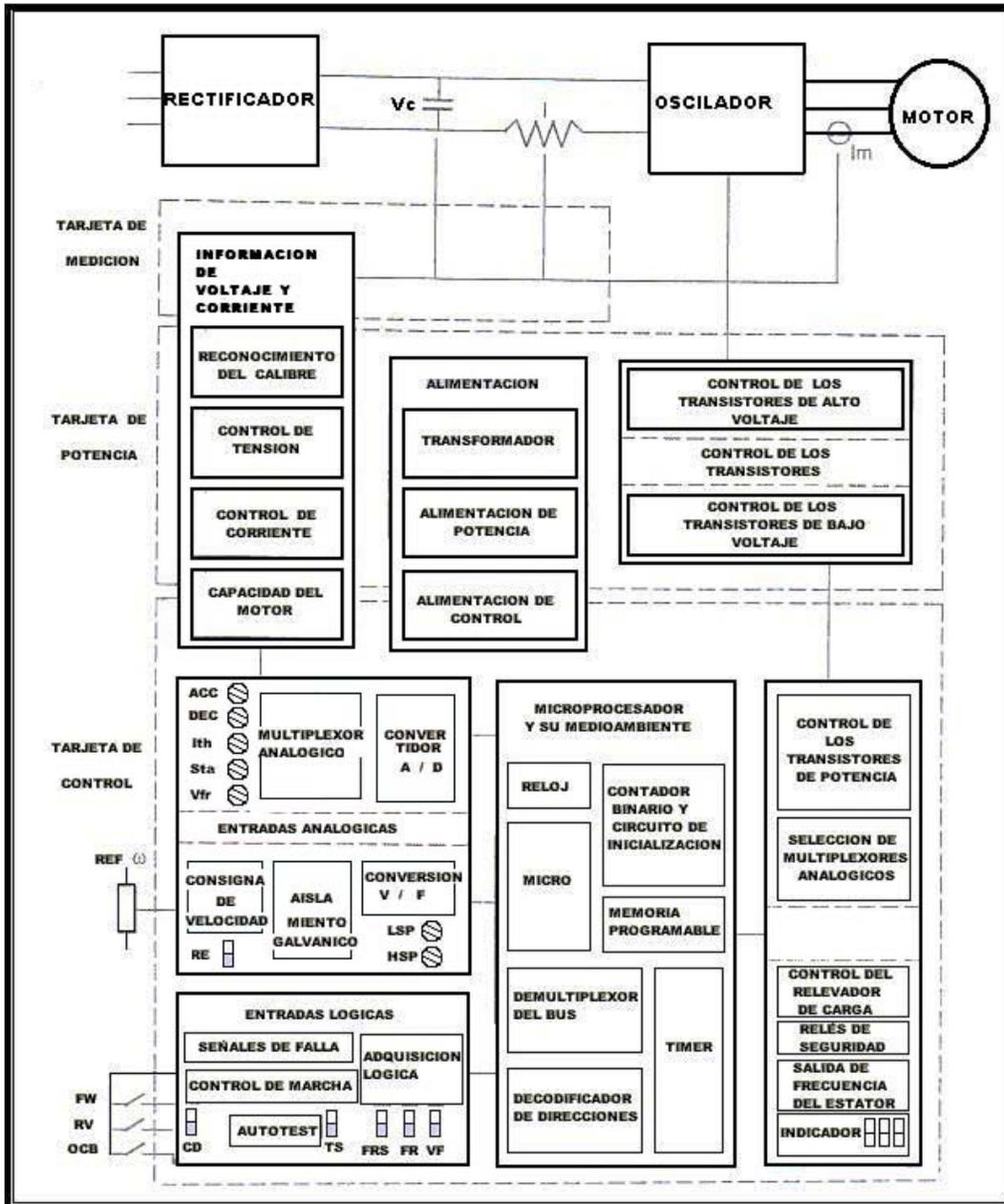


Figura 2.43 Localización de la tarjeta de control del variador en el esquema general.

2.7.1 Las entradas analógicas

La consigna de velocidad forma el control principal del variador; este permite establecer la velocidad de la máquina y de la mecánica que le esta asociada.

Esta consigna puede ser establecida de 3 maneras diferentes:

- Control en tensión por potenciómetro ó PLC; señal comprendida entre 0V y 10V.
- Control en corriente por captador ó PLC; señal comprendida entre 0mA y 20 mA.
- Control en corriente por captador ó PLC; señal comprendida entre 4mA y 20 mA.

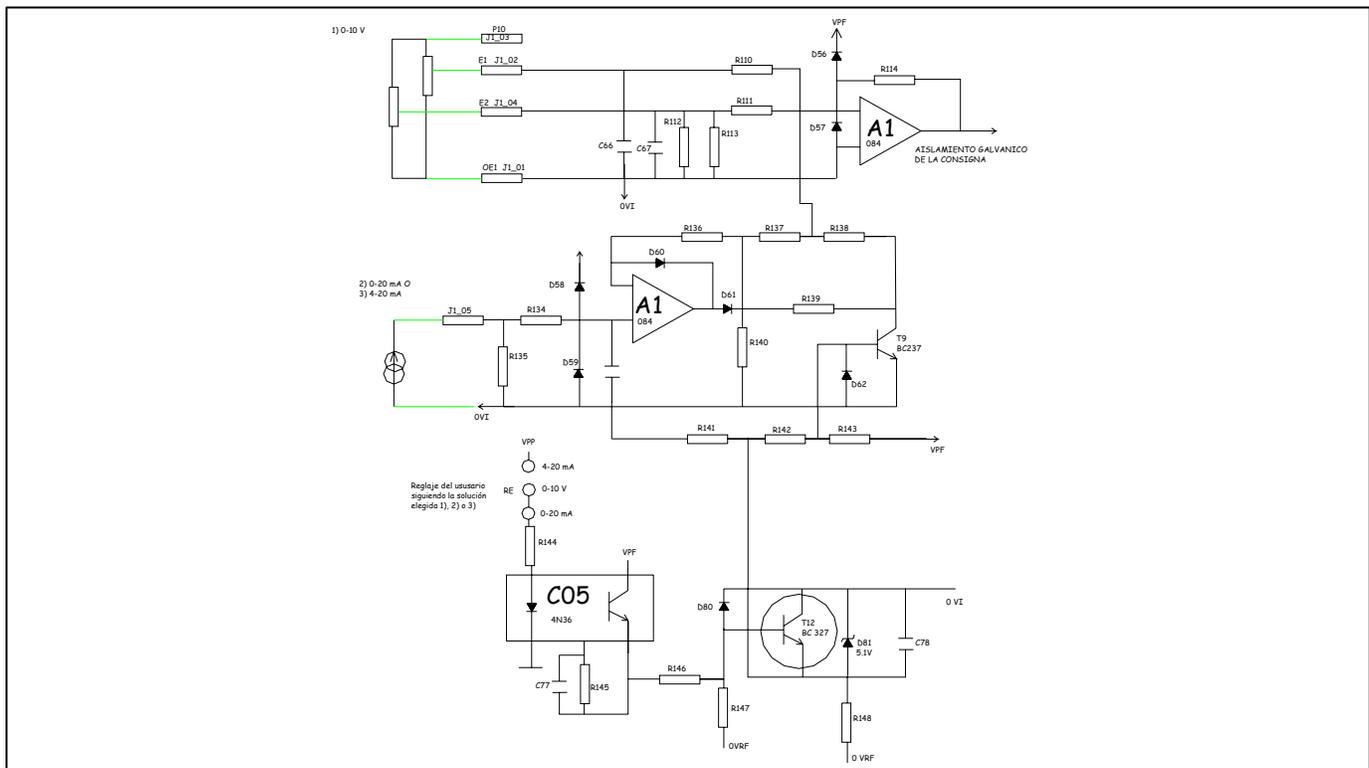


Figura 2.44 Los 3 Tipos de entradas analógicas.

- a) La excitación de un ampli-sumador-inversor de ganancia - 1/2, es posible utilizar las 2 entradas E1 y E2 o una sola siempre y cuando $E1 + E2 = 10V$, este valor corresponde a la consigna máxima en donde $S = -5V$.

- b) El comando RE esta en posición 0-20 mA; el opto acoplador CO5 no funciona, D80 esta bloqueado y T12 conduce, el esquema simplificado es el siguiente:

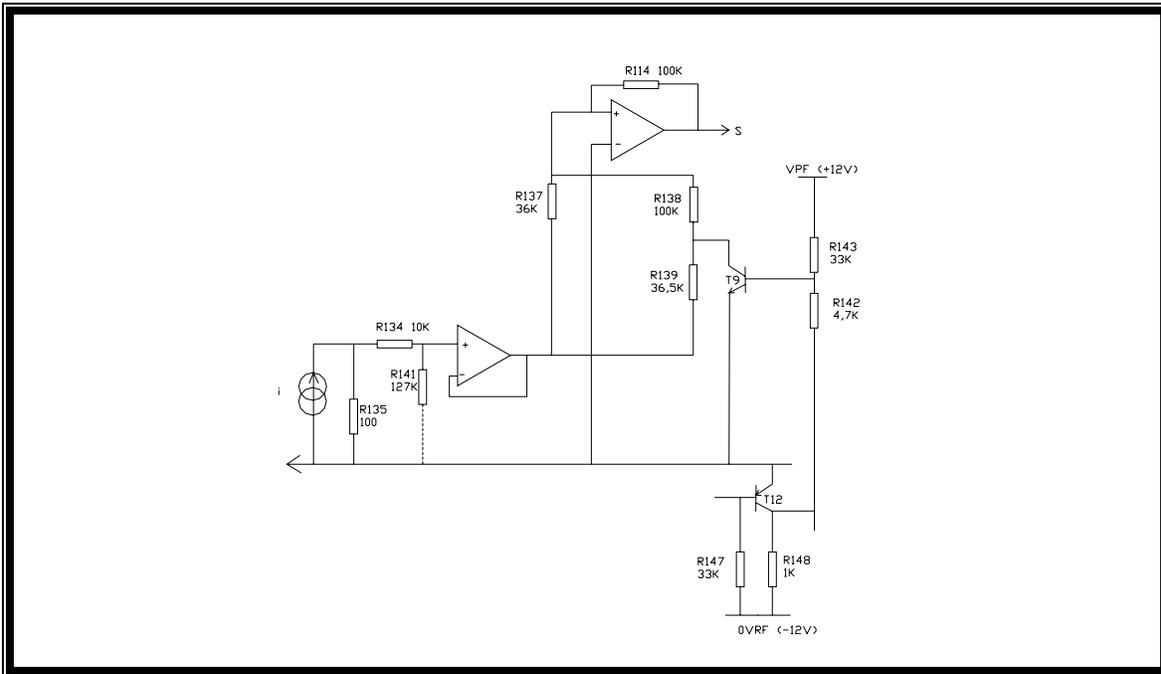


Figura 2.45 Esquema simplificado para una entrada de 0-20mA.

T9 esta saturado, las resistencias R158 y R139 son prácticamente referenciadas a OVI. La ganancia del Ampli-sumador-inversor esta dada por:

$$- \frac{R114}{R137} = -2.7$$

Para $i = 0 \text{ mA} \longrightarrow S = 0 \text{ V}$

Para $i = 20 \text{ mA} \longrightarrow EC = 2 \text{ V} \quad S = EC \times \frac{R141}{R141 + R134} \times -2.7$

$$S = -5 \text{ V}$$

La consigna es entonces máxima

- c) El comando RE esta en posición 4-20 mA: El opto acoplador funciona, el diodo D80 conduce y bloquea T12. El esquema simplificado es el siguiente:

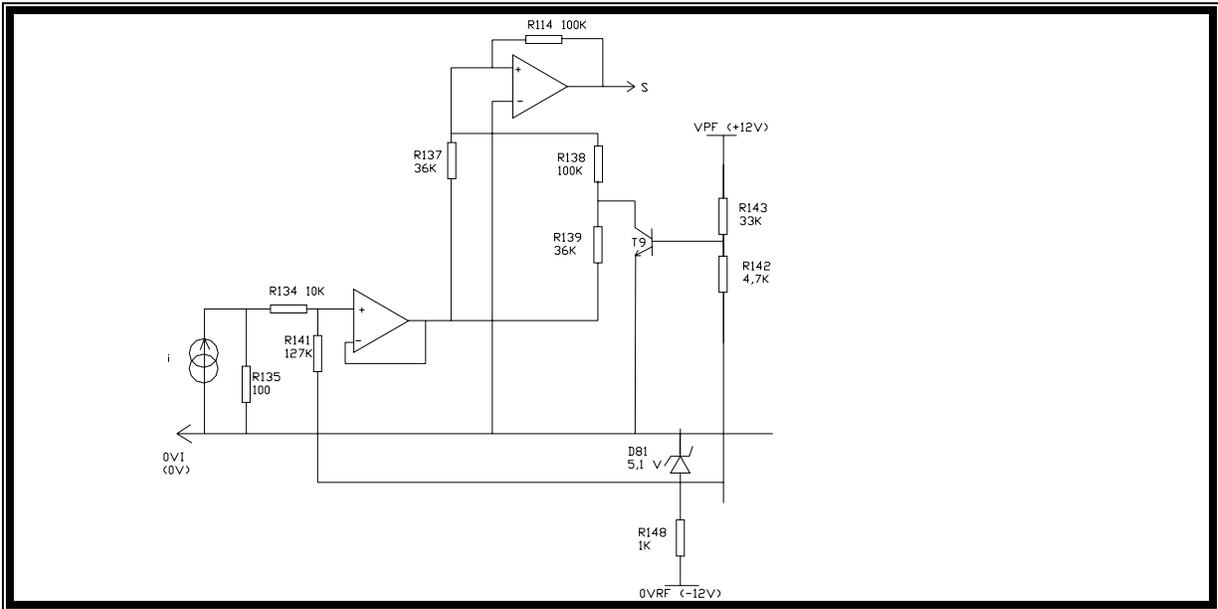


Figura 2.46 Esquema simplificado para una entrada de 4-20mA.

Tomando en cuenta los valores de R143 y R142, R148, T9 esta bloqueado. La ganancia del Amplificador-sumador-inversor es por lo tanto de:

$$\frac{R114}{R137 // (R138 + R139)} = -3.5$$

Para $i = 4 \text{ mA}$, $EC = 0.4 \text{ V}$ pero R141 esta referenciado a -5V . La entrada del amplificador seguidor esta en 0 V y donde $S = 0 \text{ V}$.

Para $i = 20 \text{ mA}$, $EC = 2 \text{ V}$ y tomando en cuenta la misma observación que en el anterior, se deduce el valor de $S = -5 \text{ V}$, el cual corresponde a la consigna máxima.

Aislamiento galvánico de la consigna de velocidad

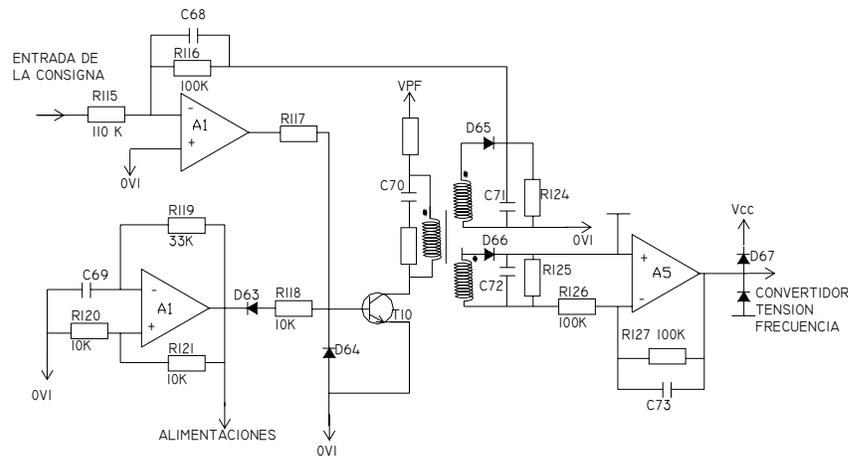


Figura 2.47 Aislamiento Galvánico de la consigna.

El aislamiento galvánico de la consigna de velocidad es efectuado por una alimentación rectificada, constituyendo por un oscilador, (amplificador A1 salida 8, frecuencia 300 KHz.) Un amplificador regulador (amplificador A1 salida 14) y un transformador de impulso en el cual es primario esta alimentado por el transistor T10.

Las tensiones bajo los 2 embobinados secundarios son iguales. La primera genera la señal de retorno del amplificador de regulación. La otra es enviada al amplificador A5 salida 1 la cual genera la señal F5, de amplitud igual a la señal de consigna.

La conversión tensión / frecuencia

La frecuencia máxima de funcionamiento máxima del variador es de 132 Hz, la resolución que se obtendrá al convertir la señal de consigna por el CAD 8 bit sería de:

$$\frac{132}{256} = 0.5 \text{ Hz}$$

Es resolución es insuficiente para poder percibir los saltos de frecuencia en el motor. Para evitar este problema, se pasa por medio de un convertidor tensión / frecuencia poniendo un contador de 16 bits que determina el número de periodos de la señal creada durante un intervalo de tiempo bien definido, la resultante es proporcional a la consigna de entrada.

La resolución aquí obtenida es de:

$\frac{132 \text{ Hz}}{2^{16}}$	= 0.002 Hz
---------------------------------	------------

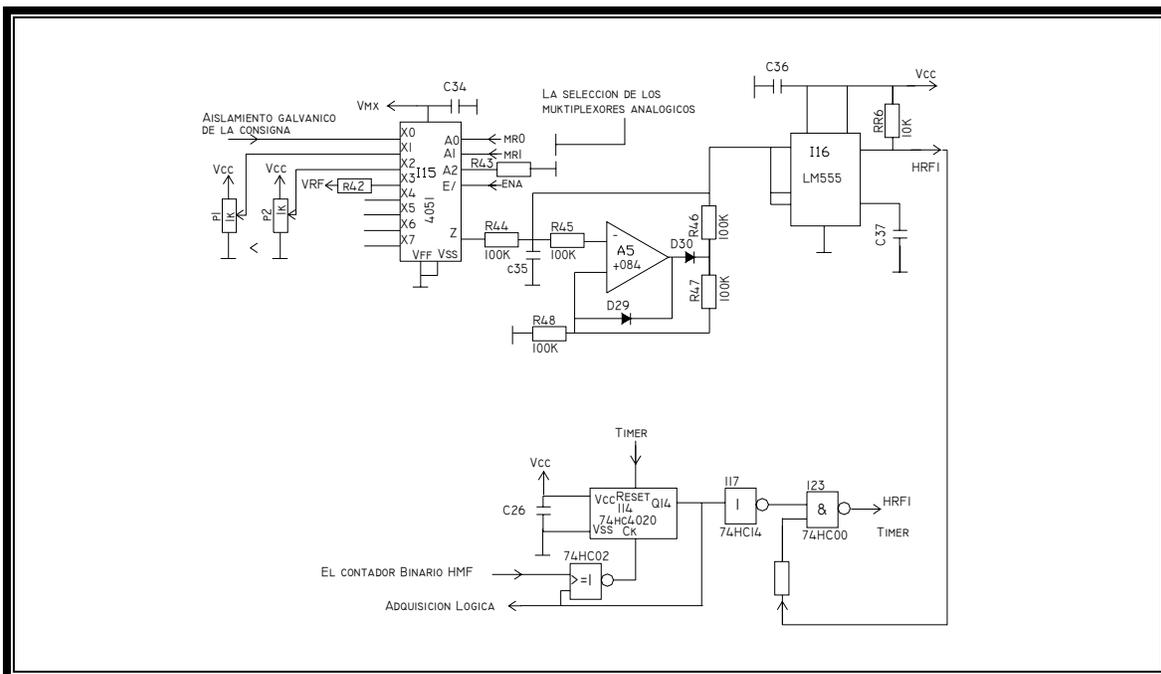
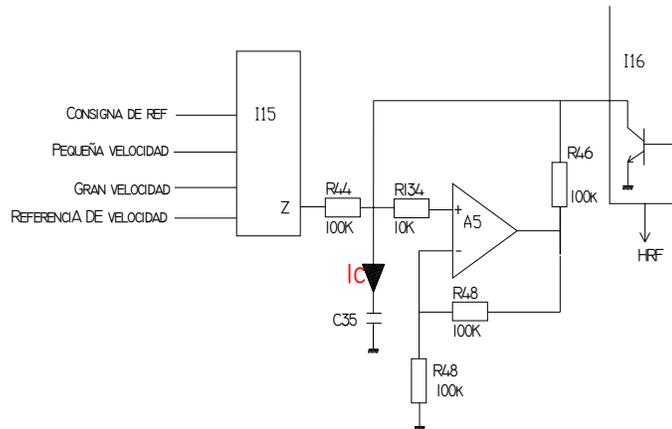


Figura 2.48 Convertidor tensión / frecuencia.

Un multiplexor analógico (I15) cuyas entradas son los escalones PV, GV, la tensión igual a la consigna (F5) y la tensión de referencia (VRF = 2.5 V) permite al microprocesador seleccionar cualquier de los 4 formatos.

Un convertidor tensión / frecuencia formada por un integrador (amplificador A5 salida 7) asociada al circuito I16 (doble comparador, con circuito de retorno a cero del integrador) forma un tren de pulsos HRF en frecuencia proporcional a la

tensión bajo la salida Z del multiplicador I15 (es decir una de las tensiones PV, GV, VRF, FS)



LA CORRIENTE EN C ES:

$$i_c = \frac{V_z - V_c}{100K} + \frac{V_s - V_c}{100K} = \frac{V_z - V_c + 2V_c - V_c}{100K} = \frac{V_z}{100K}$$

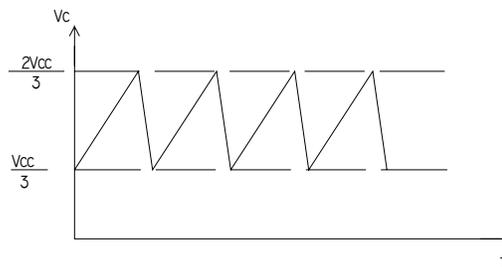


Figura 2.49 Esquema simplificado del convertidor Tensión/Frecuencia.

Un circuito construido en torno a un divisor I14, valida la señal HRF (HRF \longrightarrow HRF1) manteniendo un intervalo de tiempo fijo correspondiente al nivel de base Q14 (manteniendo $2^{14} / 2$ periodos de señal HMF es decir 43.7 ms)

El contador cuenta los impulsos de la señal HRF1 durante el intervalo de tiempo definiendo su altura.

El microprocesador puede entonces adquirir sucesivamente (por el control del microprocesador) los valores numéricos (salidas del contador de 16 bits) desde los escalones PV, GV, de la tensión de consigna FS y de la tensión de referencia

VRF, reduciendo el valor de la frecuencia del estator. La medición de la tensión VRF permite la calibración automática del sistema de medición (2.5 V corresponden a X impulsos, donde Y impulsos corresponden a una consigna de velocidad de $Y/X \times 2.5V$)

El retorno de velocidad

El retorno de velocidad (opcional) ofrece la posibilidad de realizar un manejo de la velocidad de la máquina controlada por el variador.

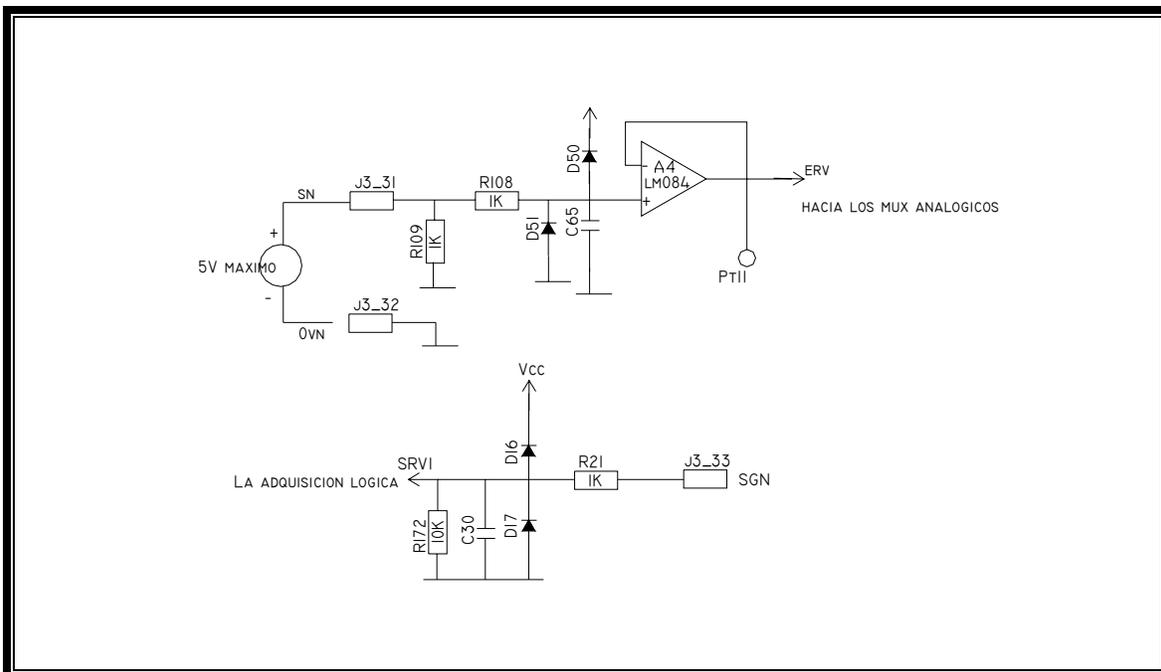


Figura 2.50 Control de la velocidad a través del retorno de velocidad.

Si hay necesidad de regular un solo sentido, la información ERV es suficiente.

Si los dos sentidos de rotación deben estar controlados, la opción permite tratar la información generada en el dínamo- tacómetro, con el fin de extraer el valor absoluto de velocidad en ERV y la señal en SGN.

Los multiplexores analógicos.

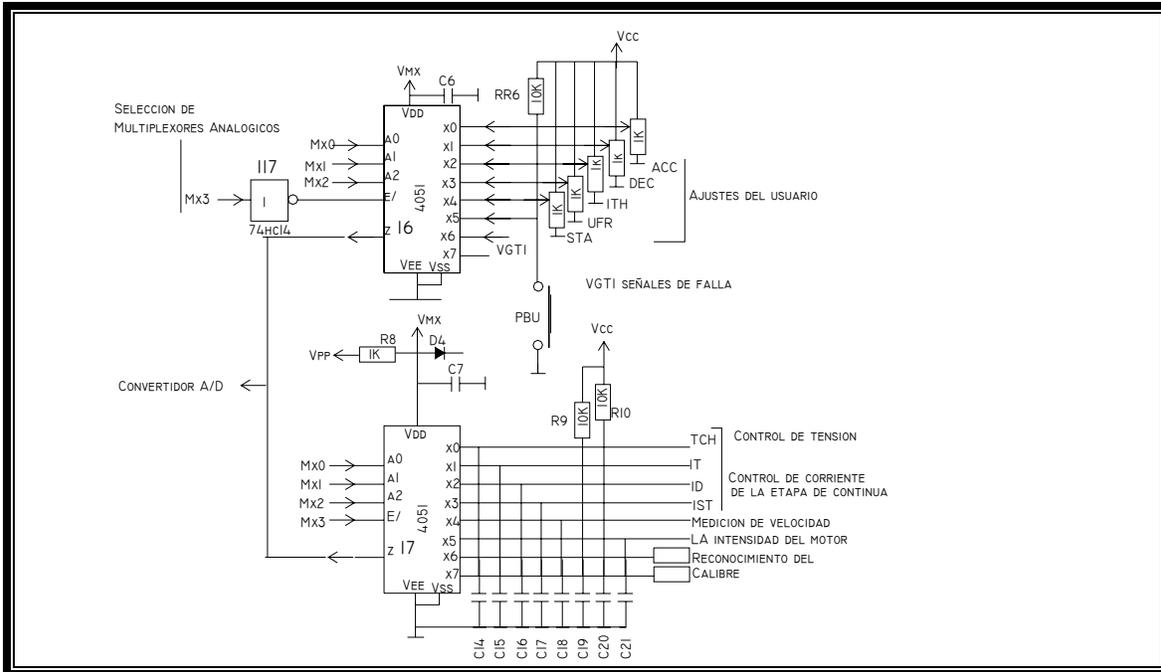


Figura 2.51 Arreglo de Multiplexores Analógicos.

Estos circuitos permiten enviar al convertidor analógico / digital una de las 2 x 8 señales analógicas presentadas en las entradas X0 a X7. Un reconocimiento entre las entradas de las señales ACC, DEC, ITH, UFR, STA, se obtiene desde los potenciómetros accesibles directamente por el usuario.

La selección de una de las 8 entradas se hace con la señal de control MX0, MX1, MX2 (comunes a los 2 circuitos)

La selección de uno de los 2 circuitos se hace con MX3
(MX3 = 0 → 17 es seleccionado)

(MX3 = 1 → 16 es seleccionado)

La señal analógica elegida esta orientada hacia el convertidor analógico / digital para la serie Z.

Esta estructura permite utilizar un solo convertidor analógico /digital (en lugar de 16) Asegurando que la señal de control MX0, MX1, MX2, MX3, sean resultado de las "salidas lógicas".

El convertidor analógico / digital

Su trabajo es el de convertir una señal analógica en una señal numérica de 8 bits, utilizable para el microprocesador. Esta señal es obtenida de los multiplexores analógicos y esta comprendida entre 0 V y 5 V.

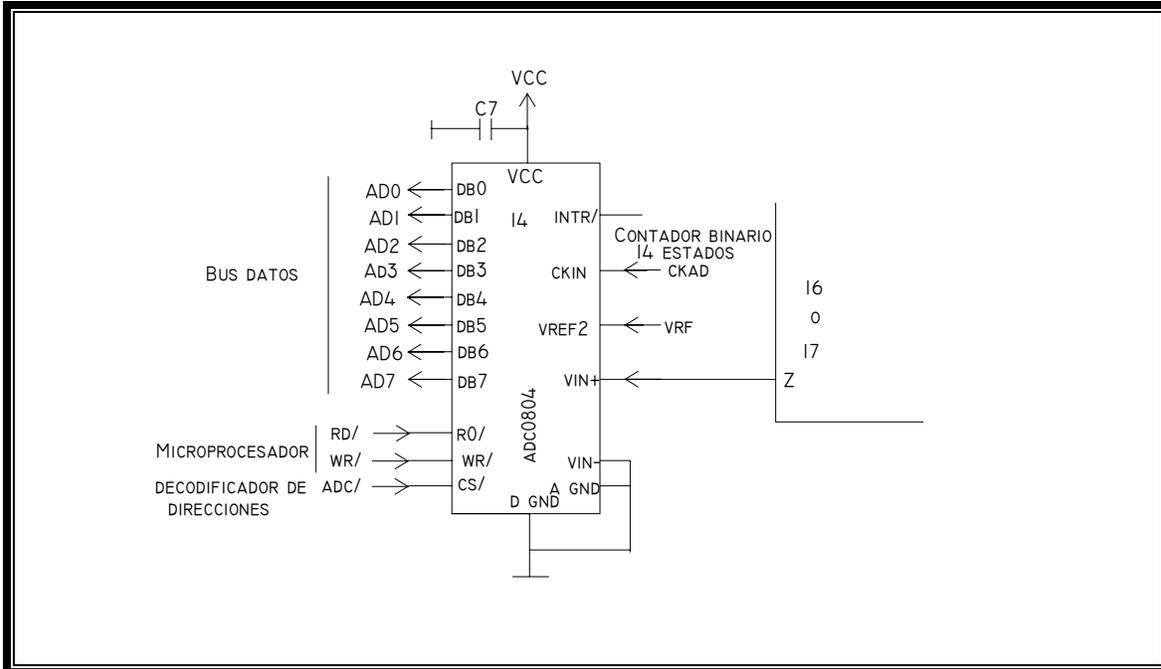


Figura 2.52 Convertidor Analógico / Digital.

Para $V_{in} = 0 \text{ V}$	Señal numérica = 0000 0000
Para $V_{in} = 2.5 \text{ V}$	Señal numérica = 1000 0000
Para $V_{in} = 5 \text{ V}$	Señal numérica = 1111 1111

$$\text{Resolución: } \frac{5 \text{ V}}{2^8} = \frac{5 \text{ V}}{256} = 0.02 \text{ V}$$

Tiempos de conversión $\approx 110 \mu\text{s}$ (controlado por CKAD)

El microprocesador direcciona el resultado de la conversión anterior y envía la conversión siguiente, durante el proceso del programa de interrupción INT1 a lo largo de todos los $687 \mu\text{s}$.

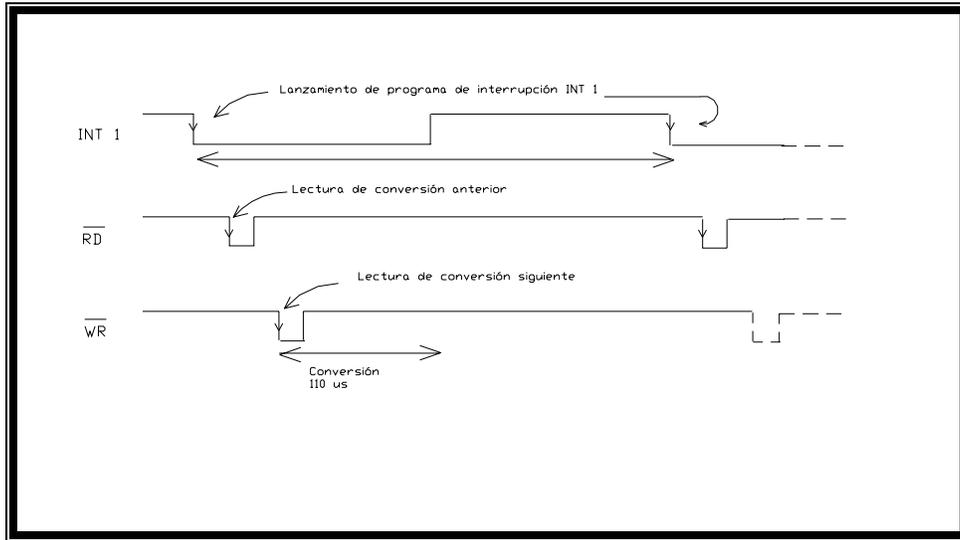


Figura 2.53 Proceso de conversión analógica / digital.

2.7.2. Entradas lógicas

Las señales de arranque

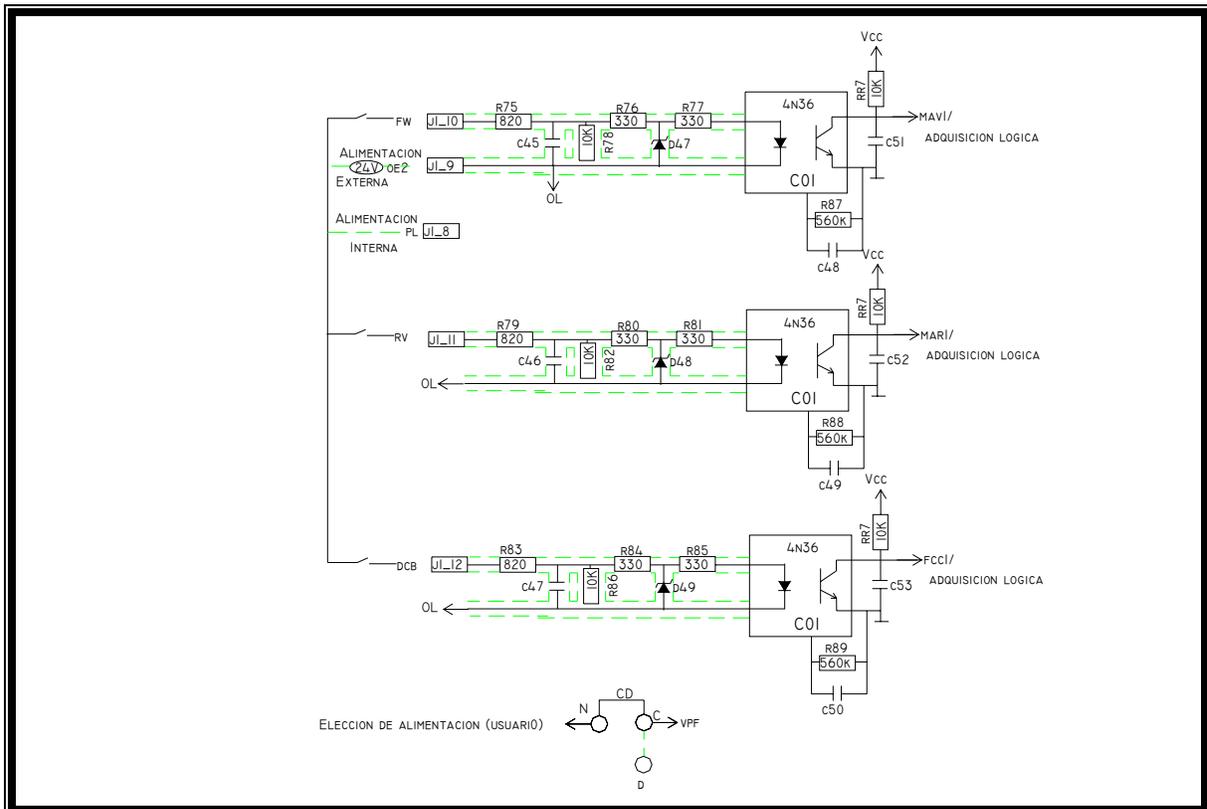


Figura 2.54 Señales de arranque.

Las ordenes de marcha hacia adelante FW, marcha en reversa RV y de inyección de corriente continua DCB son generadas por el usuario.

El cierre de un contacto provoca la circulación de corriente desde el diodo emisor del opto acoplador.

El transistor que le esta asociado entra en conducción y un nivel lógico bajo aparece en la salida indicándole al microprocesador el comando seleccionado.

El opto acoplador permite aislar galvanicamente las entradas del usuario de la carta de control (sin riesgo falla a tierra) El usuario puede escoger una alimentación de 24 V interna (colocando el puente CD en posición N-C), o externa

(colocando el puente CD en la posición C-D), si un aislamiento entre los controles de marcha y velocidad es requerido.

Las señales de falla

1) Protección directa contra los cortos circuitos:

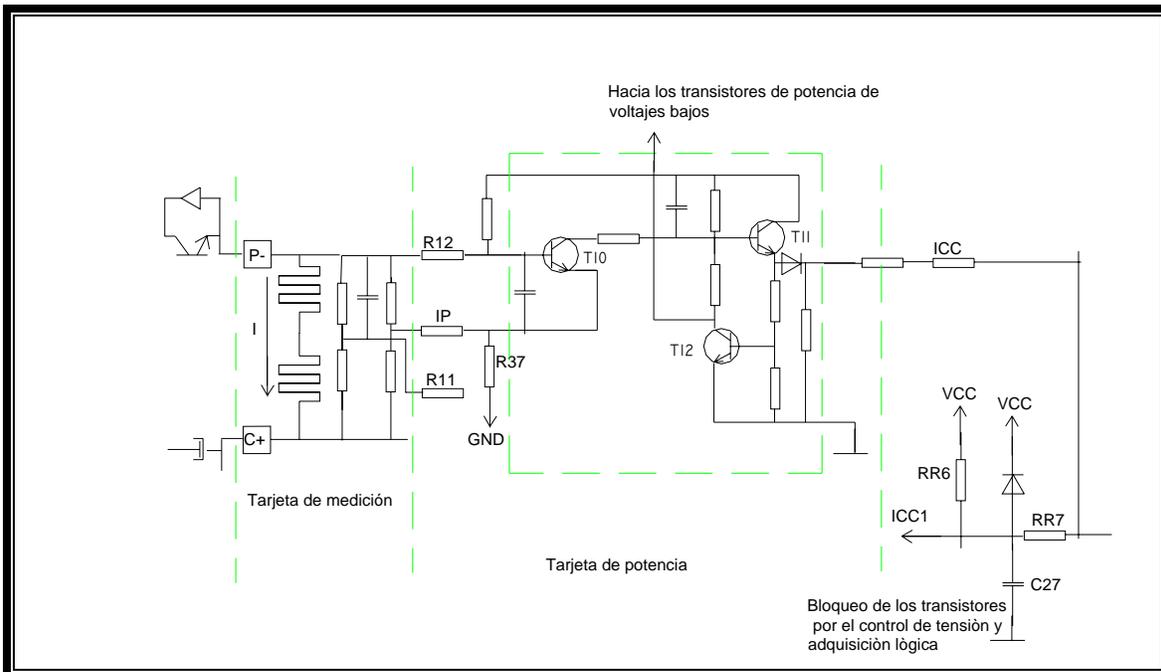


Figura 2.55 Protección contra corto-circuitos.

Los sobre voltajes violentos son detectados gracias a una derivación de la tarjeta de medición. Esta provoca el estado de conducción de T10 y del conmutador T10 - T12 permitiendo así una reacción directa a nivel de los transistores de potencia de voltajes bajos. Además, la información es transmitida al microprocesador por el paso a 1 de ICC1, que bloquea así todos los comandos de los transistores de potencia.

2) Marcha anti-monofásica (Detección de pérdida de fase de alimentación)

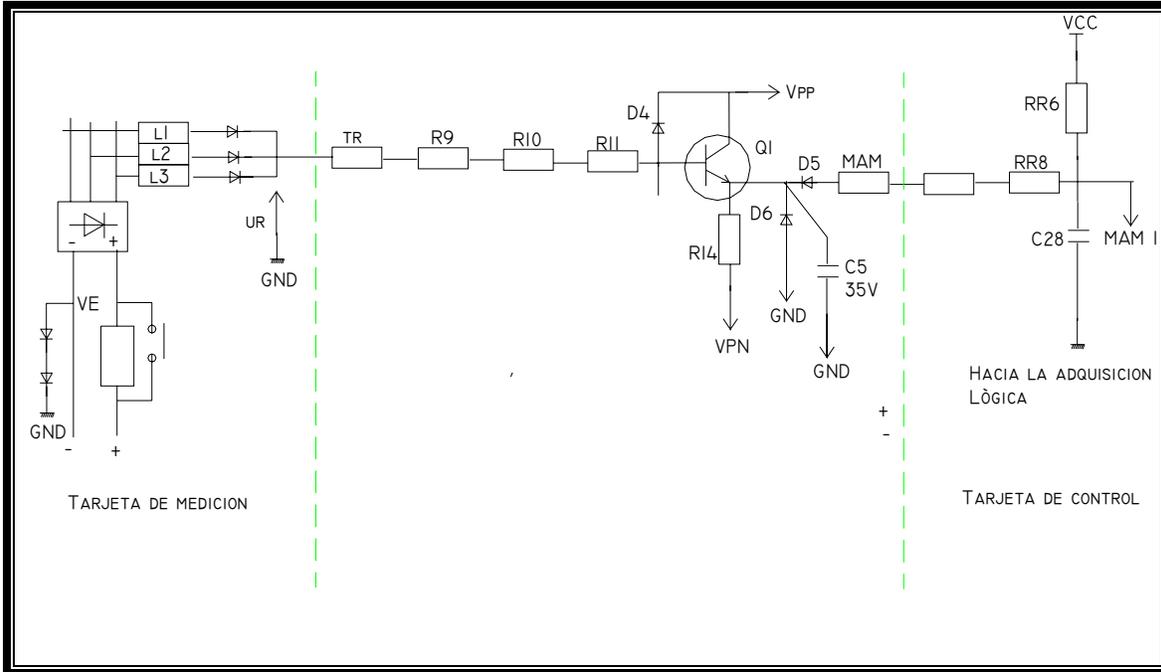


Figura 2.56 Detección de ausencia de fase.

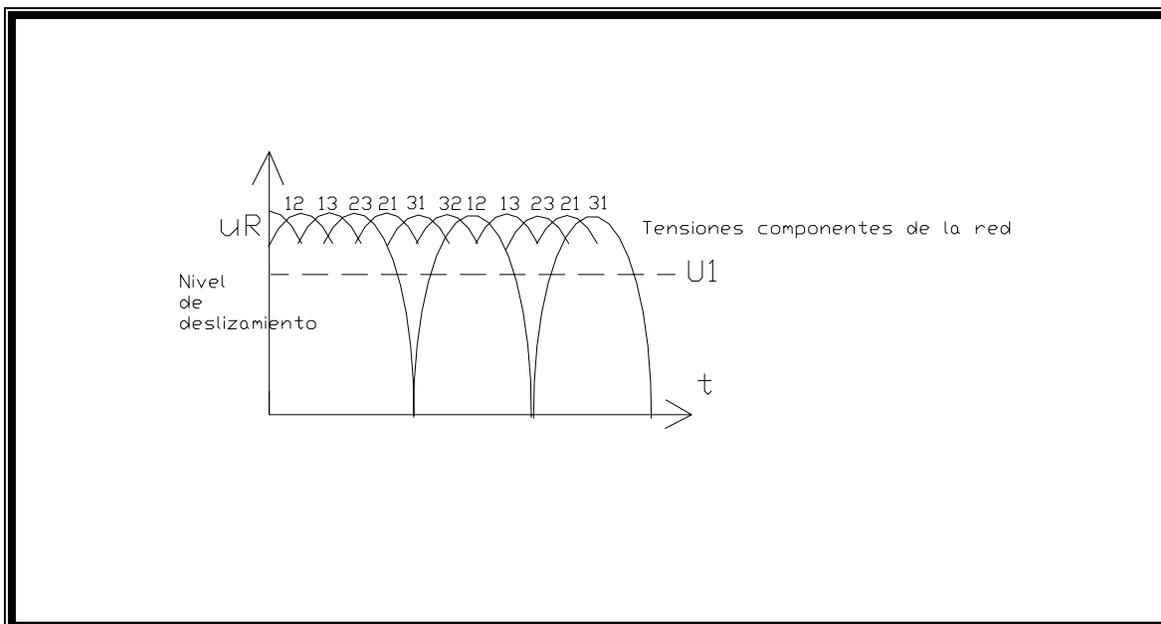


Figura 2.57 Formas de onda de alimentación al variador.

El principio de detección de fase es ilustrada arriba en la fig. 2. 60: cuando hace falta una fase (en este caso la fase 2), la tensión UR pasa por cero en cada semi-periodo. El circuito detecta esta caída de tensión a través de la tarjeta de potencia.

En funcionamiento normal Q1 esta bloqueado, D5 conduce y la tensión bajo el borne MAM es cero, en caso de falla Q1 conduce, C5 se carga rápidamente y permanece así, mientras la falla persiste, esta tensión es medida periódicamente por el microprocesador. Si se observa una tensión positiva 6 veces consecutivamente durante un intervalo de 300 ms, la falla es memorizada y el variador se bloquea.

3) La supervisión térmica del variador y la resistencia de frenado:

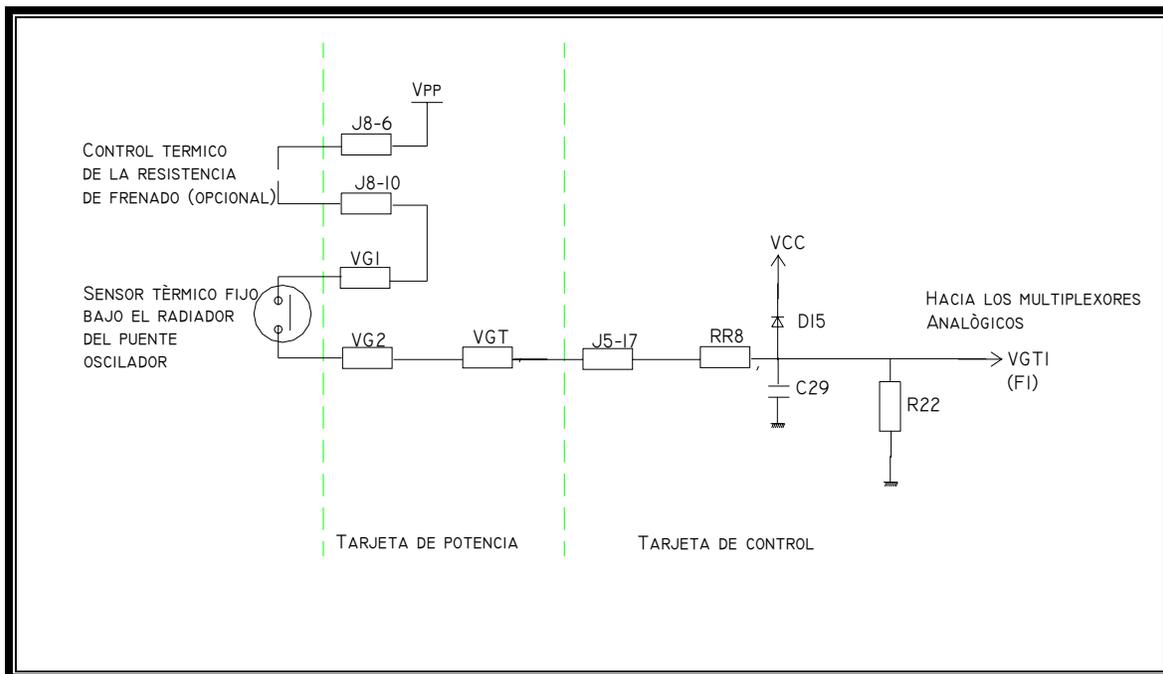


Figura 2.58 Detección térmica en el variador.

Durante una sobrecarga demasiado larga, la temperatura del radiador del puente oscilador aumenta y provoca el disparo del térmico que le esta asociado, generando así el bloqueo del variador.

Esto mismo ocurre durante un frenado excesivo para la resistencia opcional de frenado. Si esta opción no es utilizada, las salidas J8-6 y J8-10 deben estar cortocircuitadas.

4) La desaturación de los transistores de voltajes bajos:

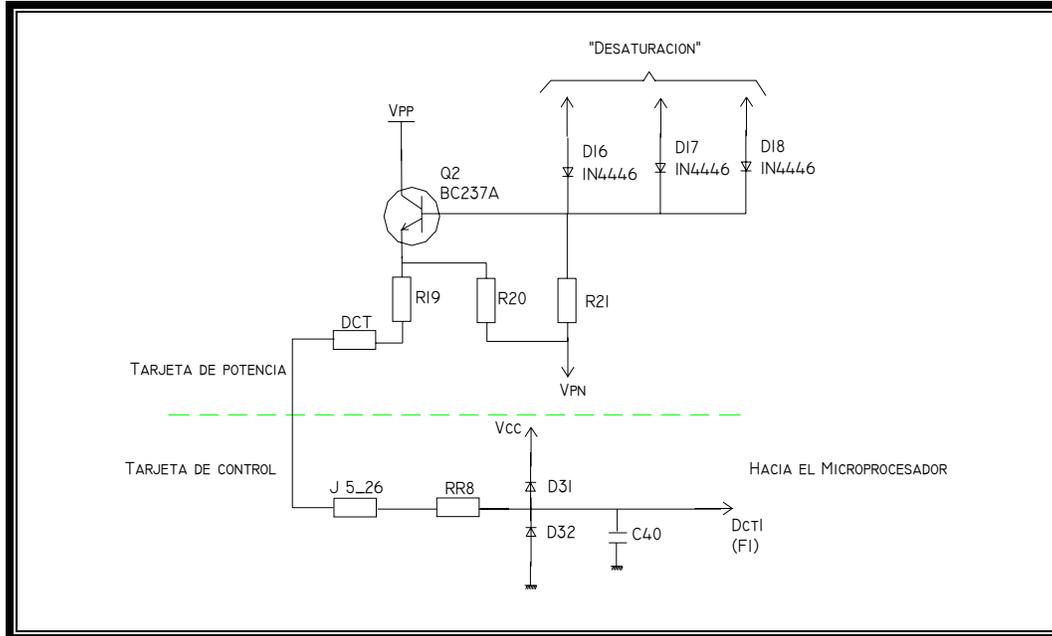


Figura 2.59 Desaturación de los transistores.

En caso de corto circuito entre alguna fase del motor y tierra, la sobre corriente no puede ser detectada por la etapa de corriente continua, porque la corriente de falla no cruza a través de la derivación. Para proteger los voltajes altos, se recurre a la detección de de saturación de los transistores de potencia, es decir, al aumento de tensión entre colector y emisor que aparece en caso de sobre corriente.

Cuando esto se produce, uno de los 3 diodos (D16, D17, D18) correspondientes al transistor involucrado entra en conducción y un nivel "1" aparece bajo la entrada DCT1 del microprocesador, el cual bloquea los comandos.

Las señales de autotest

El variador de velocidad Altivar 45 tiene la capacidad de poder efectuar un autodiagnóstico el cual en caso de falla del mismo nos permite darnos una idea de los componentes ó la etapa que puede estar dañada.

Siguiendo un procedimiento, el usuario inicia la secuencia de autotest posicionando el interruptor TS en "ON". El microprocesador es entonces informado por el paso a "0" de la señal TS1.

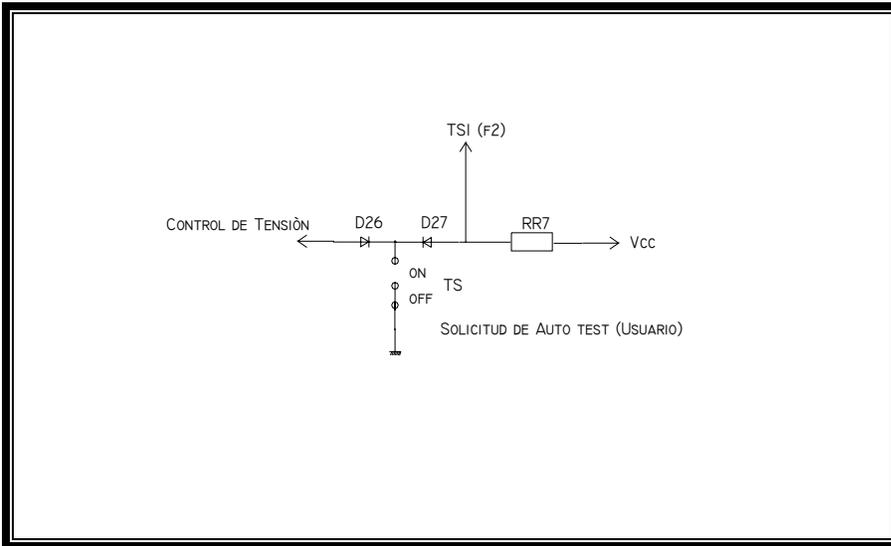


Figura 2.60 Solicitud de Auto test.

Además, se ocasiona la inhibición de los comparadores de tensión; en efecto; la secuencia del autotest se realiza bajo tensión reducida, el control de baja tensión bloquea el comando de los transistores de potencia cuando es el caso.

Cuando se da esta secuencia, cada comando de los transistores es activado uno a uno.

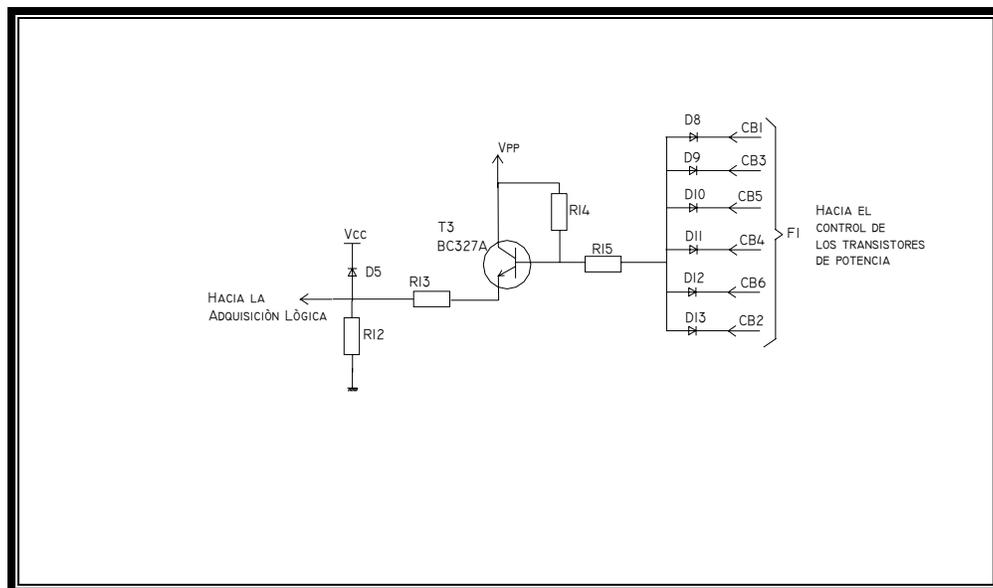


Figura 2.61 Control de uno de los transistores bajo la señal de autotest.

Con este circuito, se asegura que la señal pase bien hasta un borne de salida (CB1 a CB6) del módulo de control de transistores de potencia. En efecto, cuando un transistor está controlado, un nivel "0" aparece bajo uno de los bornes CBi, T3 conduce y S pasa a "1" confirmando así al microprocesador de la validación del control.

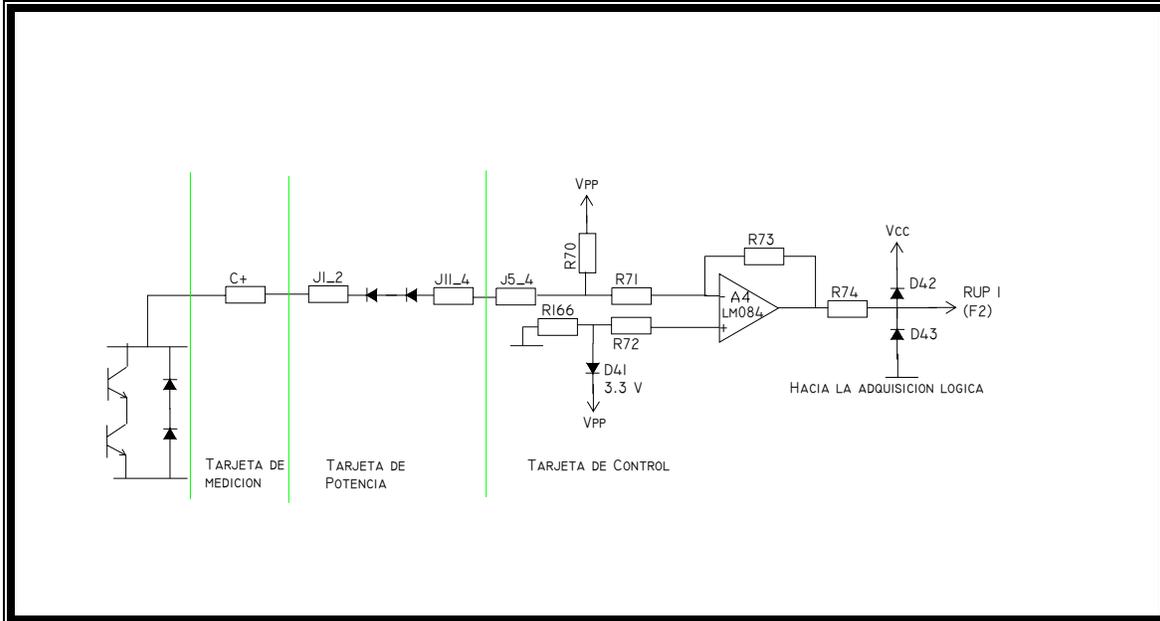


Figura 2.62 Detección de falla en transistor durante el auto test.

El borne RUP es enlazado a el borne + del punto de potencia por 2 diodos, esto permite, alimentar el punto de potencia bajo tensión reducida (≈ 13 V)

En caso de corto-circuito en la potencia ó conducción simultánea de 2 transistores de potencia, el potencial en el borne RUP se cae, el comparador oscila y la entrada lógica RUP1 pasa de "1" a "0", informando así al micro-procesador de la falla.

La adquisición de señales lógicas

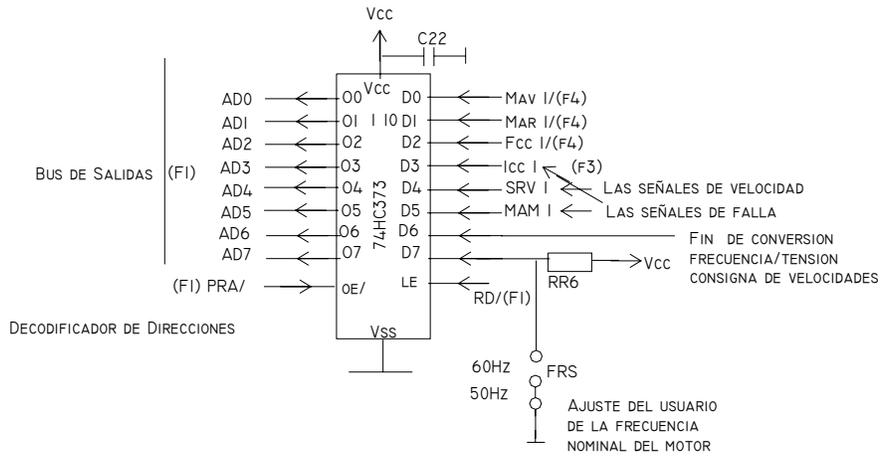


Figura 2.63 Adquisición de las señales lógicas

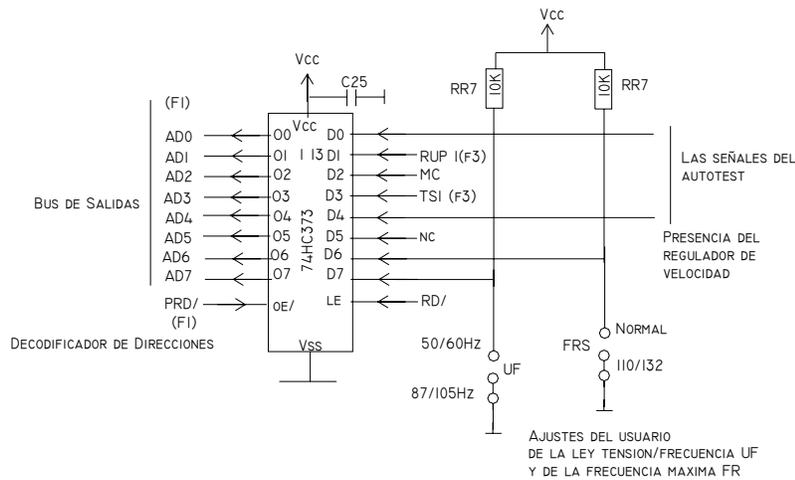


Figura 2.64 Proceso de adquisición de señales lógicas.



CAPÍTULO 2 DESCRIPCIÓN DEL VARIADOR



Los circuitos I10 y I13 (figuras 2.63 y 2.64) son constituidos por el circuito latch D. Este circuito permite al micro-procesador la adquisición de las diferentes informaciones lógicas.

Un latch es un circuito electrónico usado para almacenar información en sistemas lógicos asíncronos. Un latch puede almacenar un bit de información. Los latches se agrupan en múltiples, algunos de los cuales tienen nombres especiales, como por ejemplo el 'latch quad' (que puede almacenar cuatro bits) y el 'latch octal' (ocho bits). Los latches son dispositivos biestables que no tienen entrada de reloj y cambian el estado de salida solo en respuesta a datos de entrada, mientras que los flip-flops cuando tienen data de entrada cambian el estado de salida en respuesta a una entrada de reloj.

Para recuperar las informaciones lógicas, el micro-procesador genera un "0" en RD bloqueando así las salidas D. El decodificador de dirección envía un "0" sobre PRD, obligando así al circuito a dejar su estado de alta impedancia y poner sus informaciones en el bus de datos del micro-procesador.

2.7.3 El microprocesador

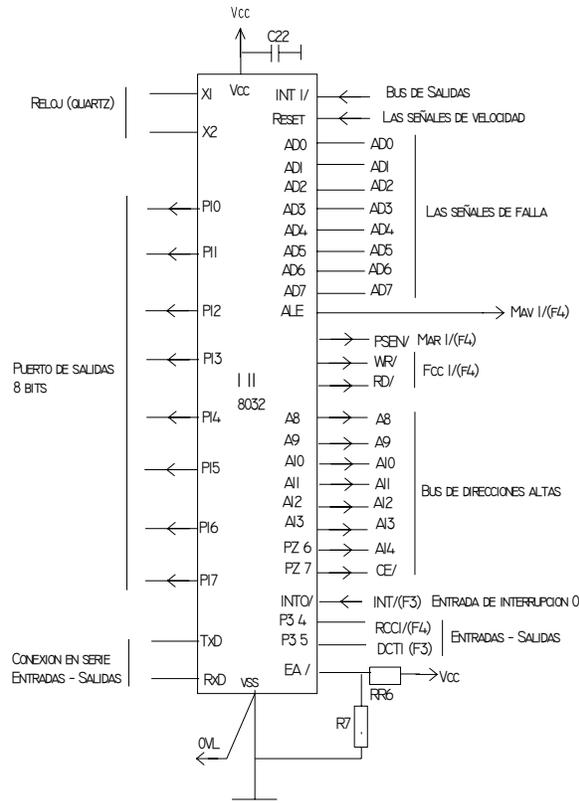


Figura 2.65 Características del microprocesador.

El microprocesador 8032 ejecuta una a una las instrucciones del programa, las cuales están agrupadas en la memoria, tomando en cuenta los datos exteriores que resultan del pedido del usuario y del funcionamiento del sistema.

Sus principales características son:

- Circuito integrado de 8 bits (40 pines)

-Memoria direccionable: 64 kbytes de instrucciones de programa } 16 extensiones de direcciones

64 kbytes de datos $2^{16} = 64 \text{ k}$

- 256 bytes de memoria interna RAM

- 8 kbytes de memoria interna ROM
- 2 entradas de interrupción
- 3 contadores de 16 bits
- Conexión serie integrada
- multiplicador cableada

El reloj

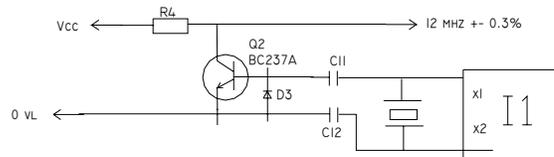


Figura 2.66 Diagrama del reloj base.

Este arreglo permite la obtención de una señal periódica de frecuencia perfectamente estable de 12 MHz basada en el cuarzo Q1. Este reloj controla el funcionamiento interno del microprocesador. Sirve también como base de tiempo para el arreglo del sistema.

El contador de 14 etapas y el circuito de inicialización

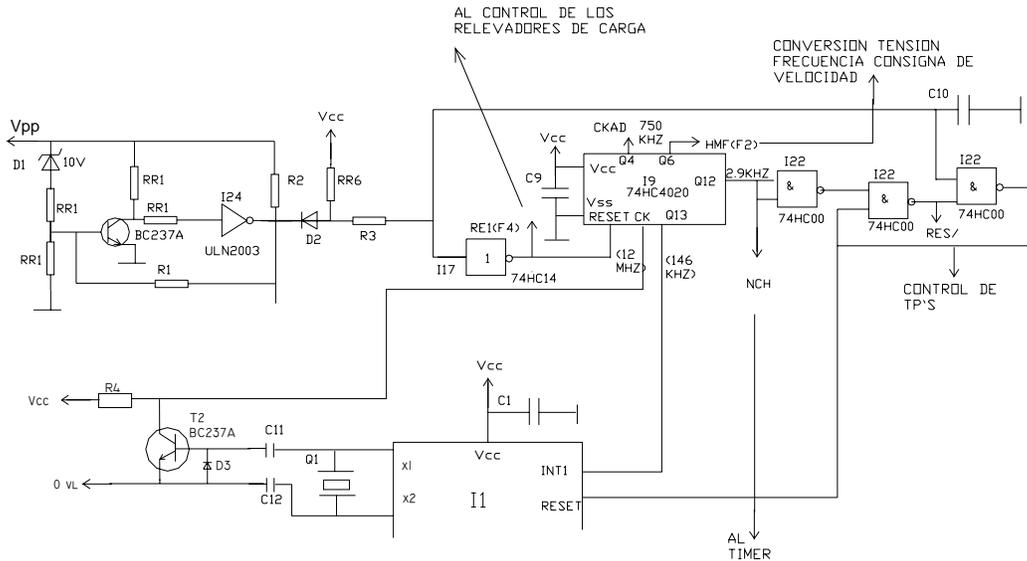


Figura 2.67 Circuito Contador.

El contador I9 libera las señales a frecuencias fijas, utilizadas para diferentes funciones de la carta de control.

La salida Q0 copia la entrada CK; Q1 la divide por 2¹, Q² por 2², etc....solo las salidas siguientes son utilizadas:

- Q4	:	f = 750	→	T	1.33 μs:	señal	CKAD
		Khz.		=			
- Q6	:	f = 187.5	→	T	5.33 μs:	señal	HMF
		Khz.		=			
- Q7	:	f = 94	→	T	10.66	señal	HAL
		Khz.		=	μs:		
- Q12	:	f = 2.9	→	T	341.3	señal	HCH
		Khz.		=	μs:		
- W13	:	f = 1.46	→	T	687 μs:	señal	INT1
		Khz.		=			

Cuando la autorización V_{pp} excede los 10V, el transistor T1 aparece en un nivel alto (SV) en la salida del inversor I24, permitiendo la carga de C10 por RR6 y R3 (constante de tiempo de 1.1 ms)

El reset de I9 regresa a 0 liberando el conteo de los impulsos del reloj.

La salida Q12 pasa a 1 alrededor de $342/2 \mu\text{s}$: provocando así la restauración a 0 de reset del microprocesador y autorizando el funcionamiento del mismo.

El programa de la memoria

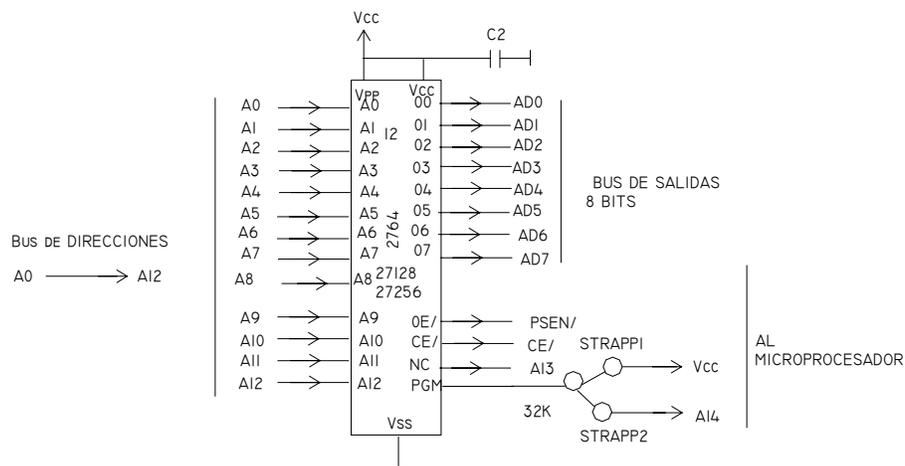


Figura 2.68 Estructura de la memoria PROM.

Características

- datos 8 bits
- tiempo de acceso: 250 ns

Está basado en una memoria PROM dentro de la cual reside el programa que permite el funcionamiento del variador.

Según la complejidad y en consecuencia el alcance de este programa, es posible colocar bajo el mismo soporte 28 lazos de memorias de diferentes capacidades. Tres soluciones son propuestas:



CAPÍTULO 2
DESCRIPCIÓN DEL VARIADOR



- un 2764 de 8 Kbytes direccionables sobre (A → A12
un 13 bits 0)
- un 27128 de 16 Kbytes direccionables sobre (A → A13
un 14 bits 0)
- un 27256 de 32 Kbytes direccionables sobre (A → A14 Utilizando la
un 15 bits 0) terminal PGM

De los 3 casos. La terminal \overline{CE} está conectado al compás de dirección 15 permitiendo seleccionar la memoria cuando ésta está a un nivel bajo.

A15 (CE)	A14 A0	
0	X X	} ????

La entrada \overline{PSEN} permite dar la orden de colocar sobre el bus de datos el contenido de la casilla seleccionada.

El demultiplexor del bus

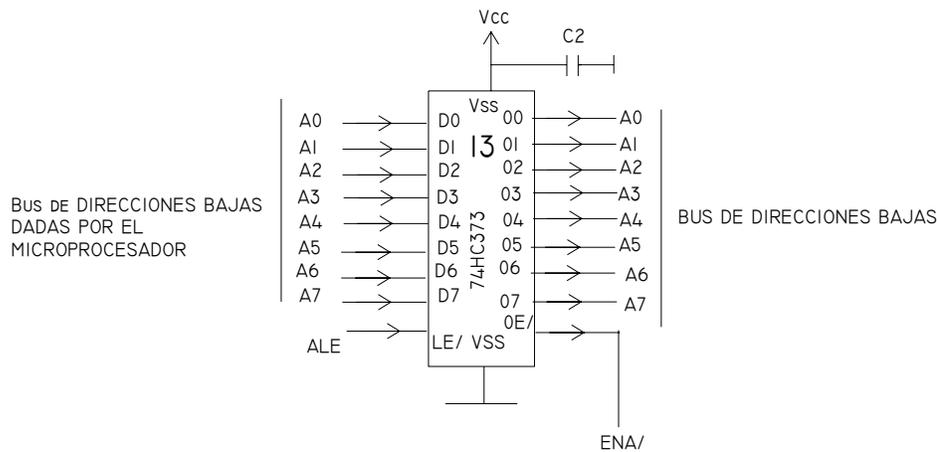


Figura 2.69 El demultiplexor del bus.

- a) A fin de reducir el número de patas del microprocesador, los 8 hilos de direcciones bajas ($AD_0 \rightarrow AD_7$) son entonces utilizadas para hacer transitar los datos. El demultiplexor de bus I3 permite hacer la separación entre las 2 informaciones. Se trata en realidad de 8 balances D latch.

El microprocesador envía la dirección que desea seleccionar ($AD_0 \rightarrow AD_7$ y $A_8 \rightarrow A_{15}$). Cuando está estable, la señal ALE pasa a 0, cerrando así la salida I3.

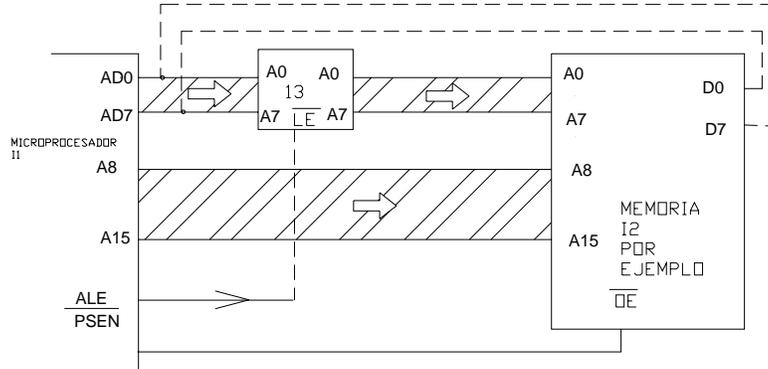


Figura 2.70 Proceso del multiplexor.

- b) La memoria I2 seleccionada en este ejemplo decodifica la señal (tiempo de acceso 250 ns).

El microprocesador provoca entonces el cambio a 0 de $\overline{\text{PSEN}}$ dando la orden a éste de colocar el contenido de la casilla seleccionada sobre el bus de datos.

El retorno a 1 de $\overline{\text{PSEN}}$ indica que el microprocesador tomó en cuenta el dato.

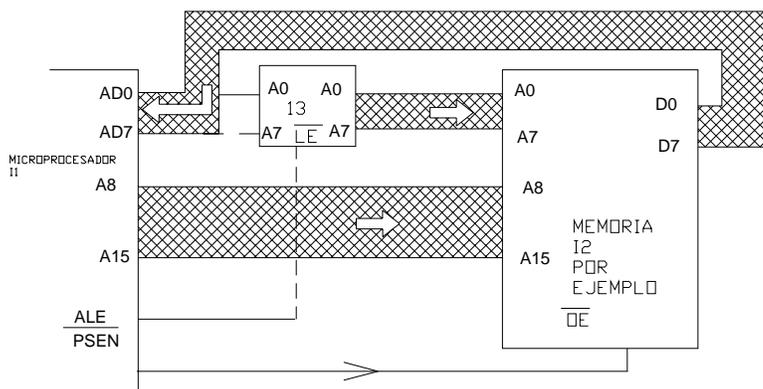


Figura 2.71 Proceso del multiplexor.

(La entrada \overline{ENA} de I3 permite colocar el circuito en alta impedancia sobre el nivel 1)

El decodificador de direcciones

En función de la configuración del bus de direcciones, este circuito permite seleccionar diferentes

opciones: computador, (CPT), convertidor analógico / digital (ADC), ETC.

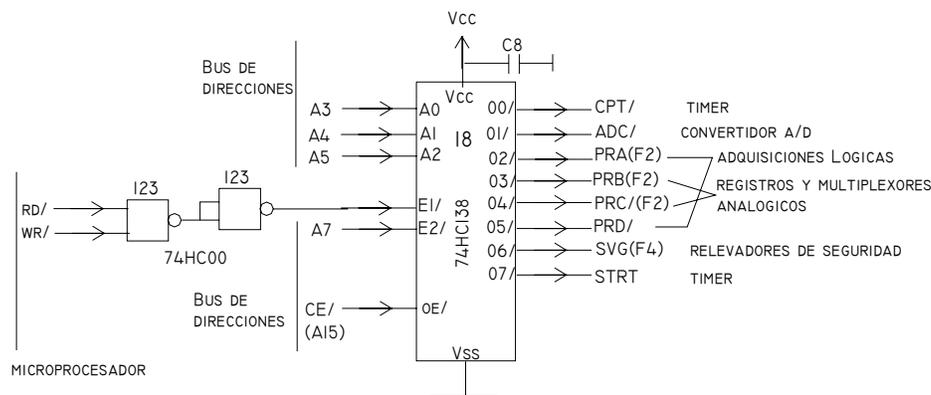


Figura 2.72 Proceso del decodificador.

Sus principales características son:

- 3 entradas : A0, A1, A2 $\longrightarrow 2^3 = 8$ Combinaciones posibles
- 8 salidas : De 00 $\longrightarrow 07$ 8 salidas: de 00 07
- 3 salidas de Validación: E1, E2, E3

Las entradas de validación están convenientemente configuradas ($A15 = 1$, $A7 = 0$, $RD = 0$ ó $WR = 0$, según se trate de una operación de lectura o escritura) los lazos de direcciones A3, A4, A5 seleccionan una de las salidas (00 \longrightarrow 07). Esta salida pasa entonces al nivel 0 mientras todas las otras se mantienen en 1.

SELECTION	A15	A14.....A8	A7	A6	A5	A4	A3	A2.....A0
ZONA DE MEMORIA EN EL PROGRAMA	0	X.....X	X	X	X	X	X	X.....X
CPT	1	X.....X	0	X	0	0	0	X.....X
ADC	1	X.....X	0	X	0	0	1	X.....X
PARA	1	X.....X	0	X	0	1	0	X.....X
PRB	1	X.....X	0	X	0	1	1	X.....X
PRC	1	X.....X	0	X	1	0	0	X.....X
PRD	1	X.....X	0	X	1	0	1	X.....X
SVG	1	X.....X	0	X	1	1	0	X.....X
STRT	1	X.....X	0	X	1	1	1	X.....X

Tabla 2.1 Plano de memoria.

Sobre esta tabla podemos constatar el plano de memoria que el circuito I8 (y todos sus circuitos que controla) no pueden ser seleccionados al mismo tiempo que la memoria programa.

El tiempo que paso a 0 de una salida es de 450 ns (tiempo de paso a 0 de RD o de WR).

El timer

El circuito I5 esta formado por 3 contadores / temporizadores programables por el microprocesador.

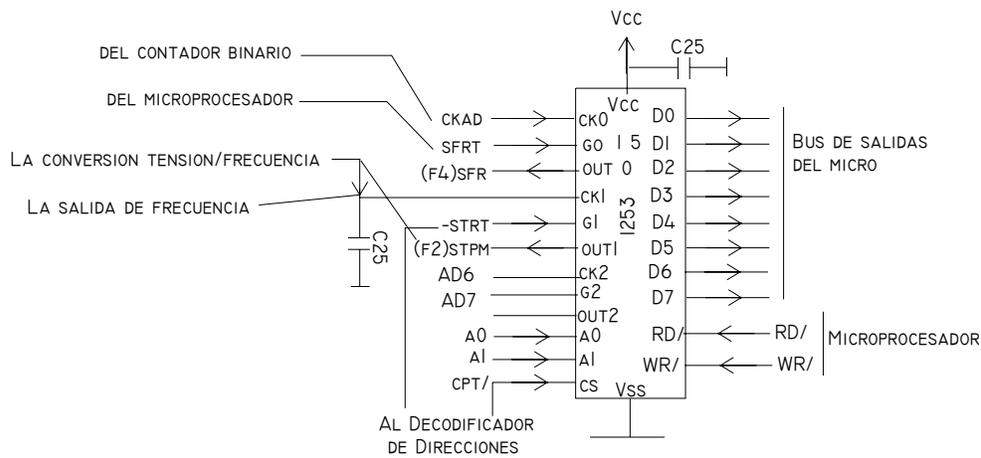


Figura 2.73 El Timer.

a) El contador 0:

Utilizando en monoestable, permite crear una señal SFR en conexión cíclica variable, de frecuencia y de valor promedio proporcional a la frecuencia estática del motor. Esta señal esta a la disposición del usuario.

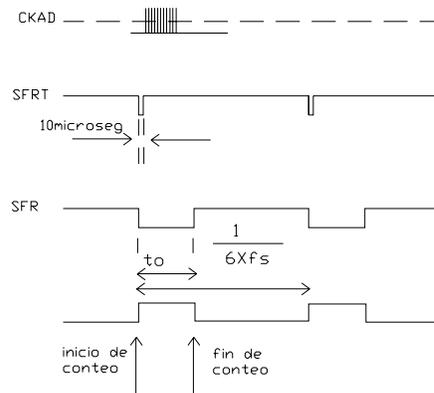


Figura 2.74 El contador 0.

Para corresponder a los tiempos de cuenta hacia atrás del valor 625 (cargado sobre el frente descendiente de SFRT) a el valor 0, controlado por el reloj (señal CKAD) a 750 kHz.

$$T_o = 625 \times \frac{1}{750000} = 833 \mu s$$

Valor promedio de $\overline{SFR} = t_o \times 6 \times f_s$ (proporcional a f_s).

b) El contador 1:

Utilizando en el contador, determina el número de impulsos de la señal HRF1 obtenidos del convertidor tensión / frecuencia.

Este número de impulsos es proporcional a una de las condiciones siguientes:

- Consigna de velocidad del motor
- Velocidad mínima PV
- Velocidad máxima GV
- Tensión y calibre VRF

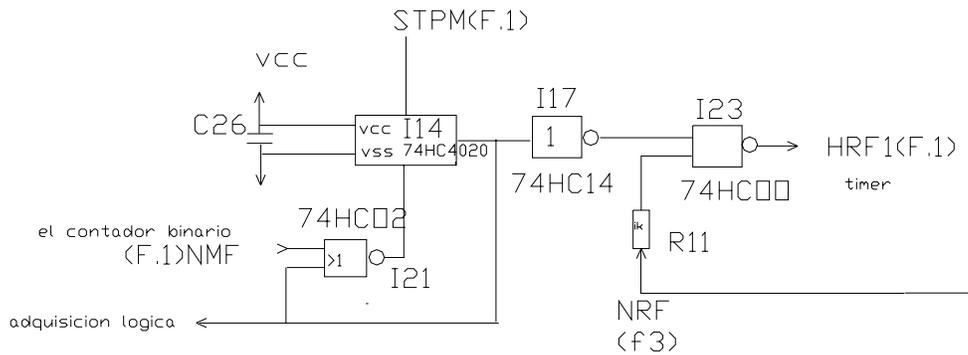


Figura 2.75 El contador 1.

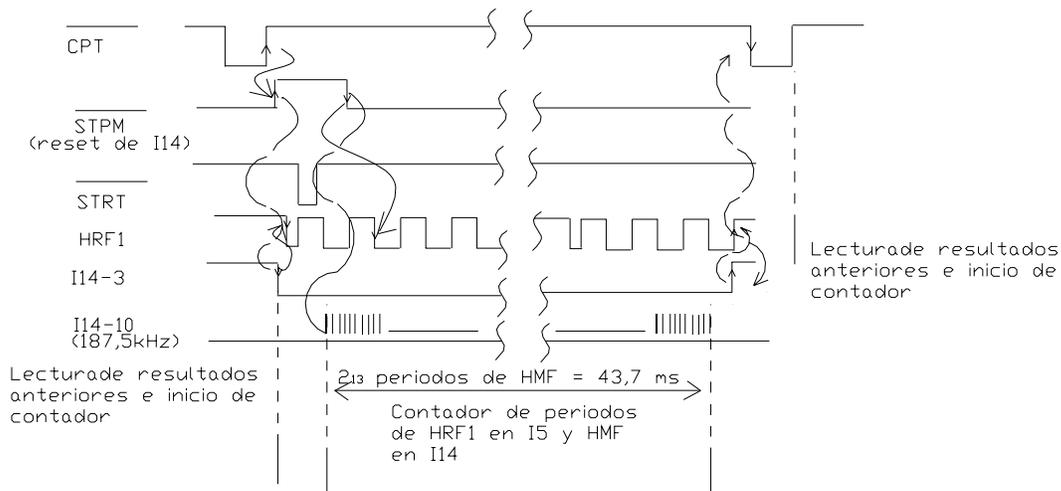


Figura 2.76 Proceso del contador 1.

c) El contador 2:

No se utiliza para esta aplicación.

La conexión serie y la salida DFB y la conexión de prueba.

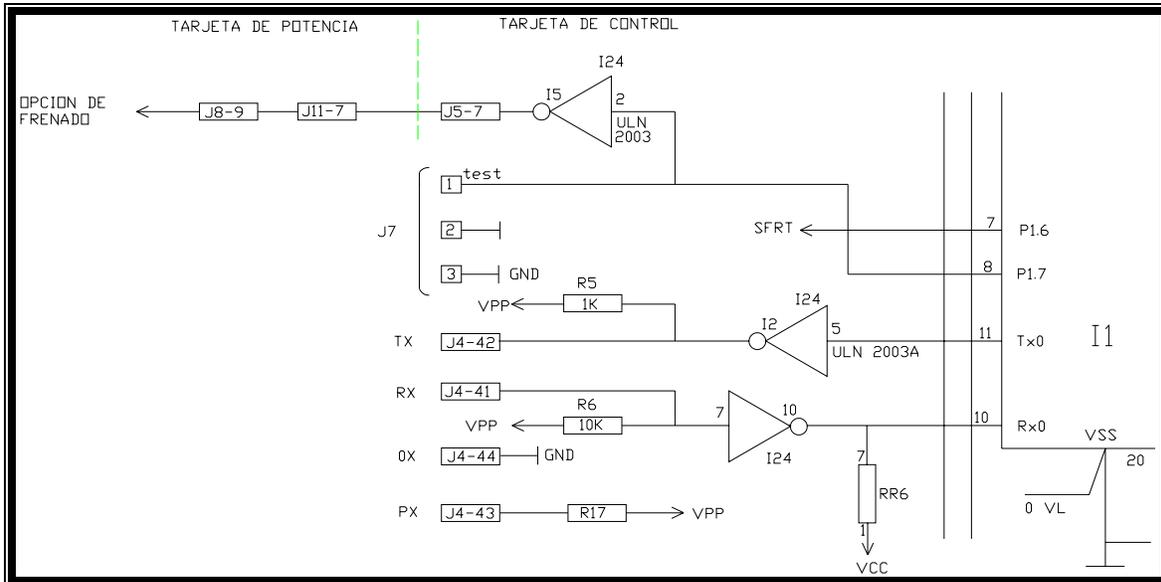


Figura 2.77 Configuración de la conexión en serie.

- El microprocesador 8032 dispone de una conexión serie integrada. Las salidas TX (transmisión) y RX (recepción) son conectadas a los bornes de la tarjeta por 2 inversores.

OX y Px forman los bornes de alimentación de la etapa de salida de la conexión opcional serie.

Los intercambios son controlados con el contador 2 del microprocesador.

Esta configuración permite al variador dialogar con un periférico (PLC) por conexión de tipo UNITELWAY por ejemplo.

- El borne DFB de salida lógica "Detección de bajas frecuencias" oscila \emptyset cuando la frecuencia del estator es inferior a 5 hz.
- Prueba: Control de fábrica.

Las salidas lógicas

El control de los transistores de potencia.

Los transistores de potencia son controlados por el microprocesador directamente a partir de sus puertas de salida P1.0 a P1.5.

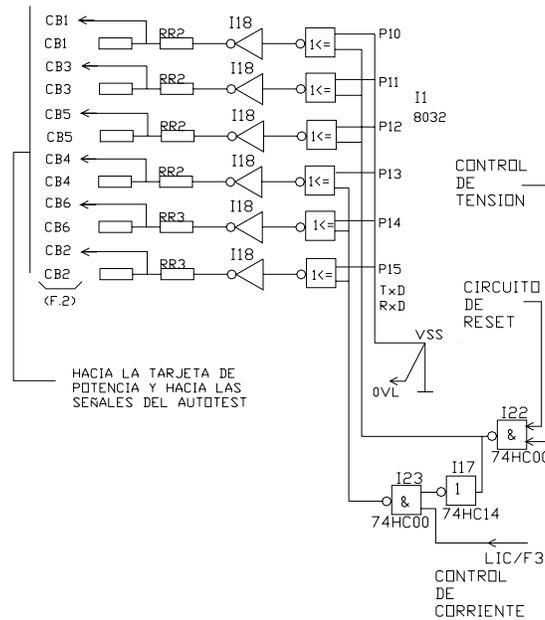


Figura 2.78 Salidas para el control de los transistores de potencia.

Los 6 transistores pueden estar cerrados si las señales $\overline{RES} = 0$ (señal reset, cuando la tensión

de alimentación de control es insuficiente) o $\overline{SRT} = 0$ (en caso de sobretensión o de baja tensión en los bornes de potencia).

Por otra parte el control de los 3 transistores TP2, TP4, TP6 puede estar bloqueado cuando la

señal $\overline{LIC} = 0$ (limitación de intensidad cresta).

La salida de visualización

El display permite el diálogo entre el usuario y el variador ATV45.

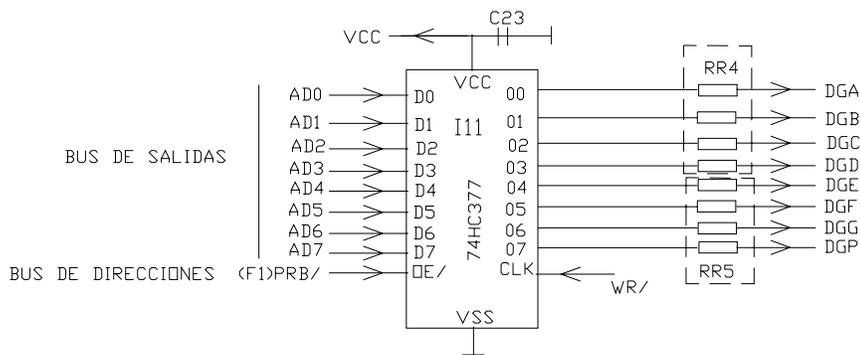


Figura 2.79 Control del display a través del Circuito Integrado I11.

El circuito I11 mostrado en la figura 2.79, está formado por 8 biestables (flip-flop D0 al D7) desconectados sobre el frente ascendente de la señal WR. Cuando no puede ser seleccionado PRB = 1, las salidas 00 → 07 son bloqueadas a los niveles anteriores.

Por el contrario, si PRB = 0, las salidas toman el valor de las entradas al frente ascendente de \overline{WR} .

Selección de pantallas AF1 Y AF2

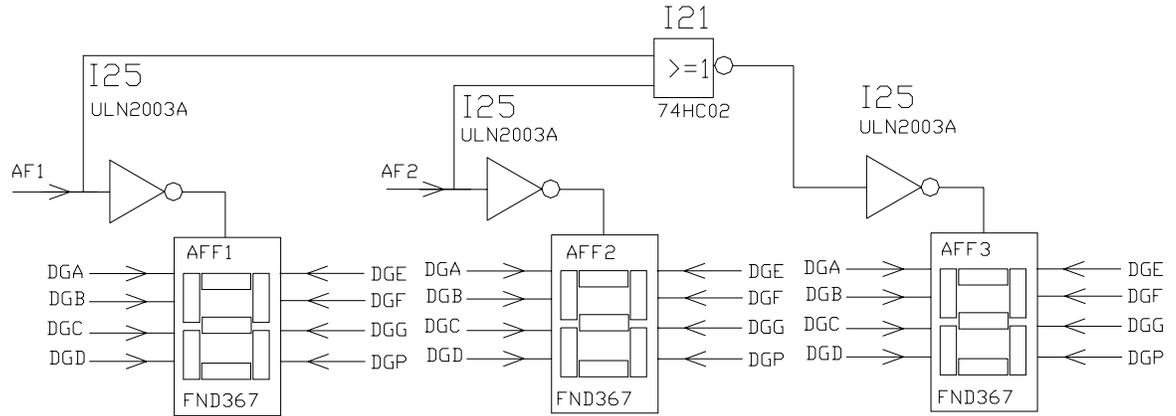


Figura 2.80 Configuración de los 3 display.

Observemos que los segmentos homólogos de los 3 display están en paralelo.

Las señales AF1 y AF2 en la figura 2.84 permiten seleccionar el display a funcionar.

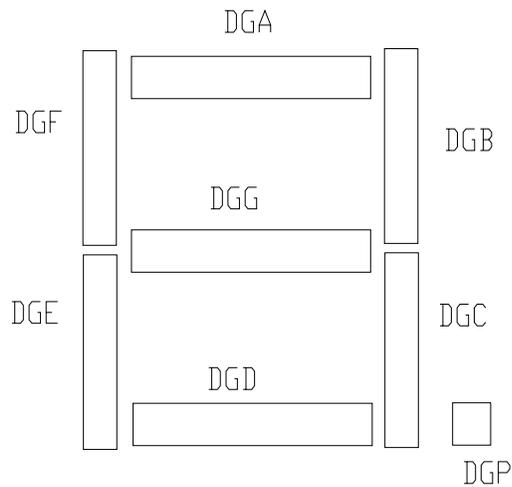


Figura 2.81 Configuración del display.

Ejemplo:

→	- AF1 = 1, AF2 = 0 :	El display AFF1 funciona siguiendo el dato DGA DGP.
→	- AF1 = 0, AF2 = 1 :	Esta vez el display AFF2 funciona afectado por el dato DGA → DGP. Probablemente diferente de AFF1 (diferente display).
	- AF1 = 0, AF2 = 0 :	Funciona AFF3.

Tabla 2.2 Ejemplo con los displays.

Si se corre tal ciclo de funcionamiento suficientemente rápido, los displays van funcionando realmente unos en consecuencia de los otros, pero el usuario tiene la ilusión que el funcionamiento es el mismo tiempo. Este funcionamiento es gracias al "multiplicador de displays".

La selección de los multiplicadores analógicos y de displays

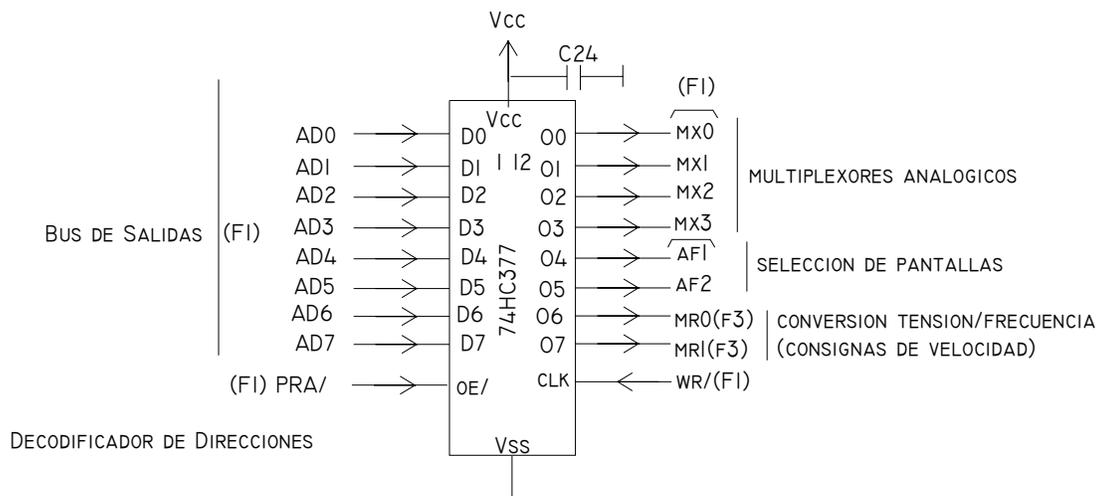


Figura 2.82 Decodificador de direcciones.

Esta salida lógica permite controlar otros registros de la tarjeta de control (multiplexores analógicos, selección de displays, etc...). Su funcionamiento es igual al del circuito I11 de la fig. 283.

El control del relevador de carga

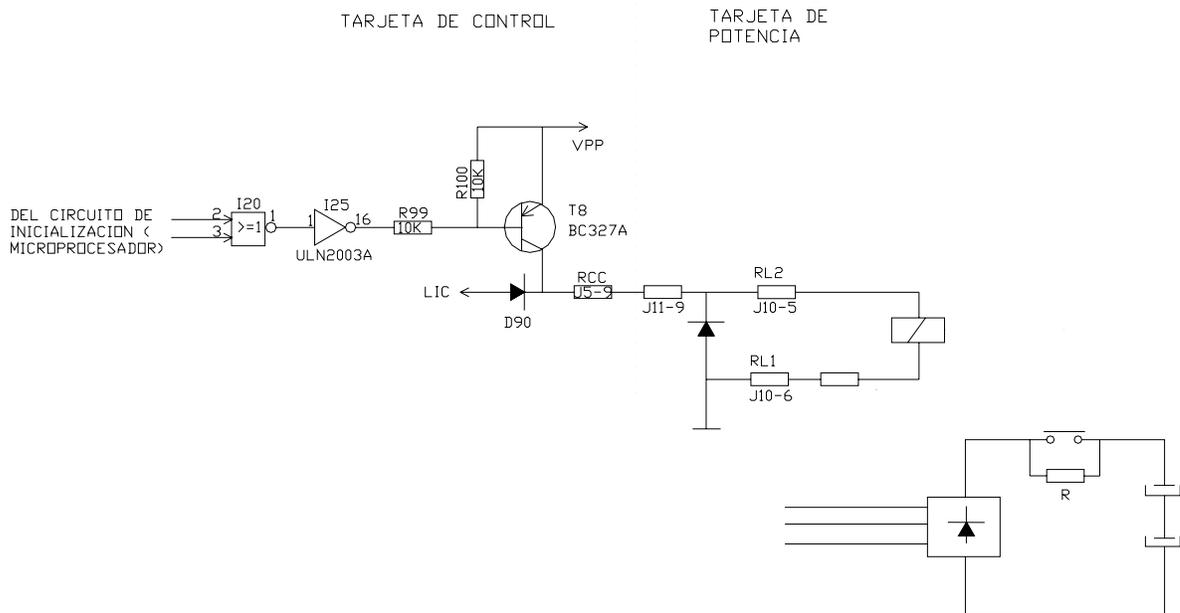


Figura 2.83 Control de precarga.

El control de los relevadores de carga es valido:

- Cuando la tensión de alimentación VVP es suficiente (\longrightarrow señal $\overline{\text{REI}} = 0$);

- Por el microprocesador (señal $\overline{\text{RCC1}} = 0$); en la puesta sobre tensión, el microprocesador controla la medición de la tensión de los capacitores de potencia. Cuando la tensión alcanza un valor normal y que su derivada es nula (varias medidas sucesivas iguales), los capacitores son considerados como cargas y autorizan el control de relay, corto circuito así la resistencia R de limitación de corriente de carga.

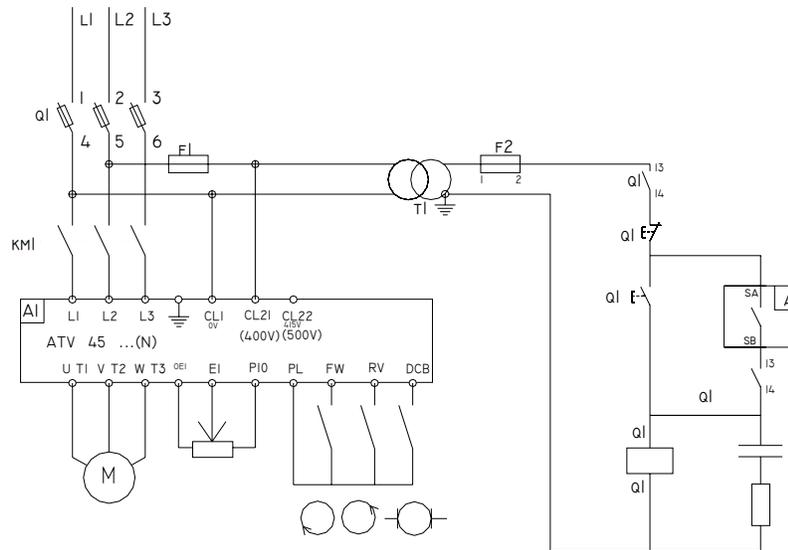


Figura 2.85 Diagrama de albrado de un ATV45.

La salida de frecuencia

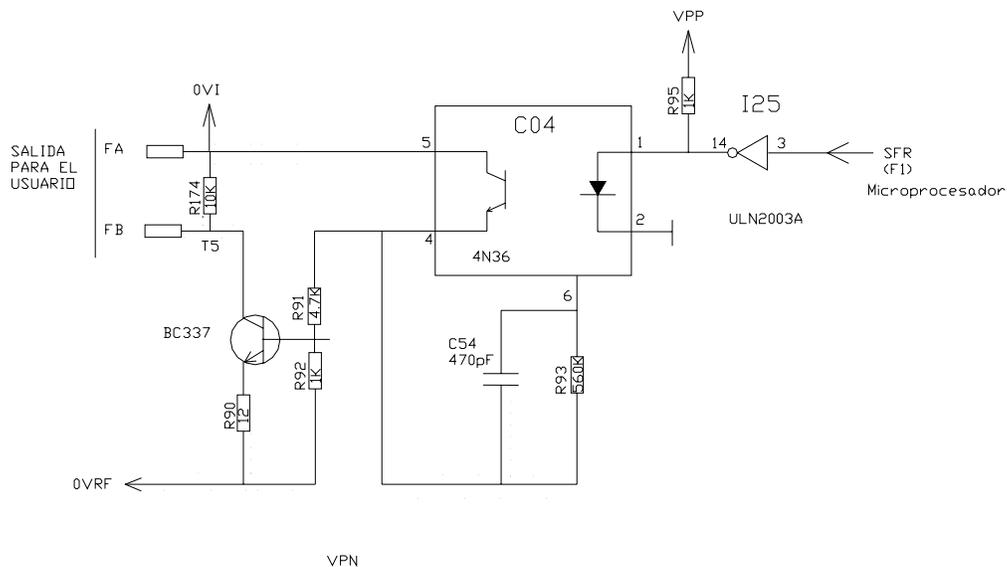


Figura 2.86 La salida de frecuencia.

Esta información permite al usuario controlar la frecuencia estática de su motor. La señal SFR tiene una frecuencia igual a seis veces la frecuencia proporcionada al motor y una relación cíclica variable. La tensión es la misma entre los bornes FA y FB.

La salida de frecuencia esta aislada galvanicamente gracias al opto acoplador (sin riesgo de falla a tierra).

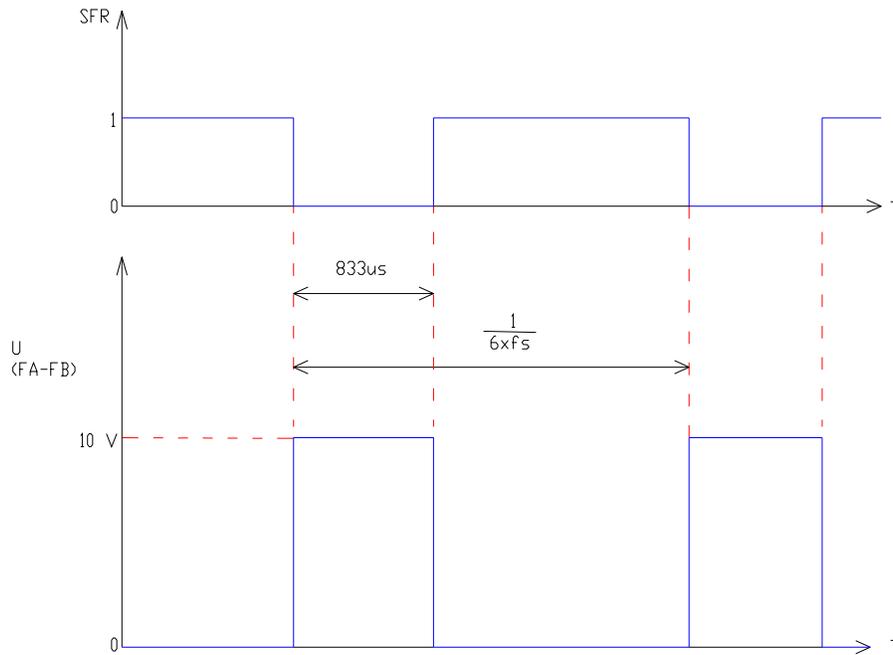


Figura 2.87 Valor promedio de la tensión

2.7.4 El control de la carga

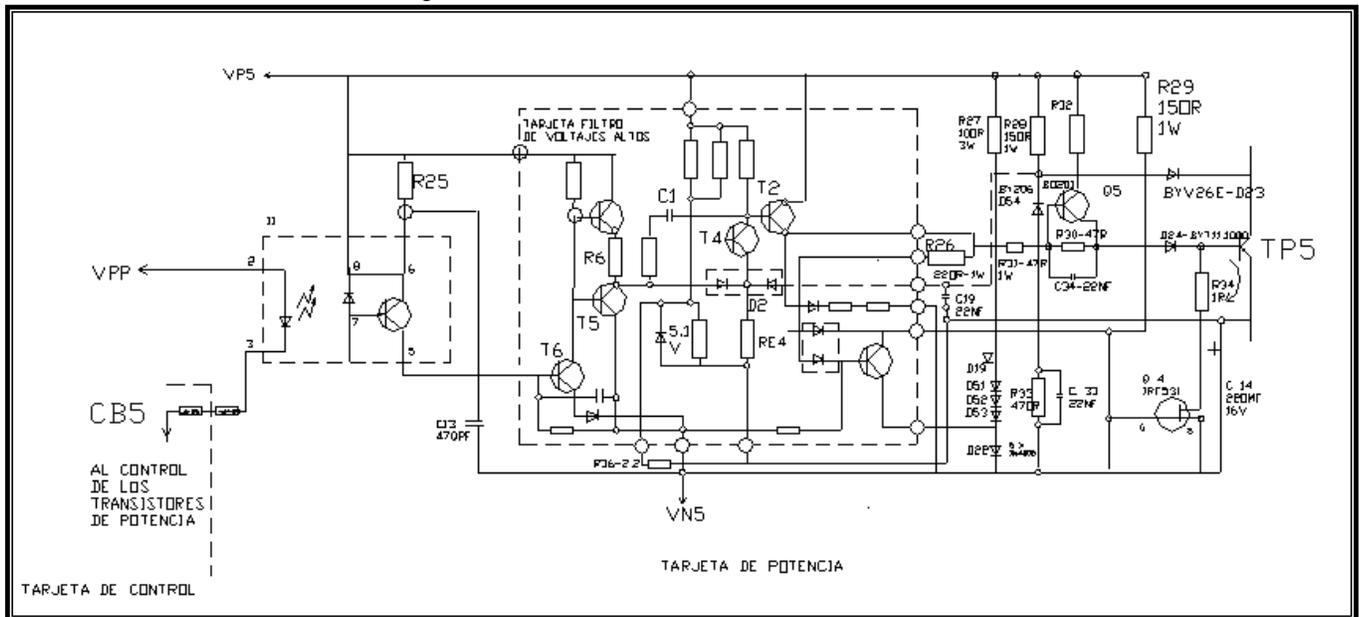
El control de los voltajes altos

Observación: Los 3 voltajes altos son rigurosamente idénticos.

La fase de cebadura (disparo de control de los transistores)

La orden de control (CB5 = 0) en la figura 2.92 produce la conducción del opto acoplador I1, de los transistores T6 y T5 y por medio de R6 y de C1 la conducción de T2 (por lo menos durante la carga de C1, siendo alrededor de 20 μ s). Este produce la conducción de Q5 y T7, Q5 inyecta la corriente de base de TP5 y T7 manteniendo el transistor MOSQ4 (de polarización inversa a TP5) bloqueado.

Figura 2.88 Proceso de la fase de cebadura



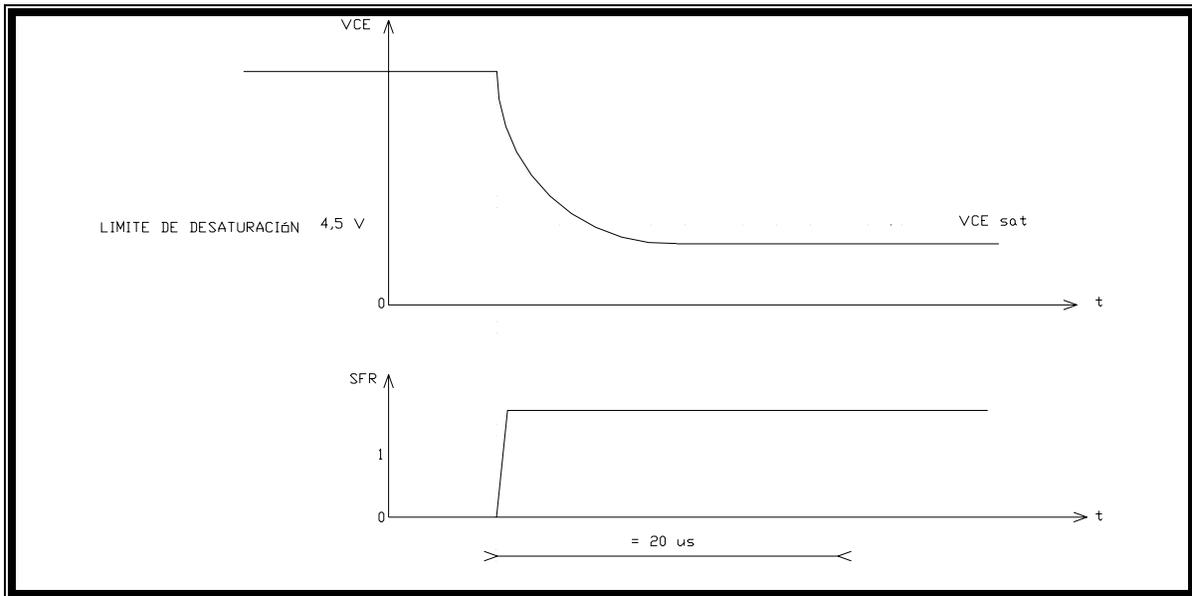


Figura 2.89 Secuencia del optoacoplador I1

Durante esta etapa de carga de C1, la conducción de T2 es mantenida por lo tanto TP5 esta ocupado. Mientras que la versión VCE de TP5 sigue siendo importante, el diodo D23 sigue bloqueado y el potencial del emisor de T4 (circuito R28, D2, RE4), es superior a su potencial de base impuesto por el diodo zener 5.1 V. T4 esta bloqueado.

La fase de conducción

El transistor de potencia TP5 se satura. D23 conduce. El potencial del emisor de T4 cae entrando en conducción, este mantiene a T2 y la corriente de base de TP5. El diodo D2 se bloquea. El circuito de anti-saturación formado por los diodos D54, D23 Permite mantener una tensión VCE de TP5 constante y del orden de 2.5 V que es la corriente del colector (ver imagen siguiente)

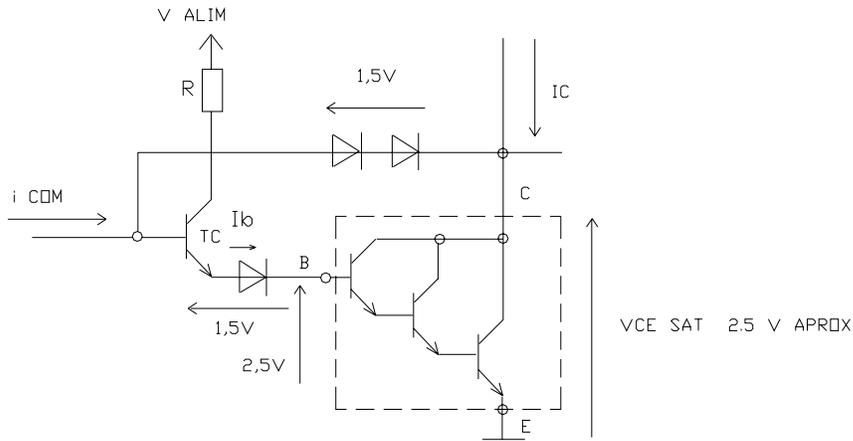


Figura 2.90 La fase de conducción

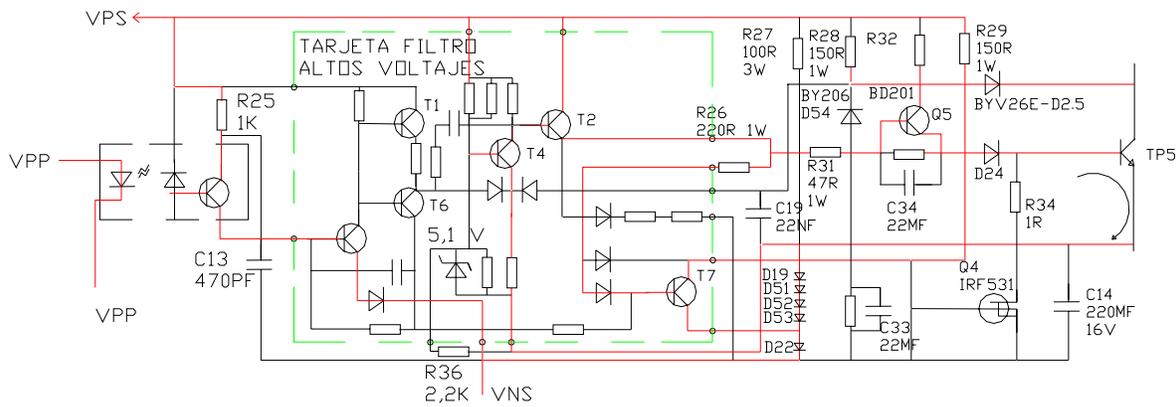
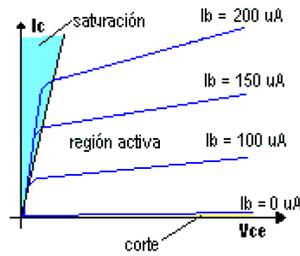


Figura 2.91 La fase de conducción total

La protección contra la desaturación

En caso de sobrecorriente, la tensión VCE del transistor de potencia TP5 aumenta, cuando alcanza aproximadamente 4,5 V, la tensión sobre el emisor de T4 alcanza también 4,5V (ver figura 2.96) y éste se bloquea ya que el potencial sobre su base es fijado sobre 5,1 V por DZ1. La conducción de T2 pues es interrumpida, así como las de Q5 y T7.

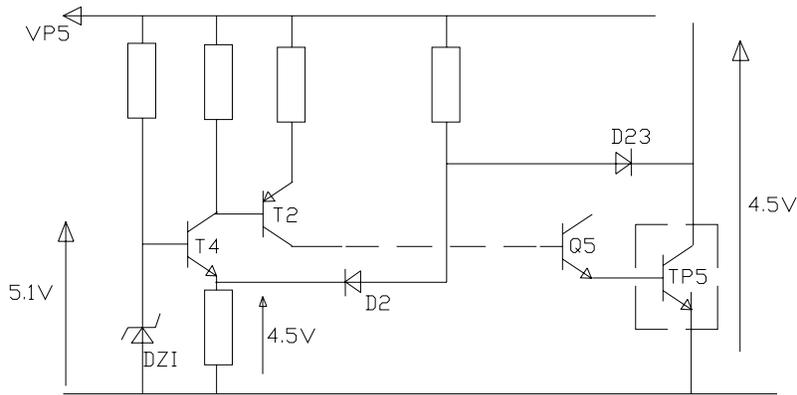


Figura 2.92 La protección contra la desaturación

Q5 no envía más corrido de base a TP5. T7 permanece bloqueado, Q4 conduce y bloquea el transistor de potencia (fuerza) TP5 (impulso de corriente de base negativa limitado por R34 á aproximadamente - 3A)

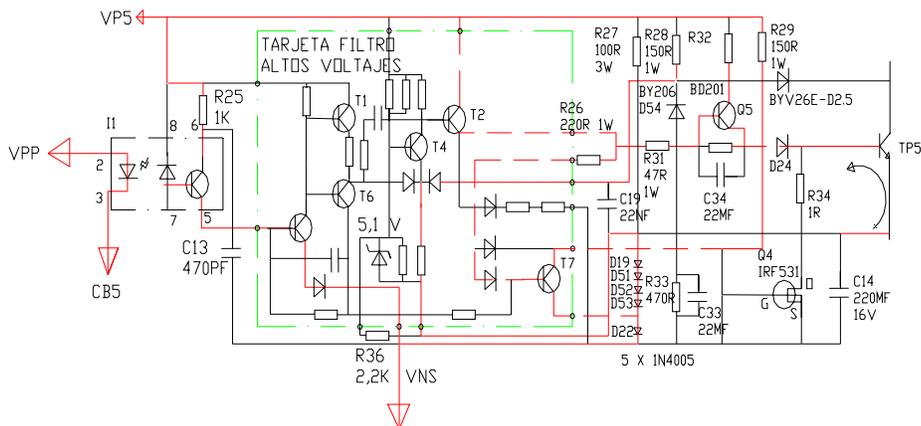


Figura 2.93 La protección Total contra la desaturación

La señalización de la desaturación

La orden de control de un transistor ($CB5 = 0$) ocasiona la conducción simultanea del optoacoplador I1 y del transistor Q3. En conducción normal (transistor de potencia al limite de la saturación), el optoacoplador I2 conduce y Q2 esta bloqueado.

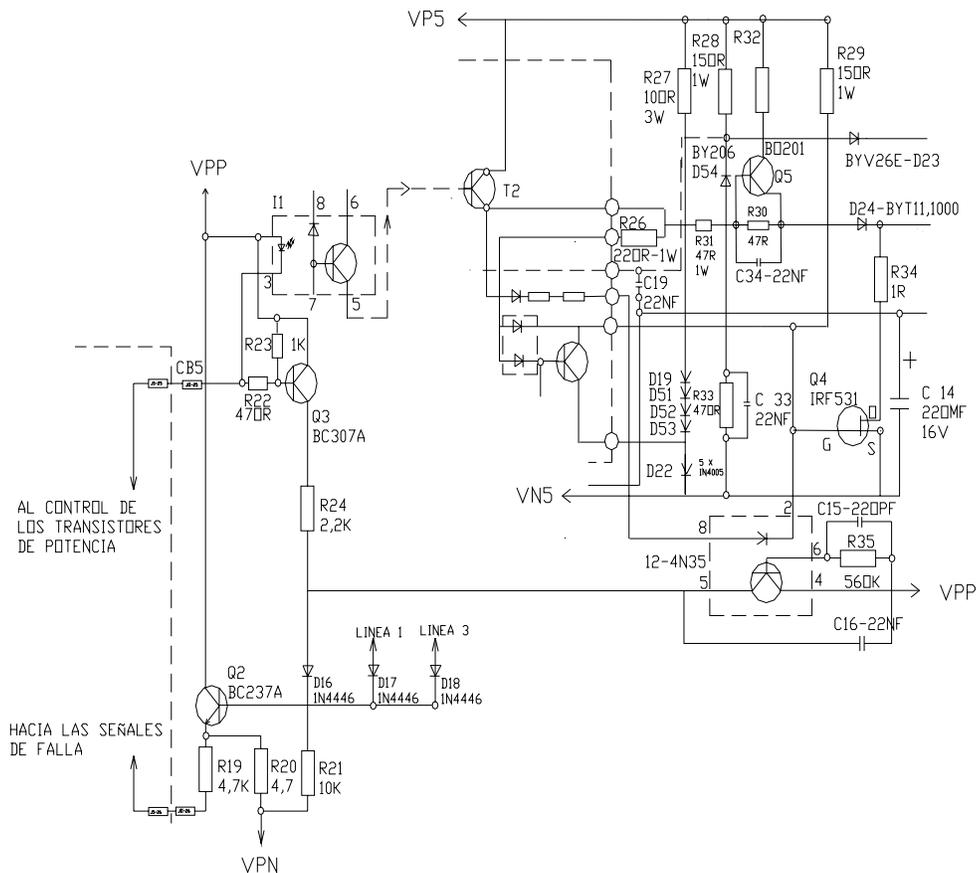


Figura 2.94 La señalización de la desaturación en conducción normal

En caso de bloqueo por desaturación, el transistor T2 se cierra así como I2. En cambio, la orden de mando ($CB5=0$) se mantiene, Q3 conduce, lo que ocasiona la conducción de D16 y Q2 y la transmisión de una señal de falla ($DCT=1$) a la tarjeta de control. El microprocesador ya informado bloquea todos los controles.

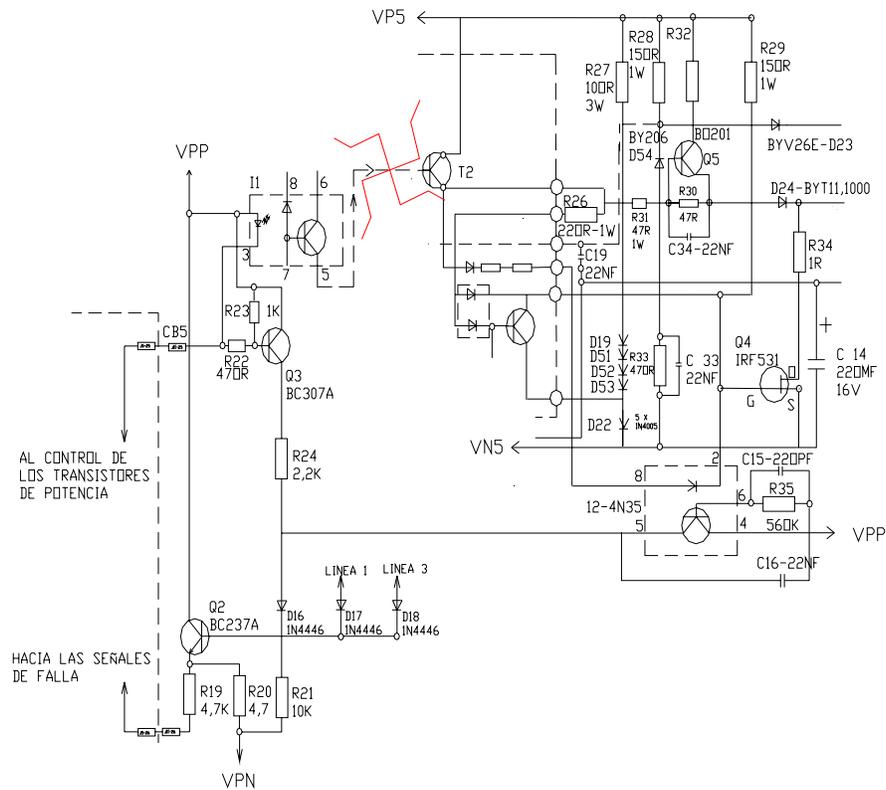


Figura 2.95 Bloqueo por desaturación

Si la orden de control del transistor de potencia es dada mientras que una falla exista (cortocircuito entre fase y tierra por ejemplo), hay que esperar 20 μ s para que este defecto sea detectado y señalado al microprocesador. En efecto, como vimos en la fase de cebadura que la conducción de T2 (y pues la inyección de corriente de base de TP5) es mantenida durante este lapso del tiempo necesario á la saturación del transistor de potencia en un caso normal. Transcurridos los 20 μ s, T2 se bloquea (TP5 que no fue saturado, T4 no puede conducir), así como I2. El microprocesador es informado sobre la falla por la señal DCT.

La fase de bloqueo

El optoacoplador es bloqueado, T6 de igual manera. T1 conduce y bloquea a T4, T2, Q5 y T7. Q4 conduce y polariza la unión base emisor de TP5 en inversa.

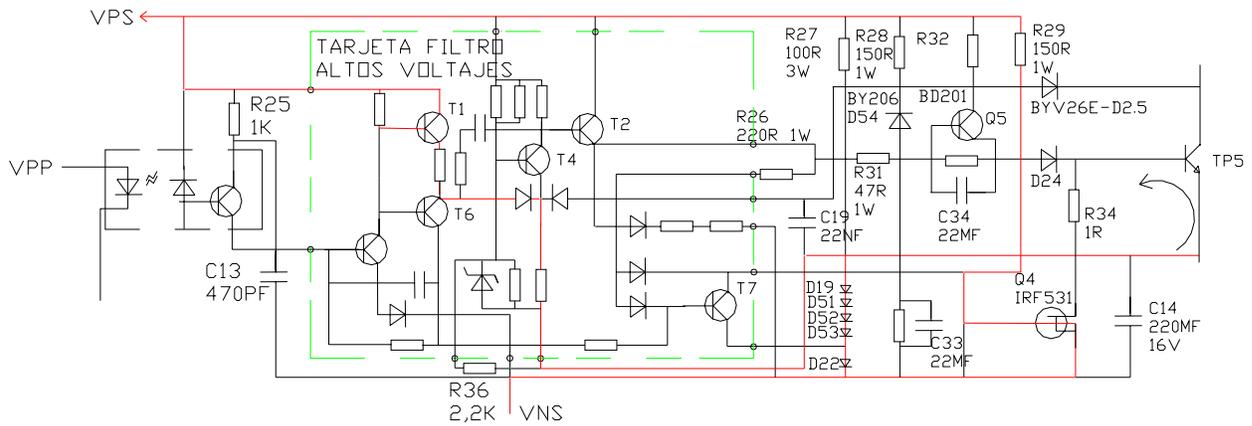


Figura 2.96 La fase de bloqueo

La protección contra sobrecorriente

Las sobrecorrientes son detectadas gracias a un shunt en la corta de medición. Cuando la tensión RI2-IP pasa alrededor de 0.6 V, T10 conduce y acciona el cambio T11-T12. T12 bloquea al transistor de potencia TP2 por ejemplo y bloquea a T3. Esto provoca la conducción de Q7 y polariza la unión de TP2 en inversa. T11 transmite la información ICC a la carta de control, esta bloquea instantáneamente el control de todos los transistores de potencia.

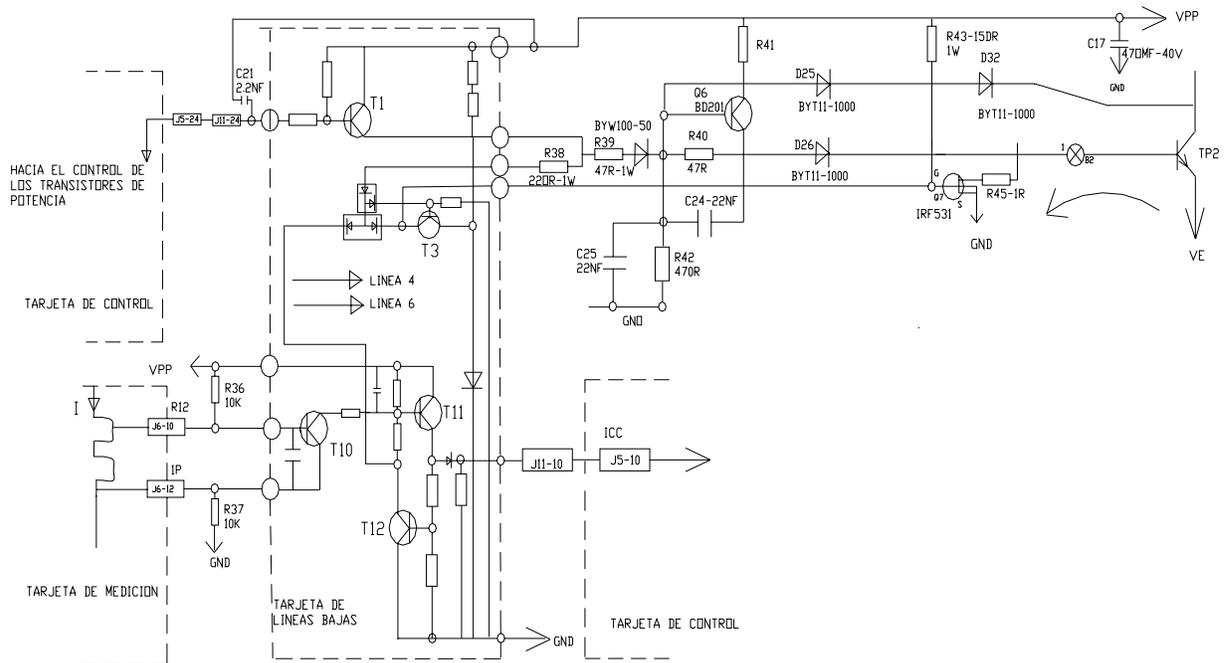


Figura 2.98 La protección contra sobre corriente

La etapa de bloqueo

El transistor T1 esta bloqueado. Solo Q7 conduce y polariza la unión base-emisor de TP2 en inverso.

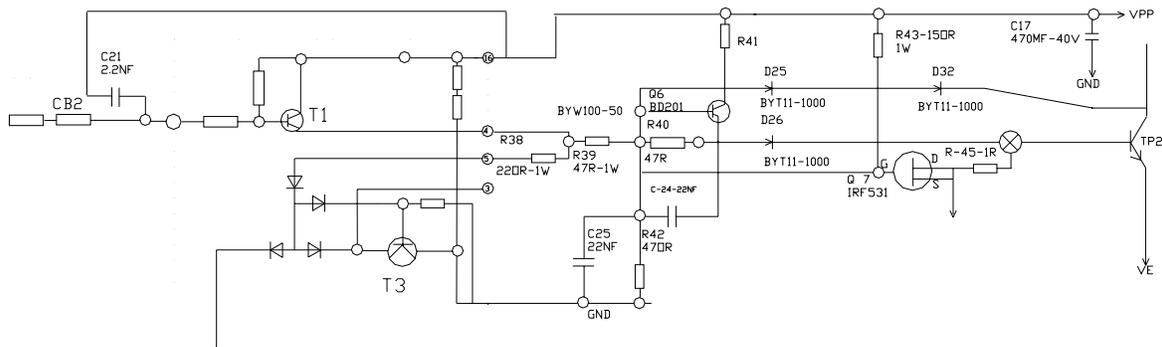


Figura 2.99 La etapa de bloqueo

CAPÍTULO 3. ORGANIZACIÓN DEL PROGRAMA.

3.1 Introducción

El programa interno de funcionamiento (firmware) del altivar esta completamente escrito en lenguaje computadora. Ocupa alrededor de 16 kilo bytes de memoria PROM. Debido a que es imposible para el usuario el acceder a modificarlo y además no es necesario modificarlo ya que este programa es el algoritmo propio de funcionamiento del variador únicamente se explicará a grandes rasgos el cómo esta organizado y en que momento entra en funcionamiento cada una de las etapas de este programa.

El estudio de este capítulo permite aprender el funcionamiento global y ver como son utilizadas o generadas las diferentes señales o sus elementos los cuales fueron descritos en los capítulos anteriores.

Es conveniente recalcar que este capítulo sólo muestra la secuencia del programa interno del variador y ni siquiera existe un enlace físico que nos permita el acceso al mismo.

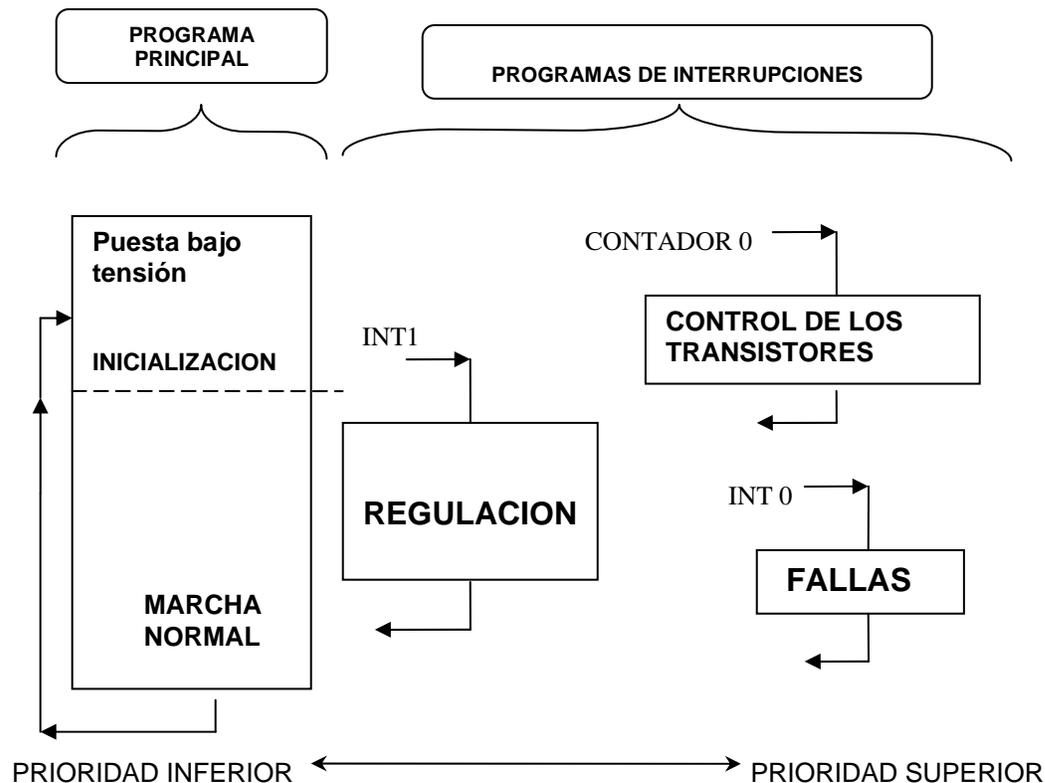


Figura 3.1 Estructura general del programa



3.2 Estructura general del programa

El programa del microprocesador es una serie de instrucciones o de grupos de instrucciones ejecutadas secuencialmente. Está organizado de la manera mostrada en la Fig 3.1 y cada una de las dos divisiones principales se divide en subpartes específicas como se muestra a continuación:

El “programa principal” comprende dos partes:

- ❖ Inicialización: Serie de instrucciones ejecutadas una sola vez a cada puesta bajo tensión.
- ❖ Marcha normal: Serie de instrucciones no prioritarias ejecutadas cíclicamente como consecuencia de toda la marcha del producto.

El programa principal puede ser interrumpido para ejecutar otras instrucciones más importantes o para otros procesos diferentes.

El “programa de interrupciones” de forma similar se divide en:

- ❖ Verificación / Supervisión de la entrada INT1:

Esta interrupción posee el nivel de prioridad menos elevado, es activada periódicamente (cada $687\mu\text{s}$) y controla las instrucciones que deben ser ejecutadas a los intervalos de tiempo fijos (mediciones analógicas, temporizaciones, regulador de frecuencia y tensión con ganancia integral...)

- ❖ Fin del conteo del contador interno cero:

Esta interrupción posee el nivel de prioridad más elevado. Las instrucciones ejecutadas son las que provocan el control de los transistores de potencia.

- ❖ Verificación / supervisión de la entrada INT0:

Esta interrupción posee igualmente el nivel de prioridad más elevado. Este es activado en caso de falla (baja tensión, sobre tensión, desaturación de alto voltaje) y provoca el bloqueo de los transistores de potencia y el despliegue de falla.

Si una interrupción es generada durante el tratamiento de una interrupción de alguna falla de la misma prioridad, esta es tomada en cuenta hasta que se libere la primer falla.

3.3 El programa principal

1) Fase de inicialización:

Las principales instrucciones ejecutadas durante la primera de dos partes que integran el programa principal son las siguientes:

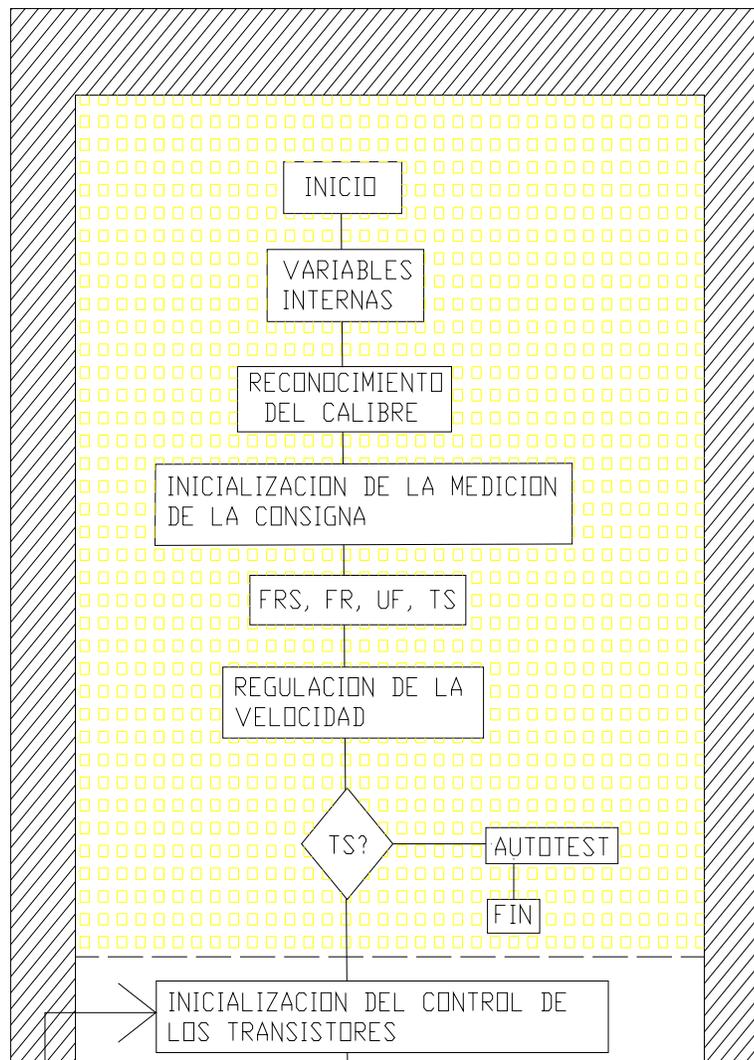


Figura 3.2 El programa principal



CAPÍTULO 3 ORGANIZACIÓN DEL PROGRAMA



- Inicialización de las variables internas, en particular el regreso a cero del contenido de la memoria actual, la configuración de los contadores internos, la afectación de las prioridades de las interrupciones, etc...
- Reconocimiento del calibre del variador y la determinación de diferentes parámetros de regulación dependiendo de este calibre:

El reconocimiento del calibre es realizado midiendo las tensiones presentes en los bornes RC1 y RC2 de la tarjeta de control. Estas tensiones son fijadas por dos resistencias colocadas en la tarjeta de medición y pueden tomar varios valores posibles. Cada combinación de estos valores es característica de un calibre del producto.

- Inicio del proceso de medición de la consigna.
- Ajuste de la posición de diferentes parámetros de adaptación: FRS (50 ó 60 Hz), FR (norm ó 110-132 Hz), UF (Motor Y ó Δ) TS (Off ó On) debido a la lectura del estado de las entradas lógicas correspondientes.
- Ajuste de la presencia o No del deslizamiento ó de regulación de velocidad.
- Proceso de Autotest si el jumper T5 está en posición On (Al final de este proceso el programa es suspendido).

2) Fase de marcha normal:

Las instrucciones ejecutadas durante la segunda de las partes en que se divide el programa principal son:

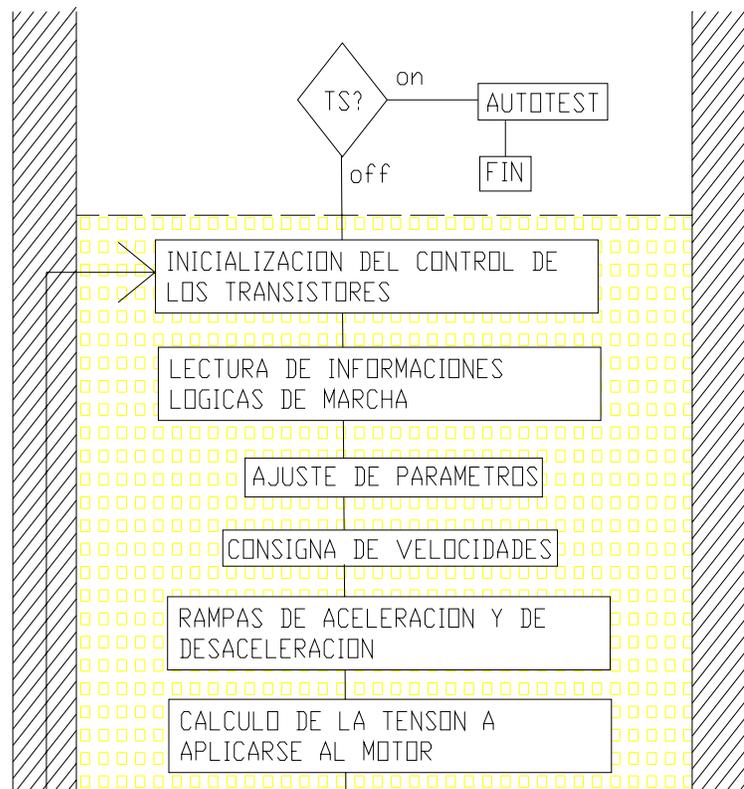


Figura 3.3 Marcha normal

- Efectuadas una sola vez a la puesta en tensión y en cada arranque del motor: inicialización del control de los transistores (por un arranque sistemático bajo una configuración dada de los transistores conductores una vez por periodo).
- Lectura de las informaciones lógicas externas (Marcha adelante, atrás, frenado en DC) en el borne I10.
- Si el relé de carga está abierto (potencia fuera de tensión) medición de los defasamientos de las mediciones analógicas de corriente.
- Asignación de los controles PV, GV, y de la consigna de frecuencia (la consigna de frecuencia es calculada en función de los umbrales

de pequeña y gran velocidad LSP y HSP establecidos por potenciómetros y de la señal de consigna. Estos datos son obtenidos de forma numérica por el sistema descrito en “las consignas de velocidad”.

- Cálculo de rampas de aceleración y desaceleración: el valor de la frecuencia del motor se incrementa a intervalos fijos cada 15 ms. El cálculo consiste en hacer un determinado incremento añadido al valor de la frecuencia para que ésta evolucione siguiendo la rampa establecida por los potenciómetros ACC y DEC.
- Cálculo de la ley tensión/frecuencia y de las correcciones de la tensión:

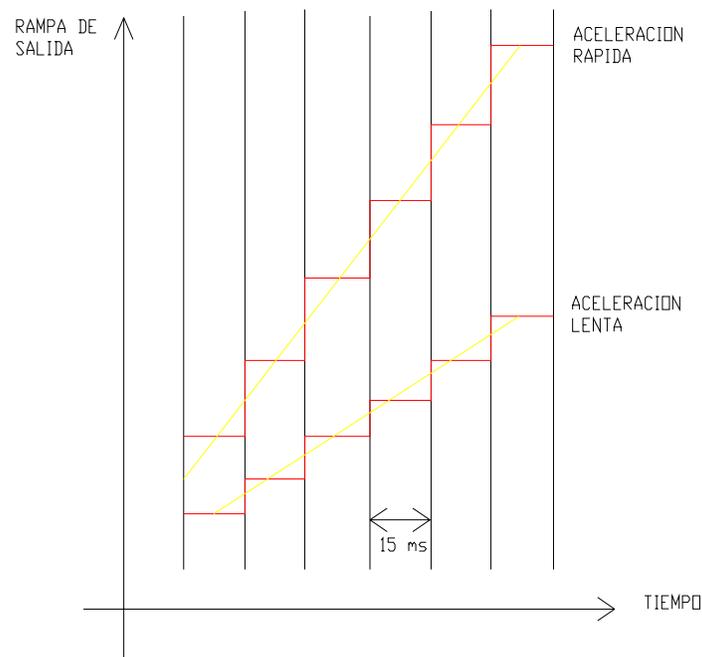


Figura 3.4 Cálculo de las rampas de aceleración y desaceleración.

- Estimación de la resistencia estator-motor en función del calibre del motor, del ajuste de la corriente nominal del motor, de la corriente nominal del motor (potenciómetro ITH), del estado térmico del motor (variable THR) del ajuste de la ley tensión frecuencia (potenciómetro UFR)

- Cálculo de la tensión motor de base (sin compensación) en función del ajuste UFR (ley nominal ó cuadrática) de la gama de frecuencia elegida (jumpers UF, FRS) y de la frecuencia estator-motor calculada por el regulador INT1.
- Cálculo del término de compensación de tensión, función de la resistencia estator-motor antes y de las señales de corriente IT y ID permitiendo evaluar el defasaje tensión-corriente.
- Cálculo de la consigna de tensión motor, suma algebraica de 2 términos calculados anteriormente.

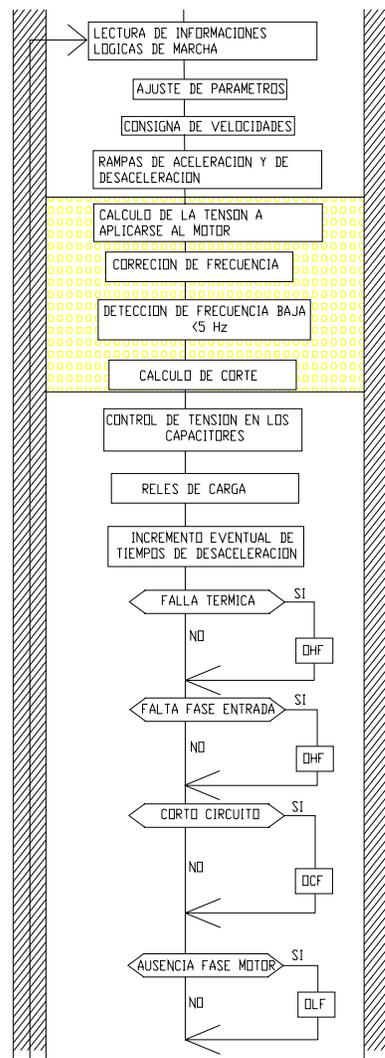


Figura 3.5 Cálculo de la ley tensión / frecuencia

- Determinación del termino de corrección de frecuencia: Cálculo de la compensación de deslizamiento (en función de las corrientes IT y ID) ó regulación de velocidad (en función de la señal del dínamo tacométrico ERV).
- Detección de la frecuencia base: puesta a 1 de una salida del microprocesador si la frecuencia del motor es inferior a 5 Hz.
- Cálculo de la modulación del ancho de pulsos en función de la frecuencia y la tensión a aplicarse al motor calculado por los reguladores.
 - Cálculo de la duración de los ángulos fundamentales (2, 5, 8 y 11 grados, recorte de base).
 - Cálculo de la duración y del número de impulsos de conducción y de bloqueo para la modulación de la tensión.

Para cada ángulo fundamental, se calcula la duración efectiva de conducción para obtener la tensión deseada en los bornes del motor (suministrada por el regulador de tensión). Los periodos de conducción y de bloqueo son repartidos en el interior del ángulo fundamental de manera tal que los impulsos más cortos (conducción y bloqueo) tienen una duración de 6 μ s aproximadamente y también siempre un número entero de periodos.

El procesador genera entonces una tabla llamada “tabla de cálculo” que determina la secuencia de control de los transistores en un periodo completo. Mientras esta tabla es completamente terminada toma el lugar de la “tabla de trabajo” utilizada para el control de los transistores de la interrupción prioritaria “control de los transistores”. El microprocesador reconstruye entonces una nueva “tabla de cálculo” tomando en cuenta los nuevos datos de tensión y frecuencia enviados por los reguladores y así sucesivamente.

- Control de la tensión de los capacitores: siguiendo el valor de ellos mismos las fallas siguientes son expresadas:
 - Tensión inferior a los 480V después del balanceo del comparador de baja tensión (accionamiento) falla baja tensión USF.

- Tensión superior a los 660V del motor una suspensión después del equilibrio del comparador de sobre tensión (accionamiento) falla de sobre tensión OSF.

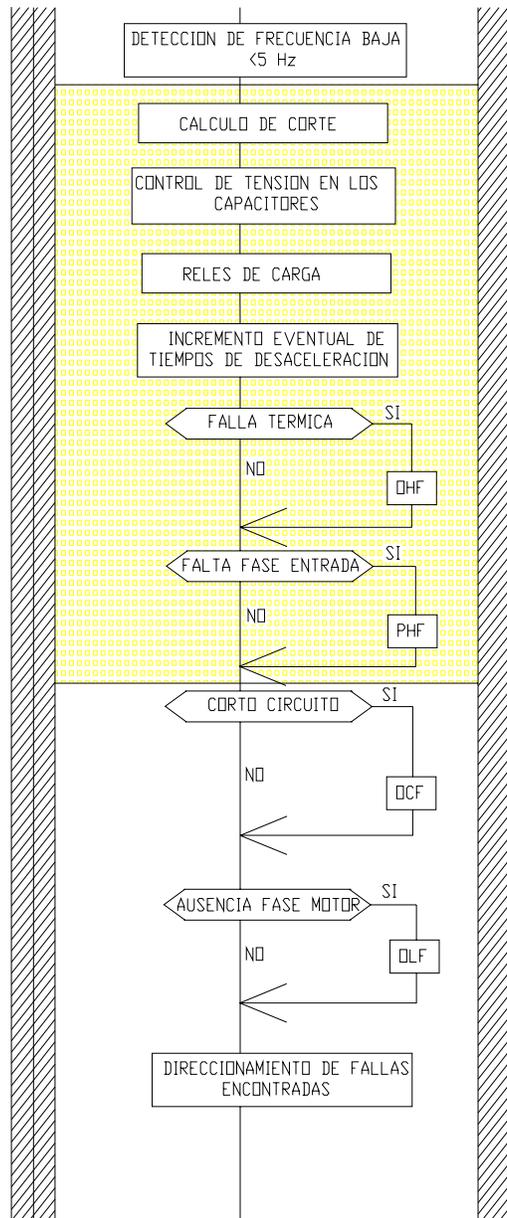


Figura 3.6 Control de la tensión de los capacitores

- Tensión superior a los 645V durante el funcionamiento: elevación de la tensión en los bornes de los capacitares debido a un frenado excesivo OBR (aumento de los tiempos de deceleración ó de la tensión aplicada al motor).
- Tensión superior a los 660 V durante el funcionamiento con el balanceo del comparador de sobre tensión (accionamiento) sobre tensión debido a un frenado excesivo OBF.
- El rango de balanceo del sensor de baja tensión es de 460 V y el rango de balanceo del sensor de sobre tensión es de 735 V.
- Control de los relevadores de carga; las condiciones a cumplir para su cierre son las siguientes:
 - Tensión de los capacitores comprendida entre 480V y 645V
 - Señal de falla
 - Variación de la tensión de los capacitores superior a 6V durante 100ms
- Aumento de los tiempos de deceleración y de la tensión del motor en cascada, elevación de la tensión de los capacitares debido a un disparo brutal de OBR con el fin de reducir la potencia residual y de aumentar las pérdidas de la máquina.
- Control del estado del contacto térmico y validación eventual de la falla OHF
- Control de la presencia de las tres fases en la red y validación eventual de la falla PHF
- Control de la protección contra cortos circuitos (señal ICC) y validación eventual de la falla OCF
- Detección de la ruptura de fase del motor y validación eventual de la falla OLF

- Gestión de fallas:
 - Bloqueo del control de los transistores de potencia
 - Control de la apertura de los relevadores de carga

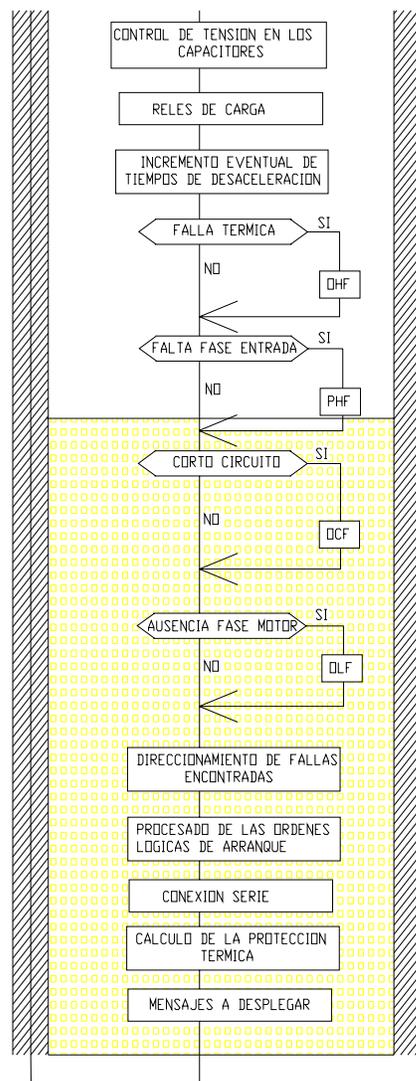


Figura 3.7 Gestión de fallas.



CAPÍTULO 3 ORGANIZACIÓN DEL PROGRAMA



- Control de la visualización de la primer falla activada si el variador esta en marcha y de las fallas presentes si el variador esta detenido siguiendo un orden de prioridad.

Toma en cuenta de los comandos lógicos externos: FW, RV, DCB:

DCB: Direct Current Braking.- Frenado a corriente continúa

FW: (Forward: adelante) RV: (Reverse: reversa) En función del orden de marcha FW o RV de la frecuencia del motor en curso. El programa determina los incrementos que se aplicarán a la frecuencia del estator (fases de arranque, suspensión ó inversión del sentido de marcha)

Tratamiento de la conexión en serie: atención de los mensajes recibidos y preparación de los mensajes de salida.

Protección térmica: estimación del estado térmico del motor en función de la corriente, de la velocidad y de la posición del potenciómetro ITH. Este cálculo es efectuado una vez por segundo a partir de las variables promedio de los 15 ms. El exceder los valores máximos admisibles provoca el bloqueo del variador y la visualización de la falla OLF.

Visualización: determinación del mensaje a visualizar en función del estado de marcha del variador (arranque, marcha normal, falla) y de la acción sobre el botón PBU.

Fin de ciclo: retorno a la lectura de las informaciones lógicas externas.

3.4 Los programas de interrupción.

1) Vaciado de la entrada INT1

La entrada INT1 del microprocesador esta unida a la salida Q13 del divisor de catorce bits I9. La frecuencia de interrupciones es entonces de:

$12 \text{ MHz} / 213 = 1.46 \text{ KHz}$ generando una interrupción total de 687 microsegundos.

A cada interrupción el microprocesador interrumpe el desarrollo del programa principal y ejecuta las instrucciones de una de las fases descritas a continuación.

A la primera interrupción: Ejecución de la fase 1, a la segunda interrupción:

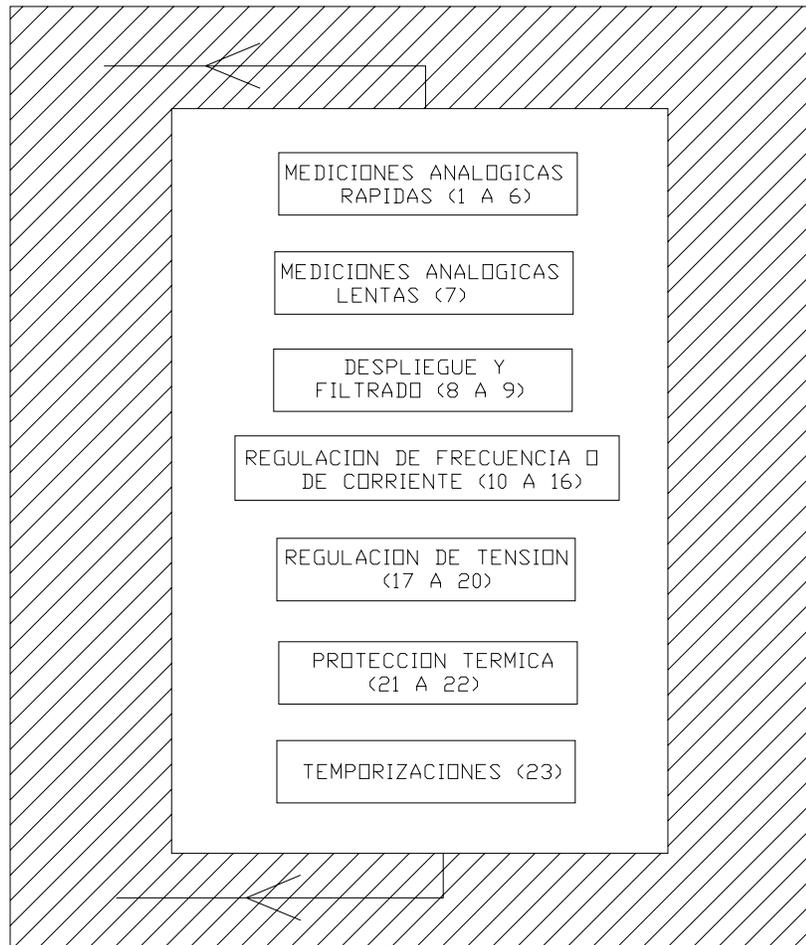


Figura 3.8 Programas de interrupción.

Ejecución de la fase 2 , etc. Hasta la fase 23 cada una de las fases es ejecutada completando las 23 x 687 microsegundos haciendo un total de 15.7 ms.

Fases 1 a la 6:

Mediciones analógicas rápidas.

La interrupción activa la salida del convertidor analógico digital después envía la medición siguiente. Los tiempos de conversión son de 110 us , lo que forza a terminar con la interrupción siguiente.

Las señales medidas son las siguientes: TCN (tensión de los capacitores), IT (parte positiva de la corriente de la etapa de DC), ID (parte negativa de la



CAPÍTULO 3 ORGANIZACIÓN DEL PROGRAMA



corriente de la etapa de DC), IST (señal de estabilización) , ERV (señal de velocidad), ITI (corriente de motor mostrada por el transformador de corriente).

Fase 7:

Medición analógica lenta.

La señal de medición en curso de esta fase es una de las señales siguientes:

RC1 (tensión de reconocimiento del calibre) , RC2 (ídem) , ACC (potenciómetro del tiempo de aceleración) , DEC (potenciómetro de desaceleración) , ITH (potenciómetro de protección térmica) , UFR potenciómetro de ley tensión frecuencia) , STA (potenciómetro de estabilidad) , PBU (posición del botón pulsador), VGT (contacto térmico). Cada una de estas 9 señales es medida de forma tal que: $9 \times 15.7 \text{ ms} = 41 \text{ ms}$.

Fase 8 y 9: multiplexado de datos – filtrado. Los tiempos de ejecución de estas instrucciones son superiores a 687 us, y deben ser repartidas en 2 interrupciones sucesivas.

Las principales instrucciones ejecutadas durante estas fases son las siguientes, Multiplexado de datos, elimina el dato mostrado, investiga el dato a mostrar (determinado durante el programa principal), selecciona el dato a mostrar (el siguiente por permutación circular).

En ausencia de falla programa un impulso del control del relevador de seguridad (señal SVG).

Filtrado numérico de las señales IT, ID y ITI, constante de tiempo de 200 ms) con corrección de offset.

Fases 10 a 16:

Las funciones realizadas durante estas fases son, existiendo o no una orden de frenado por inyección de corriente continua DCB:

Regulación de inyección de corriente continua:

Láxenla de medición de corriente es IT.

El tamaño de la salida es el tiempo de conducción del transistor asegurando la función de corte (solo conduce entre los voltajes altos o bajos). El regulador es del tipo PI. la consigna de corriente es igual a $1.5 I_n$ o $0.5 I_n$.

Regulación de frecuencia:

El diagrama de bloques de este regulador se presenta a continuación:

La consigna de frecuencia y la pendiente de la rampa son calculadas durante el programa principal.

El regulador de frecuencia es del tipo cascada. Un primer regulador del tipo PI genera una consigna de frecuencia a partir de una señal de frecuencia de error determinada de la forma siguiente: a la señal de velocidad se le añade un término de corrección de frecuencia (deslizamiento) la cual es estimada en función de la carga del motor (compensación de deslizamiento), determinada precisamente

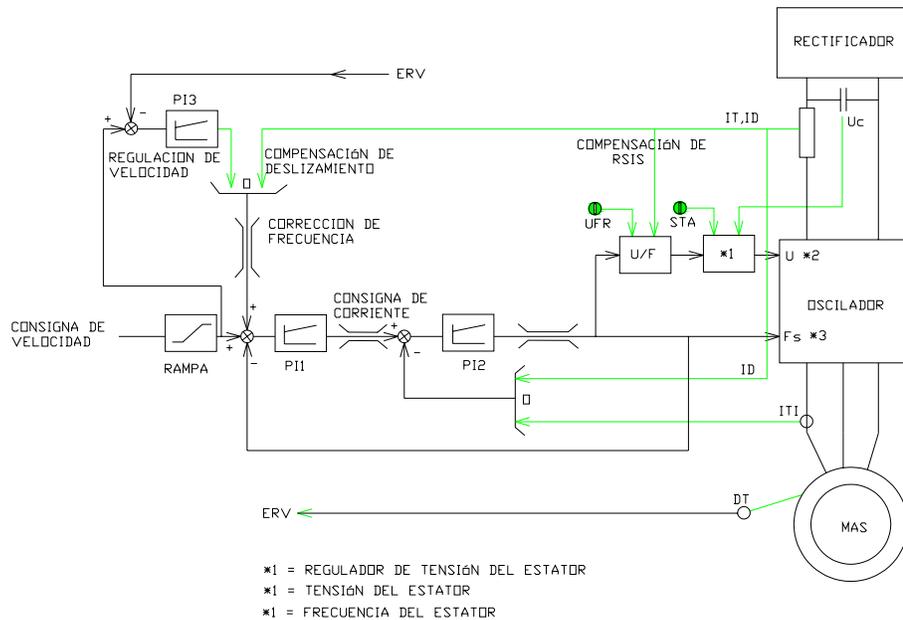


Figura 3.9 Esquema de regulación.

gracias al uso de un dinamo tacómetro. Esta suma es comparada con la frecuencia del estator.

La consigna de corriente es descrestada a aproximadamente a $1.5 I_n$. Entonces es comparada con una señal de retorno de corriente, que es la corriente eficaz del motor (señal ITI) mientras esta en funcionamiento el motor, la cresta negativa de corriente de la etapa de corriente continua (señal ID) mientras esta en funcionamiento hipersincroner.

El variador considera que el motor funciona en hipersincronismo mientras la señal de corriente es negativa o mientras la tensión en los bornes de los capacitores excede la salida de OBR.

El error así obtenido es enviado aun segundo regulador del tipo PI en donde la salida escrita en $F_{mini} = 1 \text{ Hz}$ y $F_{maxi} =$ a la frecuencia correspondiente al reglaje de GV (por ejemplo 67 Hz) esta es la imagen de la frecuencia aplicada al motor aumentada por la compensación de deslizamiento máxima.

Fases 17 a 20:

El regulador de tensión existe con el fin de suministrar al motor una tensión independiente de las fluctuaciones de la tensión de la red. El diagrama a bloques de este regulador se muestra a continuación:

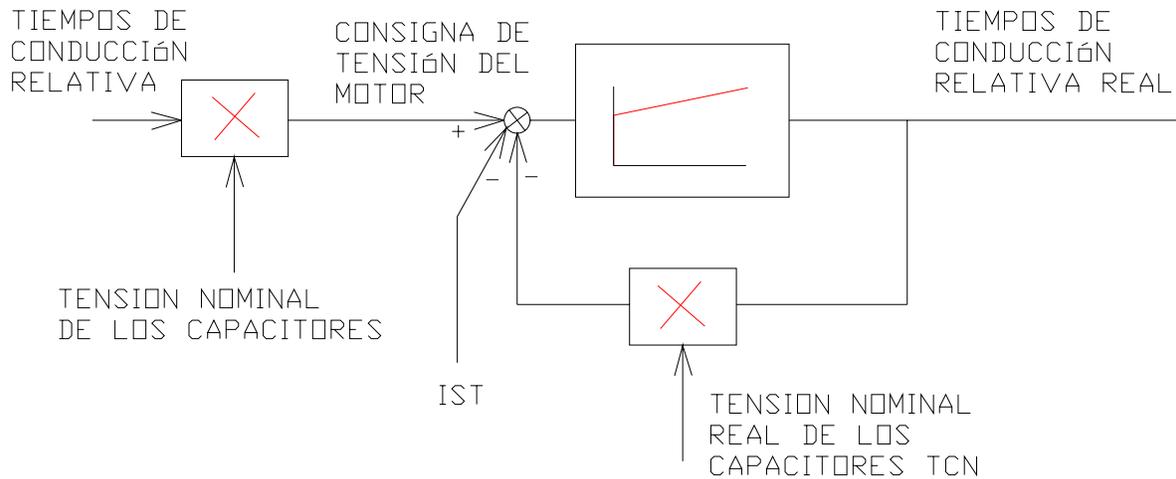


Figura 3.10 Esquema de regulación de tensión.

La tensión del motor es proporcional al tiempo de conducción relativa de los transistores (reorte cíclico de la sobre modulación) y a la tensión de los capacitares.

La señal de retorno es igual al producto de los tiempos de conducción relativas reales (salida del regulador) por la tensión real de los capacitares (señal TCN). Los tiempos de conducción reales así determinados son tomados en cuenta para cálculo del recorte (en el programa principal).

El término D IST calculado en función de las fluctuaciones de la señal IST, permite estabilizar el motor por la disminución de la tensión que le es aplicada.

Fases 21 y 22: Protección térmica.

El cálculo del estado térmico del motor es efectuado una vez por segundo durante el programa principal, a partir de los valores promedio de corriente del motor y del coeficiente de descalcificación en función de la velocidad. Estos dos valores promedio son calculados en el curso de estas dos fases.

Fase 23: Temporizaciones

Las temporizaciones son realizadas gracias a los contadores a cada paso durante esta fase. Las principales temporizaciones utilizadas durante el funcionamiento del variador son las siguientes:

1 segundo para el cálculo de la protección térmica.
 500 ms para el retraso en la toma en cuenta de la ausencia de fase del motor.
 200 ms para el retraso en la toma en cuenta de la ausencia de fase de la red.
 Tiempo de cierre con inyección de corriente continua.
 Tiempo de cierre de relevador de carga
 Tiempo de despliegue de los mensajes (desfile de parámetros).

2) Fin de conteo del contador interno cero.

Esta interrupción prioritaria provoca el bloqueo de los transistores de potencia. Esta se activa cada vez que el contador interno cero del microprocesador termina su cuenta.

El reloj del contador es el reloj interno del microprocesador a 1 MHz.

El inicio del contador se dispara cuando una orden de marcha es

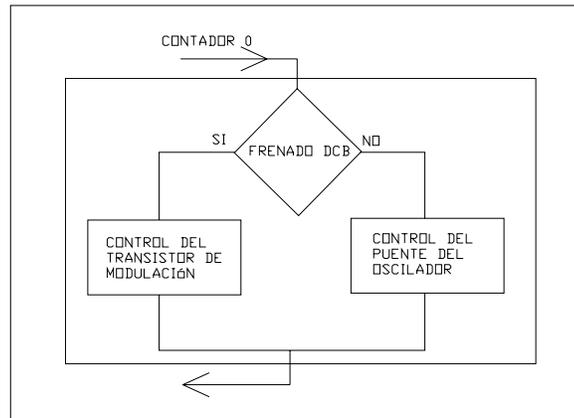


Figura 3.11 Esquema del contador interno 0.

dada en el programa principal y las otras veces durante el tratamiento de la interrupción.

El tratamiento de la interrupción se descompone como sigue:

En la fase de frenado por inyección de corriente continua:

Bloqueo o conducción del transistor de frecuencia según su estado, conducción o bloqueo.

Reinicio del contador con el tiempo de bloqueo o conducción que es calculado por el regulador durante la interrupción INT 1.

Durante la marcha normal:

Bloqueo del transistor conductor de la rama del oscilador que debe conmutar. Solamente dos transistores del oscilador quedan conduciendo.

En caso de modulación de tensión reinicio, del contador con los tiempos de conducción del transistor que no va a conducir durante la rama que conmuta:

En caso de fin de modulación o en ausencia de modulación el paso al ángulo fundamental es el siguiente:

Recuperación de la nueva configuración de transistores a disparar.

En caso de modulación recarga los nuevos tiempos de conducción y de bloqueo y de número de disparos a efectuar durante el ángulo fundamental siguiente.

En la ausencia de modulación, recuperación de la duración del ángulo fundamental siguiente, es decir; el tiempo de conducción del próximo transistor a bloquear.

Cargo del contador con los tiempos de conducción del próximo transistor a bloquear.

Detección del cambio de sentido de marcha.

Disparo de transistor siguiente. 3 transistores del oscilador son de nuevo conductores.

La duración de esta interrupción fija el tiempo de retardo aproximado a 30 us.

Ejemplo de cronogramas:

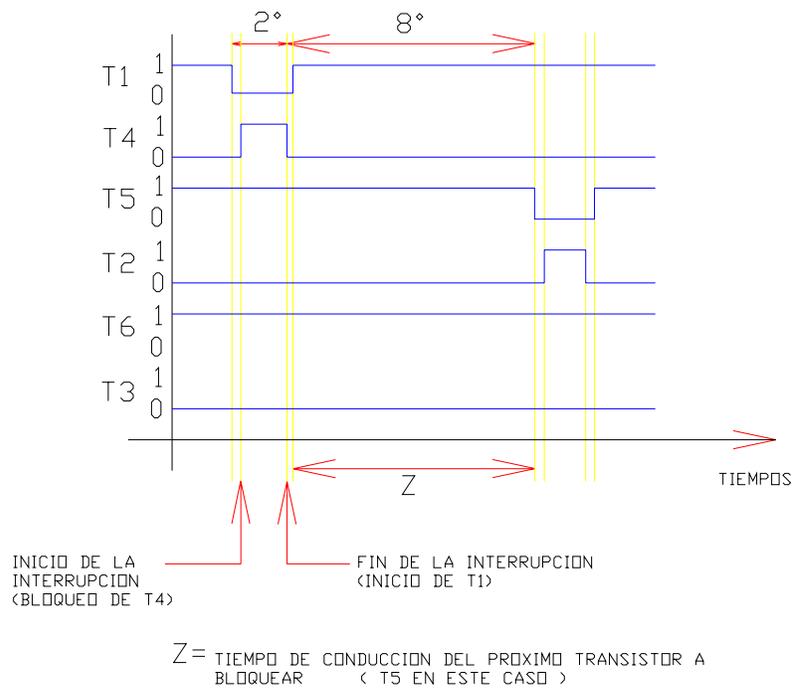


Figura 3.12 Ejemplo de cronogramas.

Volcado de la entrada INT 0:

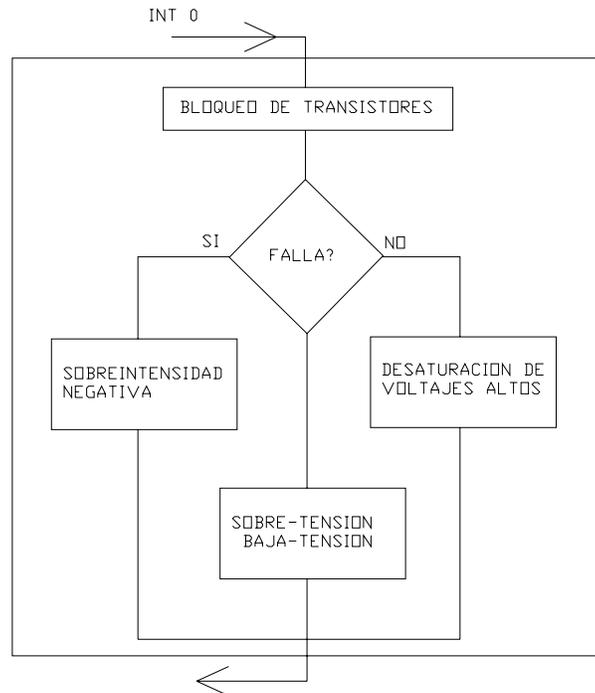


Figura 3.13 Bloqueo de la entrada INT 0.

Esta entrada es activada en caso de falla:

Activación de comparadores sobre tensión y baja tensión, detección de desaturación de un transistor de voltajes altos (señal DCT) y sobre intensidad negativa de la etapa continua (señal CD).

Las acciones efectuadas durante esta interrupción son las siguientes.

Bloqueo de todos los transistores del oscilador.

Si la interrupción es desbloqueada por una detección de desaturación, el bloqueo del oscilador es mantenido hasta que la interrupción siguiente del contador interno sea 0.

Si la interrupción es desbloqueada por una falla de sobre tensión o subtensión, el bloqueo de los transistores del oscilador es confirmada. La distinción entre la falla de sobretensión o subtensión es realizada de acuerdo al programa principal refiriéndose a la medición de la tensión de los capacitares efectuada durante la fase 1 de la interrupción INT 1:

Si la interrupción es desbloqueada por una sobre intensidad negativa en la etapa continua, los transistores de potencia permanecen bloqueados únicamente hasta la próxima connotación y la falla no es memorizada.

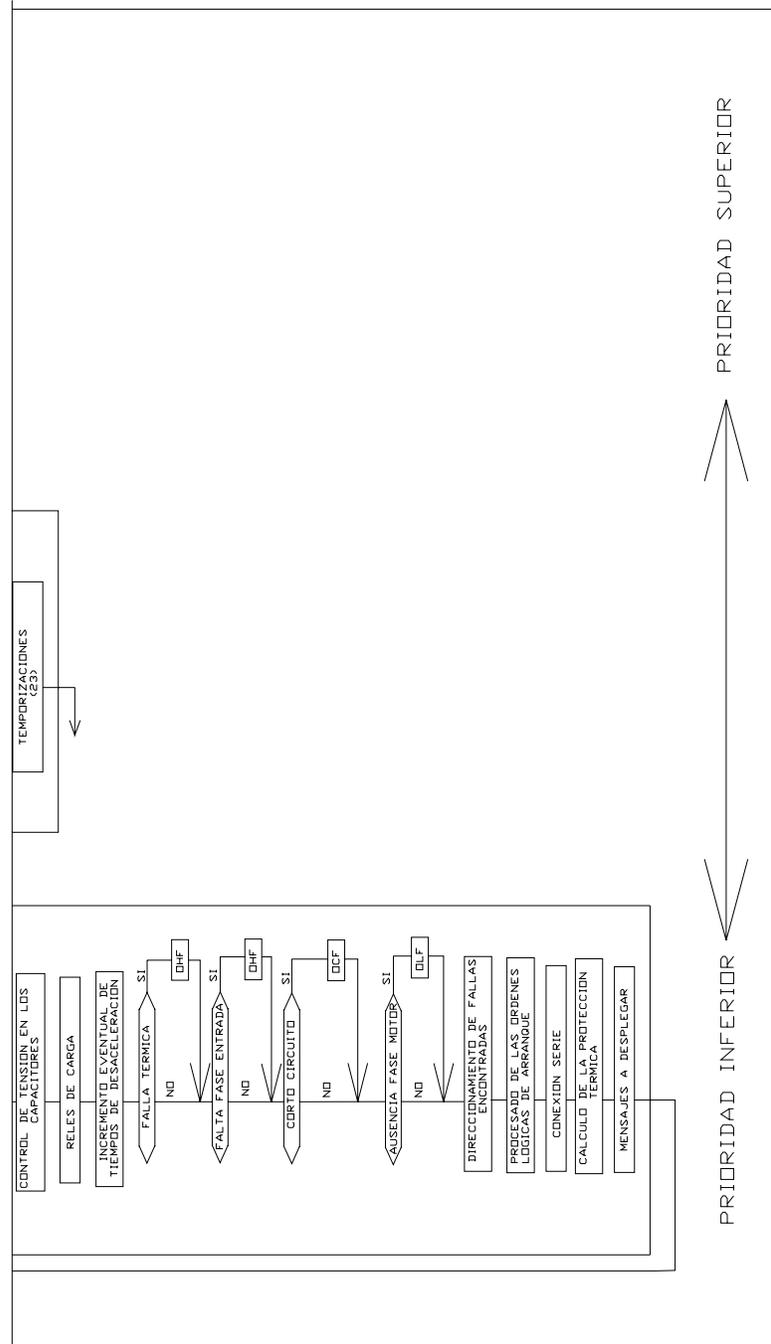


Figura 3.15 Esquema General del programa.

CAPÍTULO 4. LA PUESTA EN MARCHA DEL VARIADOR DE VELOCIDAD.

4.1 Diseño y Operación.

El variador de velocidad Altivar 45 es un inversor de frecuencia que opera bajo el principio de sintetizar una onda senoidal mediante la modulación de ancho de pulsos (Pulse Width Modulation PWM).

La forma de onda resultante de corriente es muy semejante a una senoidal.

Mostramos a continuación en la figura 4.1 un diagrama funcional a bloques del variador de velocidad.

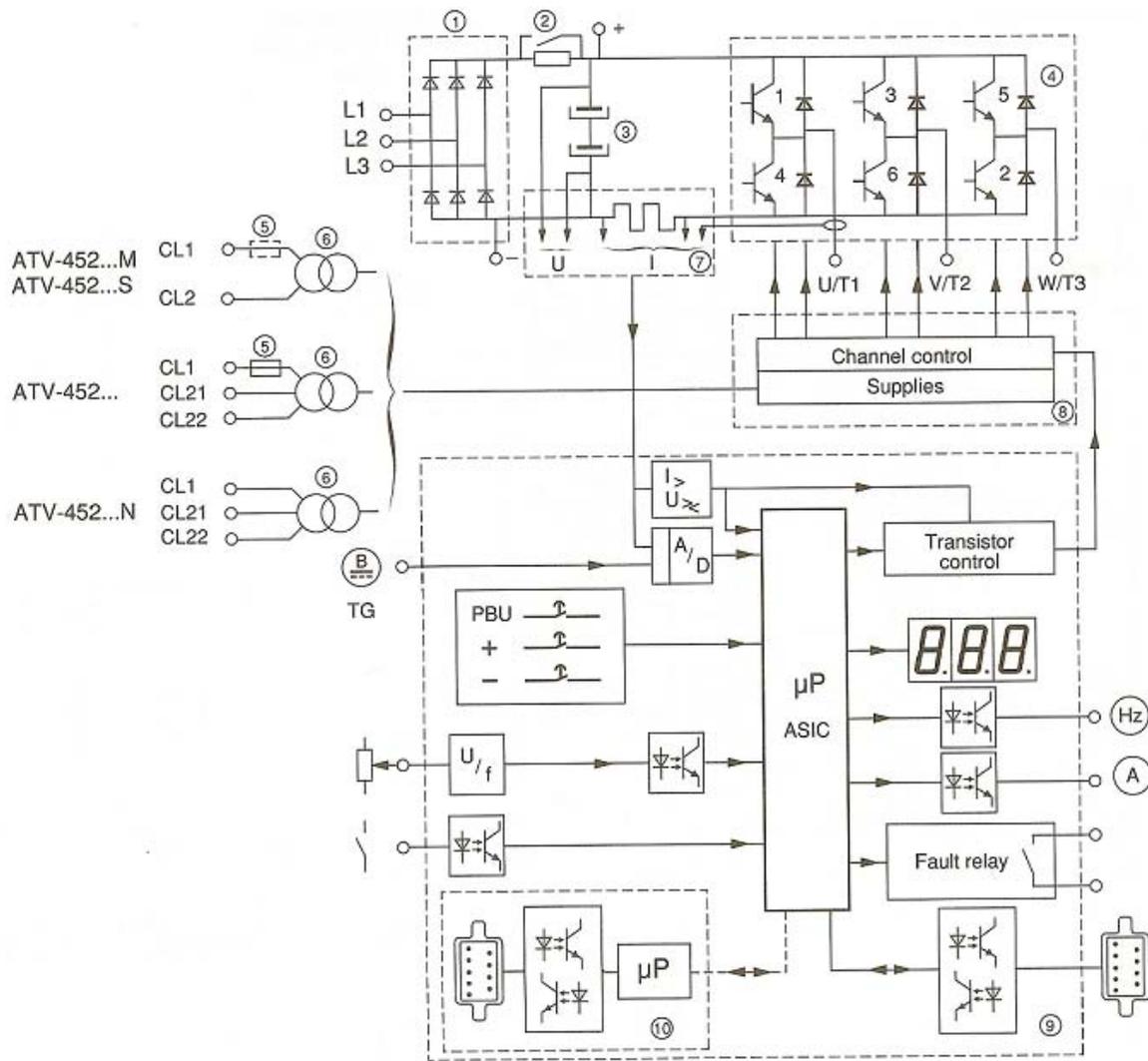


Figura 4.1 Diagrama funcional a bloques.

Físicamente tenemos lo siguiente:

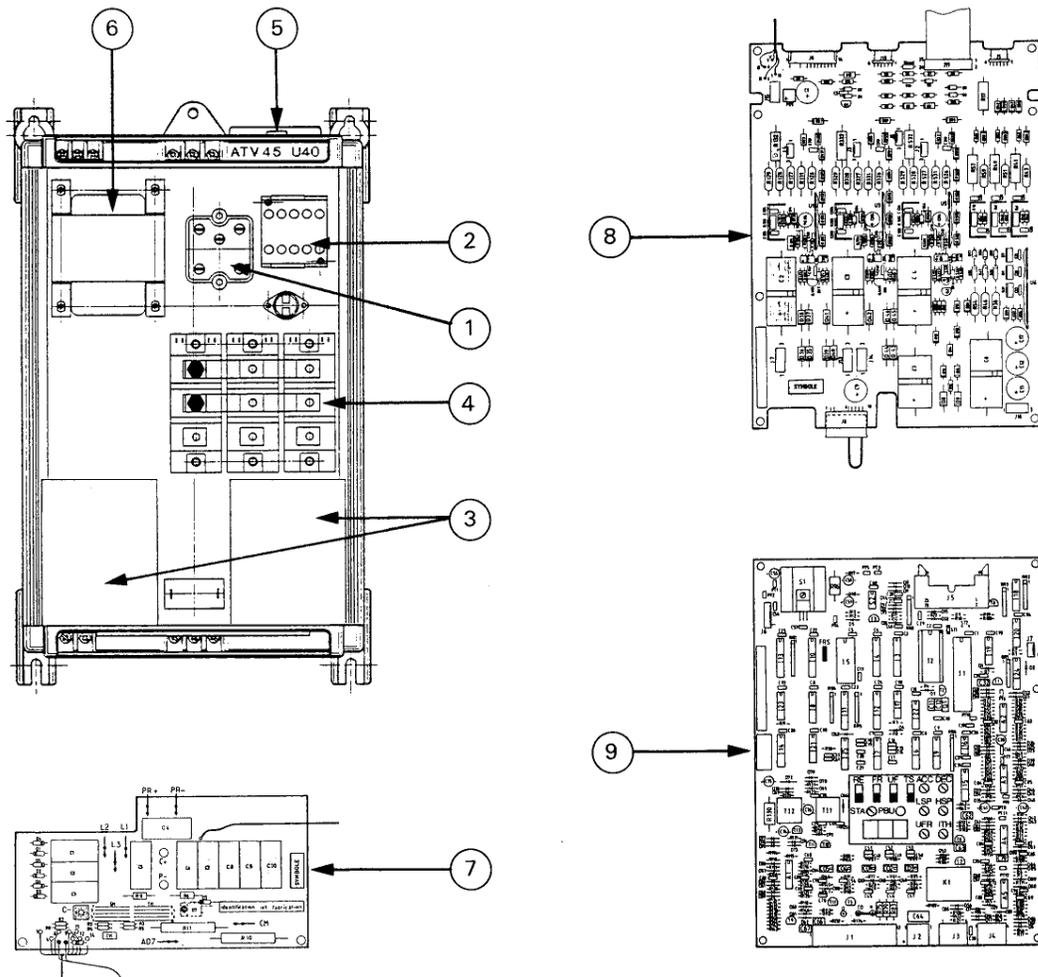


Figura 4.2 Indicación física de los componentes en el ATV 45 desde 4 a 40 KW.

En los cuales:

- 1) Rectificador
- 2) Dispositivo limitador de corriente de carga
- 3) Filtro de capacitores
- 4) Puente de transistores (Inversor)
- 5) Fusible
- 6) Transformador de control
- 7) Tarjeta de medición
- 8) Tarjeta de control de los transistores
- 9) Tarjeta de control del microprocesador
- 10) Tarjeta opcional de comunicación

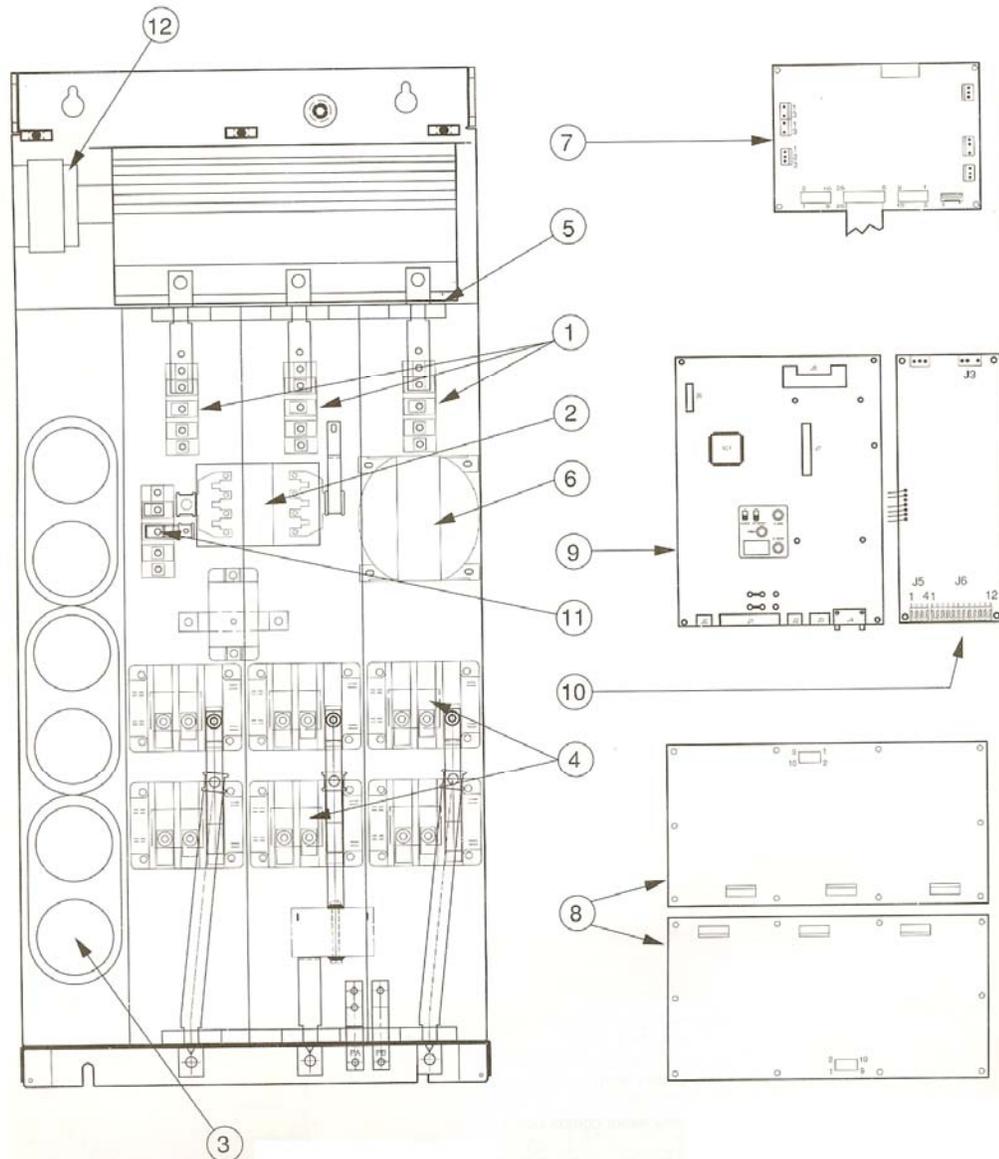


Figura 4.3 Indicación física de los componentes.

En los cuales:

- 1) Rectificador
- 2) Dispositivo limitador de corriente de carga
- 3) Filtro de capacitores
- 4) Puente de transistores (Inversor)



CAPÍTULO 4
LA PUESTA EN MARCHA DEL VARIADOR DE VELOCIDAD



- 5) Fusible
- 6) Transformador de control
- 7) Tarjeta de medición
- 8) Tarjeta de control de los transistores
- 9) Tarjeta de control del microprocesador
- 10) Tarjeta opcional de regulación de velocidad
- 11) Transistor de frenado
- 12) Ventilador
- 13) Tarjeta opcional de comunicación

4.2 Características técnicas eléctricas.

Voltaje de salida	Voltaje Máximo igual al voltaje de línea
Rango de frecuencia	1 a 67 / 80 Hz, 1 a 110 / 132 Hz, 1 a 87 / 104 / 120 Hz ,1 a 200 Hz
Par / Sobrepar	Se definirá a continuación
Referencia de velocidad	0 - 10 V. 0 - 20mA otras posibilidades
Resolución de frecuencia	Referencia analógica: 0,015 Hz Referencia digital (por conexión serial): 0,1 Hz
Tiempo de respuesta a la referencia	10ms < t < 20 ms
Límites baja velocidad / alta velocidad	Ajustables
Rampas Aceleración	0,2 a 990 segundos
.....Desaceleración	0,2 a 990 segundos
Regulación de velocidad	con tacogenerador óptico
Reversa	entradas de control opcional : adaptación por control de +- 10V
Frenado	Por inyección de DC Automático para 0,5 segundos si la frecuencia es < 1 HzManual por señal externa
Frenado Movimiento Vertical	Por resistencia Opcional
Protección del controlador de velocidad	Contra corto-circuito Entre fases a la salidaEntre fases y tierra Contra Bajo / Alto voltaje en la fuente de alimentación Contra sobre temperatura
Protección del Motor	Protección térmica electrónica incorporada
Sistema de dialogo	Punto a punto vía serial multipunto vía serial (opcional) Completamente programable por computadora o por terminal opcional



CAPÍTULO 4
LA PUESTA EN MARCHA DEL VARIADOR DE VELOCIDAD



Temperatura	Operación: 0°C a 40°C (+ 32° F a + 100° F) Almacenamiento: 25°C a 70°C (- 15° F a + 160° F)
Humedad	93% máximo sin condensación o salpicaduras de agua
Altitud	<= 1000m (para mayor altitud degradar 3% por cada 1000m)
Grado de protección	Abierto: IP20 (Altivar de 0,75 a 30 Kw)IP 10 (Altivar de 37 a 90 Kw) Opcional: IP54

4.3 Conexiones.

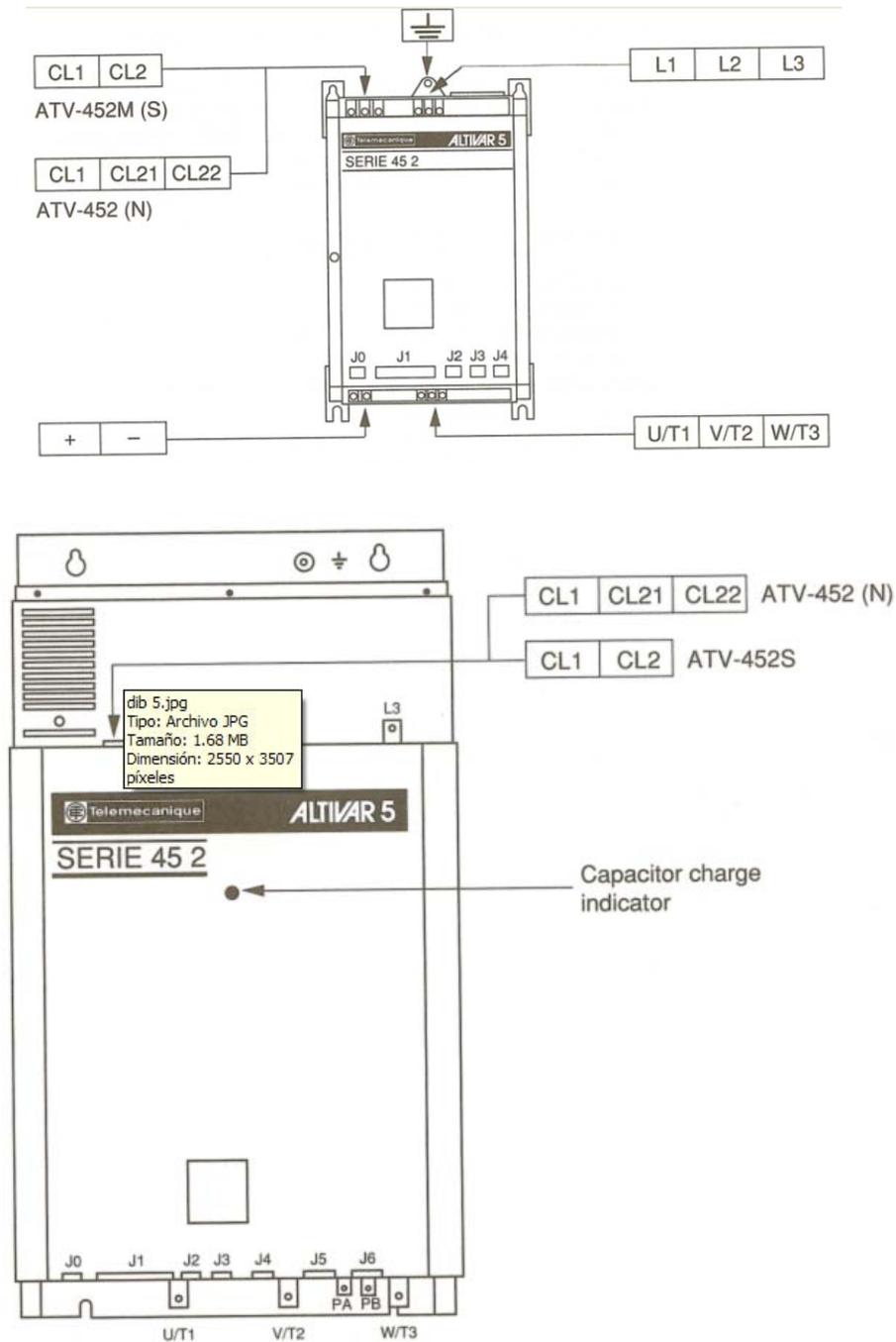


Figura 4.4 Terminales de conexión.

A continuación tenemos en la tabla 4.1 una descripción más precisa de cada uno de los bornes de conexión para los tamaños de 0.75 hasta 30 Kw.

Item	Función	Características	
		ATV452...M	ATV452...N
L1 L2 L3	Alimentación Trifásica	220 / 240 V +10% - 15% 50/60 Hz	440 / 500 V +10% - 15% 50/60 Hz
CL1 CL2 CL21 CL22	Alimentación de control Monofásica	0V 220 / 240 V	0V 440 V (Un <= 480 V) 500 V (Un > 480 V)
U / T1 V / T2 W / T3	Conexiones de salida hacia al motor	220 / 240 V a 50 / 60 Hz	440 / 500 a 50 / 60 Hz
+ -	Voltaje intermedio de DC	290 a 435 V	550 a 800 V
J 0	LI1 Logic Input 1 LI2 Logic Input 2 PL Alimentación de las entradas de control	24 V (mínimo 19 V, máximo 30 V), Ze = 1,5 Kohm 24 V (mínimo 19 V, máximo 30 V), Ze = 1,5 Kohm 24 V Is = 40 mA máximo	
J 1	OE1 Entrada común de la referencia de velocidad E1 Entrada 1 - Voltaje de referencia de velocidad P10 Salida de voltaje E2 Entrada 2 - Referencia de velocidad en voltaje EC Entrada 3 - Referencia de velocidad en corriente	0V 0 - 10 V, Ze 0= 28 Kohm 10 V, Is = 10mA 0 - 10 V, Ze =28 Kohm 0 - 20 mA, 4 - 20 mA, Ze = 100 Ohm	
	A01 Salida Analógica 1 A02 Salida Analógica 2	0 - 20 mA, 10 V máximo 0 - 20 mA, 10 V máximo	
	PL Entrada de la alimentación de control NL Fuente negativa FW Entrada de control sentido Adelante RV Entrada de control reversa DCB Entrada de control para el frenado por inyección de DC	24 V, Is = 60 mA máximo - 15 V, Is = -10 mA máximo 24 V, mínimo 19 V, máximo 30 V, Ze = 1,5 Kohms 24 V, mínimo 19 V, máximo 30 V, Ze = 1,5 Kohms 24 V, mínimo 19 V, máximo 30 V, Ze = 1,5 Kohms	
J 2	SA Salidas del relé de fallo SB	Se cierra cuando se energiza el variador, se abre en caso de fallo. Contacto seco (libre de voltaje) (220 / 240 V, 50 / 60 Hz, 2A máx.)	
J 3	SN+ Señal de velocidad OVN Común SGN Señal de velocidad PN Opción presente	0 - 5 V, Ze = 10 Kohms Entradas no aisladas de la alimentación (CUIDADO!)	
J 4	1 REC- (Receptor del lazo de corriente) 2 RX (Recepción del puerto RS232) 3 TX (Transmisión del puerto RS232) 4 Reservado 5 GND (Común RS232) y EMI- 6 REC+ (Receptor del lazo de corriente, +15 V) 7 Reservado 8 Reservado 9 EMI+ (transmisor del lazo de corriente)	Comunicación con computadora, PLC ó terminal vía serial	

Tabla 4.1 Bornes de conexión de 0.75 a 30Kw.

De la misma manera tenemos una descripción para los bornes de conexión que encontramos en los equipos de 37 hasta 90 Kw.

	Item	Función	Características	
			ATV452...	ATV452...N
	L1 L2 L3	Alimentación Trifásica	2380 / 415 V +10% - 15% 50/60 Hz	440 / 500 V +10% - 15% 50/60 Hz
	CL1 CL2 CL21 CL22	Alimentación de control Monofásica	0V 380 V (Un<= 400V) 415 V (Un > 400 V)	0V 440 V (Un <= 480 V) 500 V (Un > 480 V)
	U / T1 V / T2 W / T3	Conexiones de salida hacia al motor	380 / 415 V a 50 / 60 Hz	440 / 500 a 50 / 60 Hz
	PA PB	Resistencia de Frenado	500 a 750 V	550 a 800 V
J 0	LI1 LI2 PL	Logic Input 1 Logic Input 2 Alimentación de las entradas de control	24 V (mínimo 19 V, máximo 30 V), Ze = 1,5 Kohm 24 V (mínimo 19 V, máximo 30 V), Ze = 1,5 Kohm 24 V Is = 40 mA máximo	
J 1	OE1 E1 P10 E2 EC	Entrada común de la referencia de velocidad Entrada 1 - Voltaje de referencia de velocidad Salida de voltaje Entrada 2 - Referencia de velocidad en voltaje	0V 0 - 10 V, Ze= 28 Kohm 10 V, Is = 10mA	
	A01 A02	Salida Analógica 1 Salida Analógica 2	0 - 20 mA, 10 V máximo 0 - 20 mA, 10 V máximo	
	PL NL FW RV DCB	Entrada de la alimentación de control Fuente negativa Entrada de control sentido Adelante Entrada de control reversa Entrada de control para el frenado por inyección de DC	24 V, Is = 60 mA máximo - 15 V, Is = -10 mA máximo 24 V, mínimo 19 V, máximo 30 V, Ze = 1,5 Kohms 24 V, mínimo 19 V, máximo 30 V, Ze = 1,5 Kohms 24 V, mínimo 19 V, máximo 30 V, Ze = 1,5 Kohms	
J 2	SA SB	Salidas del relé de fallo	Se cierra cuando se energiza el variador, se abre en caso de fallo. Contacto seco (libre de voltaje)(220 / 240 V, 50 / 60 Hz, 2A máx.)	
J 3	SN+ OVN SGN PN	Señal de velocidad Común Señal de velocidad Opción presente	0 - 5 V, Ze = 10 Kohms Entradas no aisladas de la alimentación (CUIDADO!)	
J 4	1 2 3 4 5 6 7 8 9	REC- (Receptor del lazo de corriente) RX (Recepción del puerto RS232) TX (Transmisión del puerto RS232) Reservado GND (Común RS232) y EMI- REC+ (Receptor del lazo de corriente, +15 V) Reservado Reservado EMI+ (transmisor del lazo de corriente)	Comunicación con computadora, PLC ó terminal vía serial	

Tabla 4.2 Bornes de conexión de 37 a 90Kw. (Continúa)



CAPÍTULO 4 LA PUESTA EN MARCHA DEL VARIADOR DE VELOCIDAD



J 5	SN+ SGN PN	Señal de velocidad Signo de la velocidad Opción presente	Conecte a J3 si esta utilizando la opción de regulador de velocidad
J 6	300V 145 V 70V 10V 0V	Tacogenerador	Ze= 530 K Ohms Ze= 260 K Ohms Ze= 140 K Ohms Ze= 20 K Ohms
	PZ PY	Termocontacto de la Resistencia de frenado	Cuando sea necesario
	LA LB	Control del relé del freno mecánico	Contacto seco (libre de voltaje)(220 / 440V, 50 / 60 Hz, 2 A máx.)

Tabla 4.2 Bornes de conexión de 37 a 90Kw.

4.4 Usos del Variador de velocidad.

El variador de velocidad Altivar está diseñado para manejar motores con un rango de potencia correspondiente, sin embargo para el uso con diferentes rangos de potencia ciertas precauciones deben ser observadas.

Potencia del motor < ó = Potencia del variador

Esta combinación es posible.

Como el nivel de compensación no es el óptimo, es posible hacer una reducción en par constante a baja velocidad. Ajustando la ley tensión/frecuencia

Si la potencia del motor es <0.5 la potencia del variador, un ajuste correcto de la protección térmica del motor es imposible, por lo que debemos cancelar la protección interna y use la protección externa (relé de sobrecarga o termistor)

Potencia del motor > Potencia del variador

La corriente pico de magnetismo limita su combinación a la potencia inmediatamente superior del variador de velocidad.

Nuevamente, el nivel de compensación no es el óptimo y un ajuste de la ley tensión/frecuencia es necesario, La corriente del motor debe permanecer más abajo o al mismo nivel del variador de velocidad.

Instale una inductancia trifásica entre el variador de velocidad y el motor si es necesario.

Motores en Paralelo

Cada motor debe ser protegido por un relé de sobrecarga térmico

El nivel de compensación no es el óptimo, ajuste la ley tensión/frecuencia, si los motores son de diferentes capacidades este ajuste es sólo una referencia. Si la carga es compartida entre los motores fije la compensación de deslizamiento.



CAPÍTULO 4 LA PUESTA EN MARCHA DEL VARIADOR DE VELOCIDAD



Motor adicional conectado aguas abajo del variador.

Cumpla con la secuencia siguiente:

T1= 20ms

T2= 1,5 seg. (Desmagnetización del motor)

Si la potencia del motor a ser conectado es baja en comparación con el rango del variador de velocidad y éste produce una sobrecarga aceptable (corriente máxima es \leq corriente del variador) la conexión en el arranque es posible.

Acoplamiento directo del motor a la línea principal.

Cumpla con la secuencia mostrada:

T1= 20 ms

T2= 1,5 seg. (desmagnetización del motor)

Uso de un freno de motor

-Freno eléctrico

El freno debe ser alimentado por separado y el voltaje de alimentación debe ser activado simultáneamente con el motor.

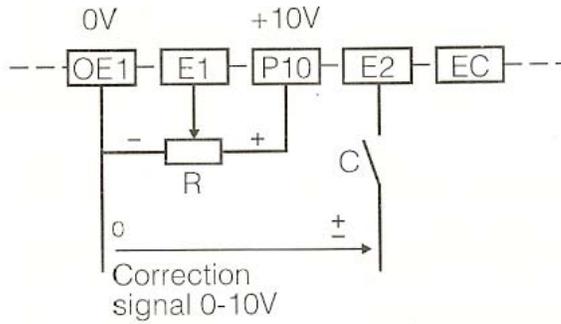
4.5 Puesta en Marcha.

Función de las entradas de referencia de velocidad.

- La referencia establece la velocidad de rotación del motor
- La velocidad actual depende de las rampas de aceleración y desaceleración, tanto como de las capacidades de combinación par del motor / velocidad del motor.
- El valor resultante de la referencia es la suma algebraica de las diferentes referencias de velocidad aplicadas simultáneamente, dentro de los límites de frecuencia establecidos.
- El rango de velocidad está relacionado a los ajustes de mínima y máxima velocidad.
- Las entradas de referencia de velocidad están aisladas de la alimentación
- La fuente interna de 10V (terminales OE1-P10) está protegida contra cortocircuitos.



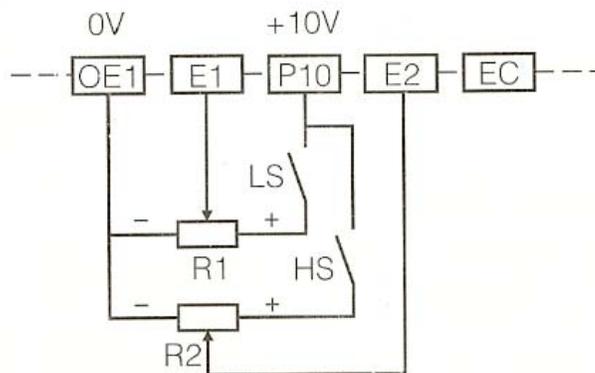
Ejemplo 1: Referencia manual con corrección de señal.



$$1 \text{ k}\Omega \leq R \leq 10 \text{ k}\Omega$$

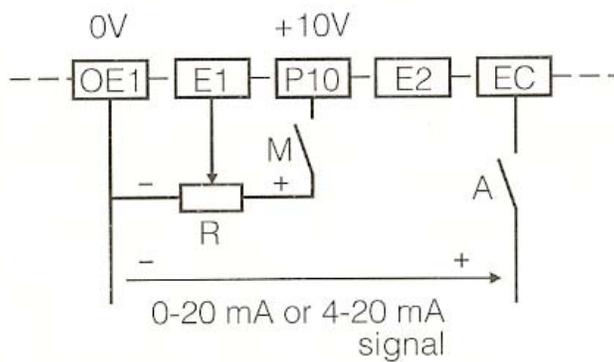
C : correction enabled

Ejemplo 2: Selección de 2 referencias manuales.



LS : low speed
HS : high speed

Ejemplo 3: Referencia automática desde un sensor 0-20mA o 4-20mA.



A : automatic
M : manual



CAPÍTULO 4 LA PUESTA EN MARCHA DEL VARIADOR DE VELOCIDAD



SALIDAS ANALÓGICAS

El variador de velocidad tiene 2 salidas analógicas de 0-20 mA: A01 y A02

- Salida máxima de voltaje : +10V para una impedancia máxima de 500 Ω
- Factor de escala.
- A01: 20mA corresponde a alta velocidad.
- A02: 20mA corresponde a 1.82 veces la corriente del variador de velocidad.

NOTA: las 2 salidas analógicas pueden ser modificadas de 4-20mA y asignadas a otras variables.

PRECAUCIONES DE CABLEADOS

- El variador de velocidad emite ondas de alta frecuencia electromagnética y de baja intensidad. Esto ocasiona señales de interferencia, las cuales pueden afectar la operación de equipos de audio frecuencia.
- Las entradas de control están protegidas y filtradas, es recomendable reducir la interferencia al mínimo separando los circuitos de potencia.
- Estos circuitos deben ser protegidos contra señales de interferencia. El uso de cable trenzado es recomendable.

INDUCTANCIAS DE LINEA

El uso de inductancias de línea es fuertemente recomendado en las siguientes circunstancias:

- La alimentación está sujeta a interferencia por otras cargas (interferencia sobre voltaje)
- El variador de velocidad es alimentada por una línea de muy baja impedancia (proximidad de transformadores de potencia con más de 10 veces la potencia del variador de velocidad), especialmente si el variador de velocidad es menor a 55Kw.
- Instalación de un gran número de variadores en la misma línea.

El uso de estas inductancias proporciona las siguientes ventajas:

- Incrementa la protección sobre voltaje en el puente rectificador.

- Reduce la corriente absorbida por el variador a plena carga y las inductancias recomendadas limitan la corriente de línea a un valor igual a la corriente del motor.
- Reducción de la carga en los capacitores de corrección del factor de potencia.

INDUCTANCIAS ENTRE EL VARIADOR DE VELOCIDAD Y EL MOTOR

La instalación de inductancias entre el variador de velocidad y el motor es recomendada en las siguientes circunstancias:

- Cuando la distancia entre el variador y el motor es mayor a los 100 mts
- Cuando el número de motores es paralelo, es mayor o iguala 3.
- Motores con más de 6 polos, con un bajo factor de potencia del variador de velocidad que lo controla.

El uso de estas inductancias permite:

- Reducir los valores de corriente pico tomada por el motor.
- Reducir las circunstancias de interferencia por falla a tierra.
- Reducir la interferencia de radio generadas por los cables de conexión al motor reducir las vibraciones y el ruido del motor.

PRESENTACION DE LOS CONTROLES PARA AJUSTES

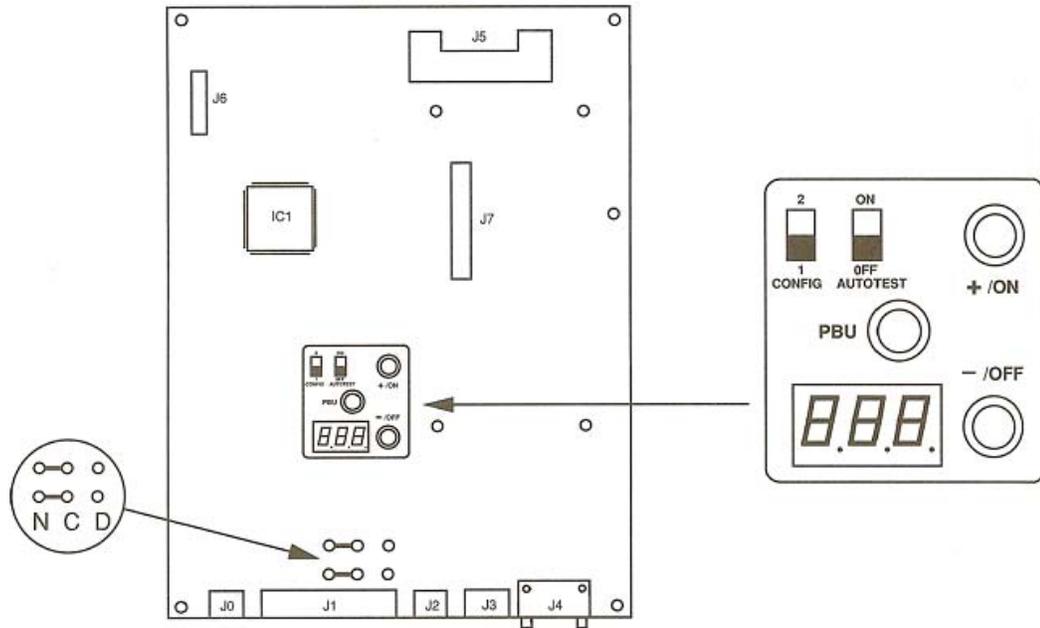


Figura 4.5 Controles de Ajuste.

Puentes:

Permiten seleccionar la alimentación de control

Realice este ajuste con la potencia y control desenergizados.

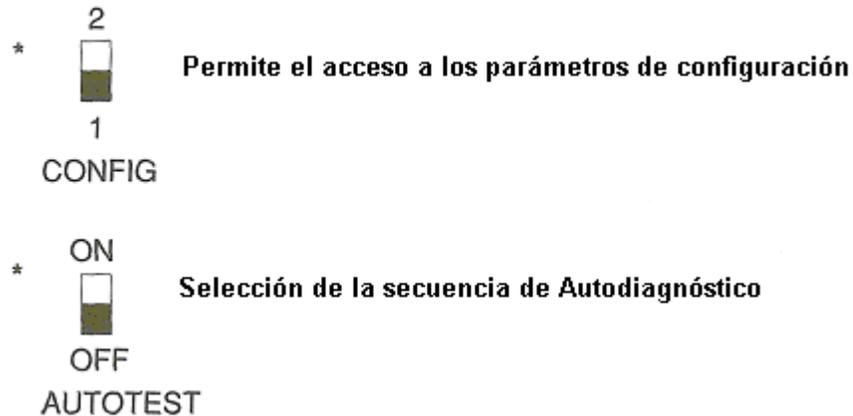
Los dos puentes deben estar en la misma posición simultáneamente ya sea a la izquierda o a la derecha.

*   Selection of
N C D internal supply

  Selection of
N C D 24 V DC external supply

Interruptores

- Habilita el acceso a los parámetros de configuración.
- Selección de la secuencia de pruebas.



Botones

PBU la activación continua de este botón causa la secuencia desplegada de los parámetros a mostrar o ajustar.

+ /ON la activación el botón + /ON habilita el incremento del valor de un parámetro o validación de una función.

- /OFF la activación del botón - /OFF habilita el decremento del valor de un parámetro o des habilitación de una función.

La figura 4.6 muestra éstos botones

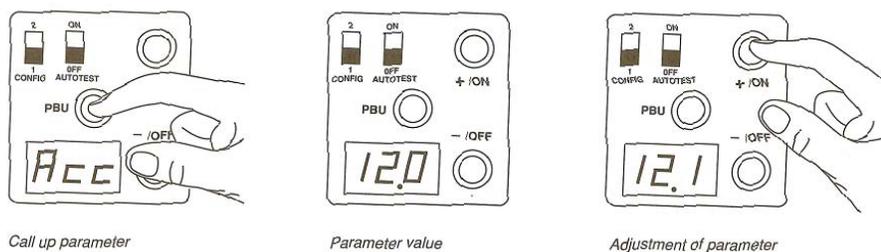


Figura 4.6 Botones de Ajuste Visualización



CAPÍTULO 4 LA PUESTA EN MARCHA DEL VARIADOR DE VELOCIDAD



DESPLIEGUE DE AJUSTES Y VALORES ELECTRICOS

Con el selector de configuración en la posición uno y sin que ningún botón este presionado, los valores presentados son:

Variador en estado de Paro (sin señal de arranque)

Rdy	variador listo
--F	posible fallo, ver lista y significados.
SLC	variador listo con tarjeta opcional de comunicación.

Variador en estado de funcionamiento (con señal de arranque)

FrH → 45.0	valor de la referencia de frecuencia o cualquier parámetro seleccionado, otro ejemplo:
Lcr → 23.7	

Con el selector configuración en la posición 2 y presionando el botón PBU se visualizan todos los parámetros de operación.

Después de cambiar el valor de cualquier parámetro, colocar el interruptor “config” en la posición 1 para regresar al listado de parámetros, en ese momento el nuevo valor es grabado en la memoria. Si el variador de velocidad se desenergiza antes de que se grabe el valor, entonces el parámetro permanecerá sin cambios.

LISTA DE PARAMETROS.

Acc (Aceleración) configurable de (0,2 a 990seg)
Es el tiempo que tarda en llegar desde la velocidad mínima hasta la velocidad de referencia después de una señal de arranque.

dEc (Desaceleración) configurable de (0,2 a 990seg)
Es el tiempo con que tarda en llegar desde la velocidad de referencia hasta la velocidad mínima después de una señal de paro.

LSP (Low Speed) Mínima Velocidad
Es la velocidad a la que trabajara el equipo después de una señal de arranque y con la referencia de velocidad en su valor mínimo.

HSP (High Speed) Máxima Velocidad
Es la velocidad a la que trabajará el equipo después de una señal de arranque y con la referencia de velocidad en su valor máximo.



CAPÍTULO 4 LA PUESTA EN MARCHA DEL VARIADOR DE VELOCIDAD



U_{Fr} (valor de fábrica n₀₀) ajuste correspondiente a la mayoría de las aplicaciones que necesitan alto par y baja velocidad. Si el par es inadecuado baje gradualmente de n₀₀ a n₉₉ hasta que la operación correcta sea obtenida. Operaciones con carga de par cuadrático: ventiladores y bombas de centrifuga. Con el fin de mejorar el desempeño del motor, ajuste entre P₀₀ y P₉₉ de tal forma que obtenga la mejor y más silenciosa operación con la mínima corriente.

I_{tH} (Valor de corriente indicado en la placa de datos del motor).

StA (Estabilidad)

En caso de inestabilidad incremente el valor del parámetro stA hasta que obtenga una operación correcta.

4.6 Códigos de Fallas

El altivar 45 no requiere mantenimiento preventivo, únicamente las siguientes operaciones son recomendadas a intervalos regulares:

- Cheque las condiciones y tensiones en las conexiones.
- Asegúrese que la ventilación es efectiva y la temperatura alrededor del variadores mantenga a un nivel aceptable.
- Remueva el polvo del variador si es necesario.

En la tabla 4.7 podemos ver algunos de los códigos presentados por el variador en caso de falla, así mismo nos indica algunas recomendaciones para reestablecer el variador para su funcionamiento correcto.

El altivar es capaz de detectar un cierto número de fallas y desplegarlos en forma de códigos.

Códigos	Causa Probable	Verifique
<div style="border: 1px solid black; padding: 2px; width: fit-content; margin-bottom: 5px;">PhF</div> Display apagado ó encendido parcial.	<ul style="list-style-type: none"> - No alimentación control. - Voltaje de control de masiado bajo. 	Verifique: <ul style="list-style-type: none"> - El voltaje de control. - Los fusibles de alimentación - El fusible interno - Los conectores. - Las terminales de control CL1 y CL2. (CL21 y CL22).
<div style="border: 1px solid black; padding: 2px; width: fit-content; margin-bottom: 5px;">PhF</div> Perdida de fase	<ul style="list-style-type: none"> - No hay alimentación en L1, L2 y L3. - Fusibles de potencia dañadas. - Falla de corto en la alimentación ($t \geq 200$ ms). - Conexiones internas. 	Verifique: <ul style="list-style-type: none"> la fuente de alimentación. - Los fusibles. - El rectificador. - Restablezca el equipo. - Los conectores.
<div style="border: 1px solid black; padding: 2px; width: fit-content; margin-bottom: 5px;">USF</div> Bajo voltaje	<ul style="list-style-type: none"> - Alimentación demasiado baja. - Temporal caída de tensión. - Conexiones internas. 	Verifique: <ul style="list-style-type: none"> la fuente de alimentación. - Restablezca el equipo. - Los conectores.
<div style="border: 1px solid black; padding: 2px; width: fit-content; margin-bottom: 5px;">OSF</div> Sobrevoltaje	Fuente demasiado alta	Verifique: <ul style="list-style-type: none"> - El voltaje de alimentación - Restablezca el equipo. - El parámetro FrS (50 ó 60).
<div style="border: 1px solid black; padding: 2px; width: fit-content; margin-bottom: 5px;">OhF</div> Sobre temperatura	Temperatura del radiador ≥ 75 C Para los equipos menores a 30 Kw el conector J8 desconectado La resistencia de frenado sobrecalentada	Verifique: <ul style="list-style-type: none"> - La carga del motor, el ventilador y el ambiente alrededor del variador; espere a que se enfríe antes de restablecer el equipo. - El conector J8 - La posición de los puentes (jumpers) - Las condiciones de frenado y cambien la resistencia de frenado si es necesario

Tabla 4.7 Códigos de Fallas. (Continúa)

OLF.	Sobre carga del motor	<p>Disparo térmico debido a una sobre carga prolongada o una falla de fase. Potencia del motor demasiada baja.</p>	<p>Verifique:</p> <ul style="list-style-type: none"> - El parámetro ItH y compare con la corriente nominal del motor - La carga del motor, y compare con la velocidad de operación. - Las conexiones del motor. - Espere aproximadamente 7 minutos antes de restablecer el equipo.
ObF.	Frenado excesivo	Sobre voltaje o sobre corriente debido al frenado excesivo ó al manejo de la carga (aún con la opción de frenado)	<p>Verifique:</p> <ul style="list-style-type: none"> - Incremente el tiempo de desaceleración. - Añada la opción de frenado si es necesario.
OcF.	Sobre Corriente	Corto circuito ó falla a tierra a la salida del variador de velocidad. Falla interna del equipo	<p>Verifique:</p> <ul style="list-style-type: none"> - Desenergize la potencia y el control. - Revise los cables de conexión y el aislamiento del motor con el equipo desconectado. - Active el autodiagnóstico - Incremente el tiempo de aceleración ó desaceleración. - Restablezca el equipo.
CrF	Falla del relé de carga	Falla en el control de cierre del relé de carga de los capacitores.	<p>Verifique:</p> <ul style="list-style-type: none"> - Los conectores.

Tabla 4.7 Códigos de Fallas. (Continúa)

SPF.	<p>Ajuste incorrecto de la regulación de velocidad</p> <p>No existe señal de retroalimentación del tacómetro generador</p>	<p>-Restablezca el potenciómetro ASP en la opción de frenado</p> <p>- Las condiciones de la carga del motor</p> <p>-las conexiones del tacogenerador</p>
SLF	<p>Falla de enlace serial. (con la opción de tarjeta de comunicación)</p>	<p>Verifique:</p> <ul style="list-style-type: none"> - Las conexiones entre el variador de velocidad y el Controlador ó la computadora.
InF.	<p>Falla de conexión interna del equipo</p> <p>Falla de la memoria de almacenamiento EEPROM</p> <p>Selector del AUTOTEST movido a la posición de ON durante operación</p>	<p>Verifique:</p> <ul style="list-style-type: none"> - Las conexiones internas sin alimentación de control ó potencia y con los capacitores descargados. - Restablezca el selector a la posición OFF - Desenergize la potencia y el control del equipo. - Restablezca el equipo.

Tabla 4.7 Códigos de Fallas.



CONCLUSIONES.

Como ya se ha mencionado en la introducción de esta tesis, el objetivo principal de esta tesis, consistía en realizar un análisis funcional de cada una de las tarjetas y módulos que constituyen al variador ATV452 así como el proceso que sigue para el control de velocidad de un motor tipo jaula de ardilla con el fin de dar a conocer de una forma más explícita la aplicación de la electrónica en los sistemas industriales.

Así para llegar al objetivo final, y después de mostrar las funciones de las tarjetas y módulos que componen al variador de velocidad se llegó a las siguientes conclusiones.

Aunque hoy en día ya se han desarrollado diferentes modos de control para los motores del tipo jaula de ardilla el método de modulación de ancho de pulsos (Pulse Width Modulation PWM) es el más común y se usa como base para algunos otros.

Como se indica en el capítulo 2, el variador de velocidad está formado en grandes rasgos principalmente por el rectificador, el bus de DC y el oscilador sin embargo, es necesario un control preciso y dedicado para procurar el funcionamiento exacto y la generación de la forma de onda precisa en cada punto deseado relacionado con la frecuencia de funcionamiento requerido. Es por eso que ahora se está utilizando un microprocesador de aplicación específica (microprocesador DSP para el método de control DTC por la compañía ABB) y no un microprocesador de uso general (80386, 80480,... para el método PWM). Sin embargo este es sólo uno de los cambios más importantes ya que físicamente los equipos se han ido reduciendo en sus dimensiones gracias a la tecnología de miniaturización en los componentes de las tarjetas de tal forma que ahora es casi prácticamente imposible el sustituir un componente para reparar una tarjeta por lo que es más costeable sustituir una tarjeta completa que un solo componente, además de que ahora las tarjetas electrónicas tienen conexiones entre los componentes a través de varias capas que conforman la tarjeta misma. Esta misma miniaturización nos ha permitido integrar prácticamente toda la electrónica en una sola tarjeta (para los equipos de pequeña capacidad)

Pero además en el Altivar 45-2 se utiliza un algoritmo para controlar a los transistores con el fin de generar una forma de onda senoidal capaz de hacer funcionar a un motor, hoy en día se han desarrollado muchas nuevas formas y nuevos métodos para el control de los transistores con el fin de generar una forma de onda no sólo lo más cercano a una senoidal, sino, que esta forma de onda nos



CONCLUSIONES



permita obtener todas las características nominales de un motor con la mayor eficiencia posible.

Obviamente el motor de corriente alterna hoy en día también ha sido remodelado, no en una forma radical ya que la forma sigue siendo prácticamente la misma sin embargo la forma de la jaula de ardilla se ha transformado en una jaula diagonal, los métodos de vaciado del aluminio así como la forma de embobinarlo ya son automatizados y fabricados en serie lo cual impacta completamente en un bajo costo y en una mayor difusión.

Sin embargo, como todos sabemos “a cada acción corresponde una reacción”, cada vez tenemos mejores motores y mejores controles para los motores pero también cada vez tenemos más problemas en nuestras instalaciones, esto se debe precisamente a que nuestros equipos se están haciendo más pequeños y más sensibles, hoy en día encontramos que los PLC’s se alteran y/o dañan sin razones aparentes los motores se calientan sin ninguna sobrecarga aparente, los interruptores explotan o se dañan y nadie esta seguro de porque pasan todos estos fenómenos hasta que optamos por monitoreas las condiciones a las que estamos trabajando y es ahí en ese momento donde empezamos a analizar que es lo que nosotros mismos estamos generando.

Armónicos, Sistemas de tierra, Compatibilidad electromagnética, Pérdidas de comunicación, etc... son sólo los efectos de nuestra nueva tecnología, siempre podemos reparar los equipos dañados pero nunca podremos controlar algo que no conocemos por lo que es imperante asegurarnos que la información que estamos manejando sea la correcta para que al final de nuestro análisis tengamos una solución correcta.

Con cada avance de la tecnología avanzamos más en el desarrollo del control ideal del motor de corriente alterna, se están haciendo pruebas con materiales superconductores, mejores sistemas para evitar la fricción, pero al final de todo encontraremos nuestro objetivo final:

Encontrar la fuente ideal para alimentar a nuestro motor con el fin de transformar el comportamiento del motor de corriente alterna en un comportamiento y desempeño igual ó mejor al motor de corriente directa.



BIBLIOGRAFÍA

- 1. La Variation de vitesse électronique por moteur asynchrone á cage**
Telemecanique; Telemecanique Didactic 1988, 5 rue Nadar – 92500 Rueil
Malmaison (France).
- 2. Variadores de velocidad para motores de inducción Jaula de Ardilla de C.A. trifásicos;** Martín Arciga Ramírez; Telemecanique México 1992.
- 3. Altivar 5 Series 452 User´s Manual;** Groupe Schneider; Impresión
Soregraph – Levallois 1991.
- 4. Altivar 5 Manual de Formación;** Martín Arciga Ramírez; Telemecanique
México 1991.
- 5. Fundamentos de Control de Motores Eléctricos en la Industria;**
Enriquez Harper: Limusa 1999.
- 6. Electrónica Teoría de Circuitos;** Robert Boylestad / Louis Nashelsky;
Prentice Hall; México 1994.
- 7. Generalidades de Motores de Corriente Alterna;** Horst Hutter; Siemens
- 8. Curso de Motores y Variadores de Velocidad;** Martín Arciga Ramírez;
Schneider Electric México 2002.
- 9. Maquinas Eléctricas y Transformadores;** Irving L. Kosow; Prentice Hall
1993
- 10. Curso de Transformadores y Motores de Inducción;** Enriquez Harper;
Limusa 2001
- 11. Power Line Harmonic Problems: Causes and Cures;** Paul Golden,
Dranetz Technologies; Electrical Manufacturing, October 1991.
- 12. Electrical Feed Drives in Automation;** H. Grob, J. Hamann, G. Wiegärtner;
Publicis MCD Corporate Publishing 2001.
- 13. Convertidores de Frecuencia Para Motores de Corriente Alterna;** José
María Merino Azcarraga; Iberdrola / Mc Graw Hill 1998.