OPERACION DEL MOTOR DE INDUCCION

CON FERCUENCIA VARIABLE.

I. INTRODUCCION.

En la actualidad se ha generalizado mucho el uso de motores de inducción alimentados con frecuencia variable. El control de la frecuencia permite un control muy fino de la velocidad de la máquina. Si a esto se añade la posibilidad de controlar el voltaje de alimentación, puede tenerse además un control sobre el torque y la corriente del motor. Puede entonces minimizarse la corriente y maximizarse el torque para una determinada condición de velocidad, mediante el ajuste adecuado de la frecuencia y el voltaje de alimentación de la máquina.

El problema del ajuste de la frecuencia radica en el hecho de que la red de 50 Hz no puede ser modificada. Sin embargo, el desarrollo de la electrónica de potencia ha hecho posible crear dispositivos convertidores de frecuencia que permiten el control, tanto de los motores de inducción como de los síncronos.

Estos dispositivos electrónicos basan su funcionamiento, básicamente, en la operación de elementos semiconductores de potencia, operando a corte y conducción completa (ON-OFF), motivo por el cual generan un gran contenido de armónicas que tienden a empobrecer el desempeño del motor que alimentan. Se incrementan las pérdidas por calentamiento y aparecen torques parásitos pulsatorios en el motor de inducción. No obstante estas deficiencias, el incremento en la flexibilidad de operación de los motores controlados con este tipo de dispositivos ha popularizado su uso.

Basado en estos conocimientos previos, se hará un estudio de las características de operación de las máquinas de inducción de jaula de ardilla, alimentadas con frecuencia variable, considerando primeramente un convertidor de frecuencia ideal, es decir, que no genera armónicas. Posteriormente se analizará el efecto de las corrientes armónicas en el comportamiento del motor, vale decir, el incremento de las pérdidas por efecto Joule y la aparición de los ya mencionados torques pulsatorios.

2. CONTROL DE VELOCIDAD.

Utilizando convertidores de frecuencia (principalmente conversores continua-alterna o INVERSORES), se pueden implementar controles de velocidad con distinto grado de complejidad, partiendo desde el control en lazo abierto, con característica voltaje-frecuencia impuesta, hasta los controles realimentados de tipo escalar y de tipo vectorial. Se discutirá brevemente cada uno de ellos.

2.1. Control en Lazo Abierto.

Este control, de implementación simple, se basa en aplicar una determinada frecuencia de alimentación a la máquina, para lograr una velocidad mecánica cercana a la deseada. Como normalmente los motores de inducción utilizados con inversores son de bajo deslizamiento (NEMA Clase A o B), existe una buena relación entre velocidad y frecuencia aplicada, como muestra la Figura 2.1.

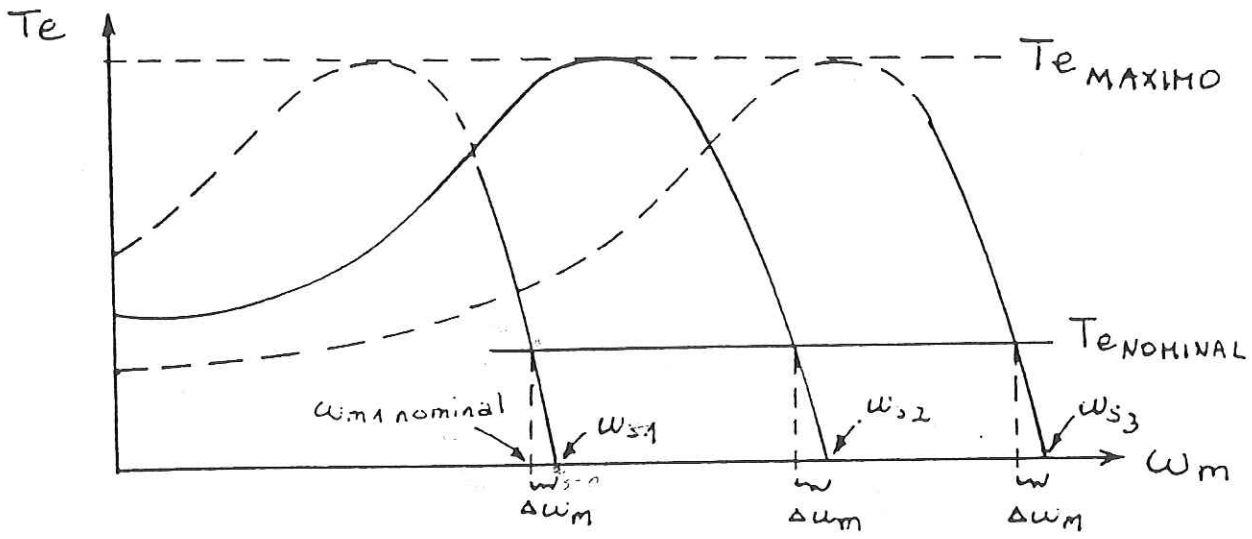


Figura 2.1.

Al aplicar una frecuencia f_1, la velocidad de la máquina será siempre muy cercana a aquélla del campo magnético rotatorio, w_{S1}, producido por esa frecuencia. Se tiene entonces un buen control de la velocidad al variar la frecuencia. Por ejemplo, en el caso de un motor de cuatro polos, alimentado con 50 Hz, de deslizamiento nominal igual al 5%, la máxima variación de velocidad mecánica (entre torque cero y torque nominal) será entre 1500 y 1425 RPM. Es decir, Δw_m=75 RPM. Esta variación se mantendrá constante en todo el rango de frecuencias entre cero y su valor nominal. Esto quiere decir que el porcentaje de error a bajas velocidades tiende a aumentar, lo que justifica el uso de

motores de bajo deslizamiento para el control en lazo abierto (amén del mejor rendimiento que este tipo de máquina presenta).

Este mismo motor, alimentado con 20 Hz, tendrá un margen de velocidad de operación (entre torque cero y plena carga) de entre 600 y 525 RPM, es decir, de un 12.5%.

2.1.1 Saturación.

Debido a problemas de saturación, la operación del motor a frecuencias inferiores a la nominal, obliga a reducir el voltaje aplicado al motor. La saturación se presenta a causa del crecimiento del flujo de excitación, ϕ_e, al disminuir la frecuencia de alimentación. De la Ley de Inducción de Faraday puede deducirse la siguiente expresión:

$$V/f \approx k \cdot \phi_e \qquad (1)$$

Donde V es el voltaje aplicado al motor, f la frecuencia de alimentación y k una constante de proporcionalidad. Se deduce entonces que, para evitar el crecimiento del flujo de excitación del entrehierro, ϕ_e, debe disminuirse el voltaje aplicado al motor al reducir la frecuencia de modo de satisfacer la condición

$$V/f \approx \text{constante} \qquad (2)$$

Lo que obviamente implica flujo constante para toda condición de frecuencia aplicada.

Cuando el motor opere a frecuencias mayores que la nominal, también habría que mantener la relación anterior, es decir, aumentar el voltaje aplicado en la proporción del aumento de la frecuencia. Esto no obstante, no es recomendable, debido a problemas de aislación que pueden presentarse en el motor al aplicar voltajes mayores que el nominal. En esta zona, el voltaje se mantiene constante y en su valor nominal. Se deduce entonces que la máquina verá reducido su flujo a altas frecuencias, lo que implica reducción del torque electromecánico en el eje del motor. La Figura 2.2 ilustra la curva voltaje-frecuencia normalmente utilizada y las curvas torque-velocidad angular que resultan para tres frecuencias diferentes: f menor, igual y mayor que $f_{nominal}$.

La frecuencia aplicada también tiene su límite, dado principalmente por los esfuerzos centrífugos, que se generan en el rotor, al alcanzar velocidades angulares elevadas con el aumento de la frecuencia. Ello puede llevar a la destrucción macánica de la máquina.

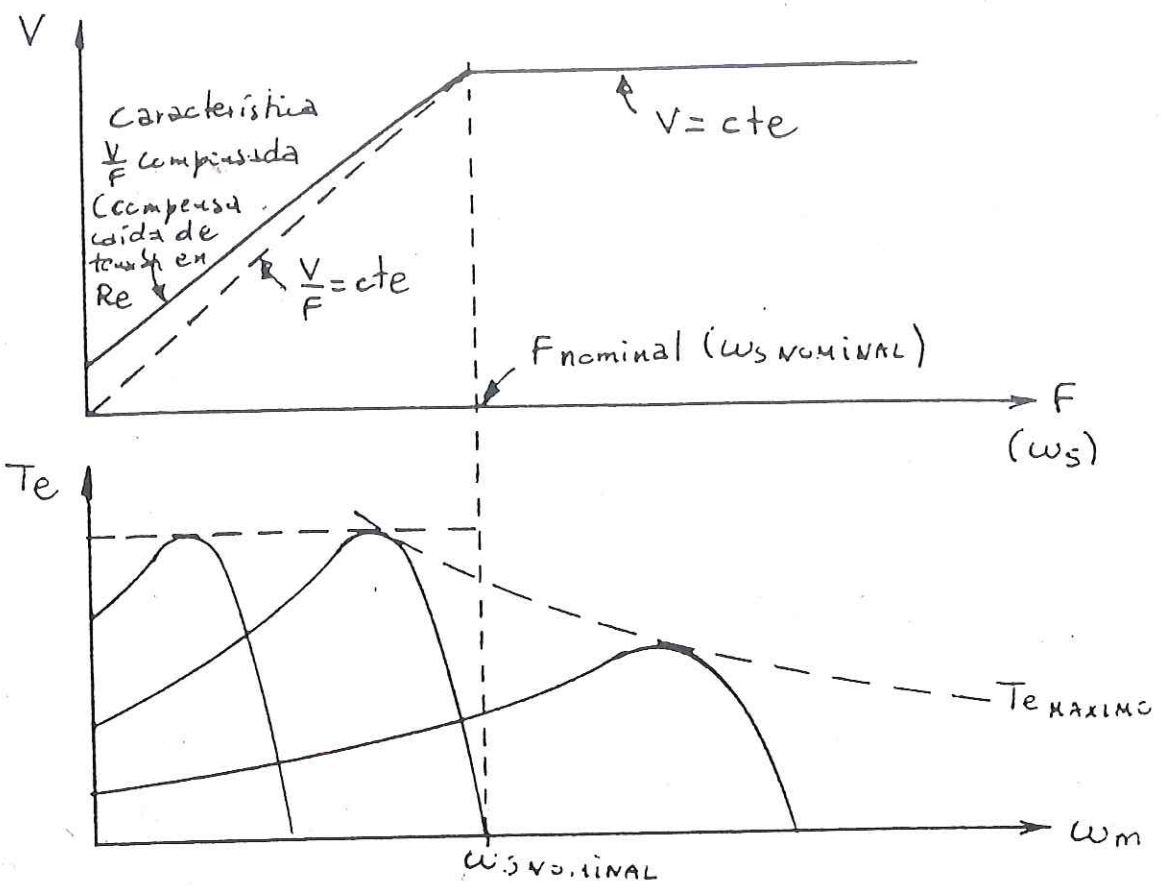


Figura 2.2. Curva Voltaje-Frecuencia y Curvas Torque-Velocidad para Tres Frecuencias de Operación

2.2. Control Realimentado.

Si se quiere lograr un control mas preciso de la velocidad, es menester realimentar. Si se quiere controlar otras variables, como el torque o la corriente, también será necesario realimentar. La realimentación consiste en medir algunas de las variables de salida (velocidad, corriente o voltaje) y compararlas con un valor de referencia preestablecido y deseado. De esta comparación se genera una señal de error que es la que se utiliza para lograr la frecuencia, corriente o voltaje que el motor requiere, para conseguir las condiciones de operación deseadas.

La Figura 2.3 muestra un control de velocidad en lazo abierto como el ya discutido en la Sección 1 y la Figura 2.4 muestra el mismo control, al cual se ha agregado realimentación de velocidad. De este modo se puede, si se utiliza el controlador adecuado, lograr una velocidad de operación muy precisa.

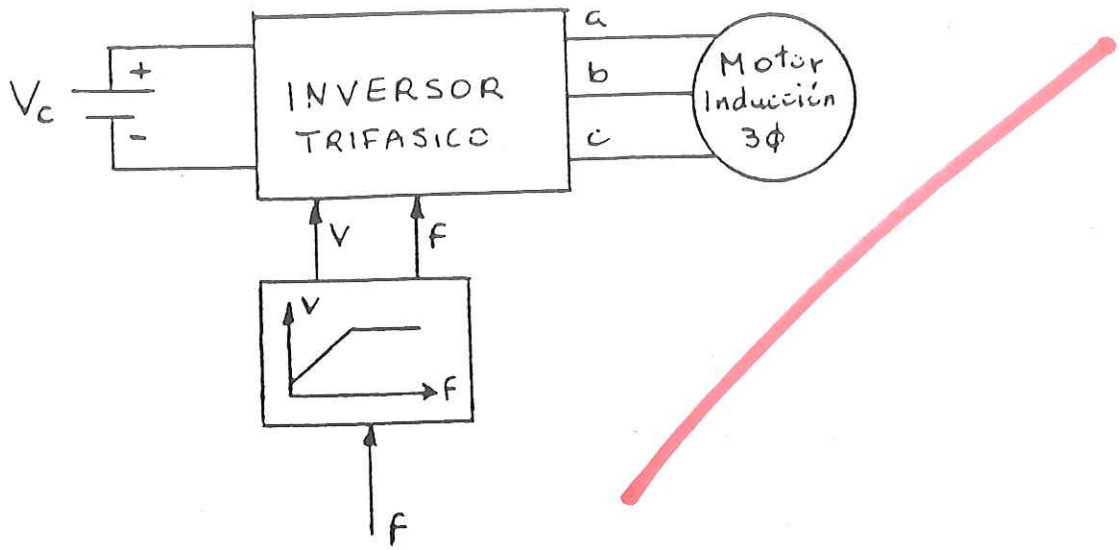


Figura 2.3. Control de Velocidad en Lazo Abierto.

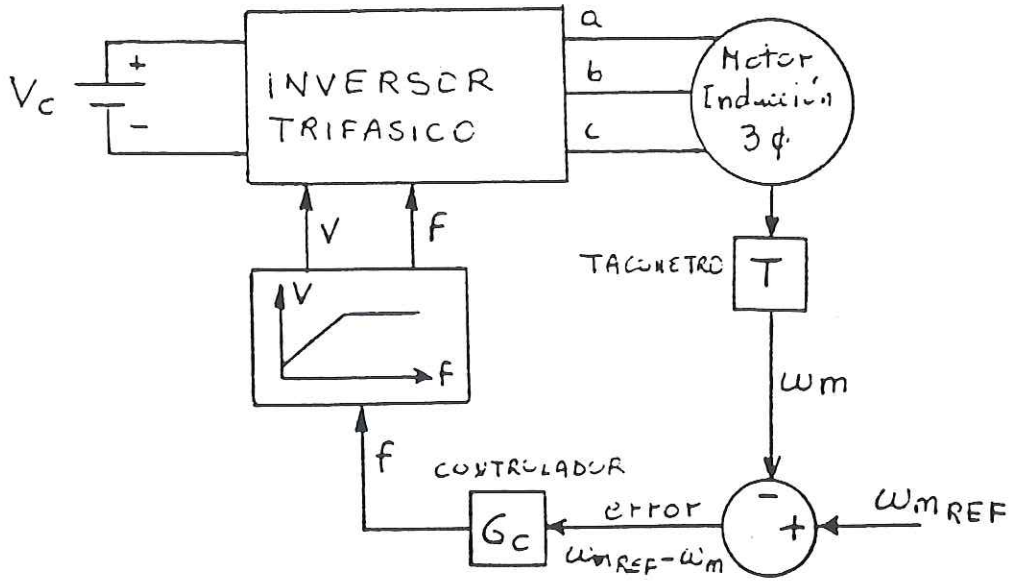


Figura 2.4. Control de Velocidad Realimentado

2.2.1 Control Escalar.

El ejemplo de realimentación de velocidad anterior constituye un clásico ejemplo de control escalar. En este tipo de control no se conocen y no se controlan las posiciones espaciales relativas entre las fuerzas magnetomotrices de rotor y estator, que caracterizan al control vectorial. En el control escalar sólo se miden magnitudes.

Ademas del ya mencionado control realimentado de velocidad, el control realimentado por frecuencia de deslizamiento es otro ejemplo de aplicación muy difundido. Con este tipo de control puede controlarse el torque con bastante precisión. Debido a su importancia, se hará un estudio cuantitativo de este tipo de realimentación. La Figura 2.5 muestra el diagrama en bloques de un control de este tipo.

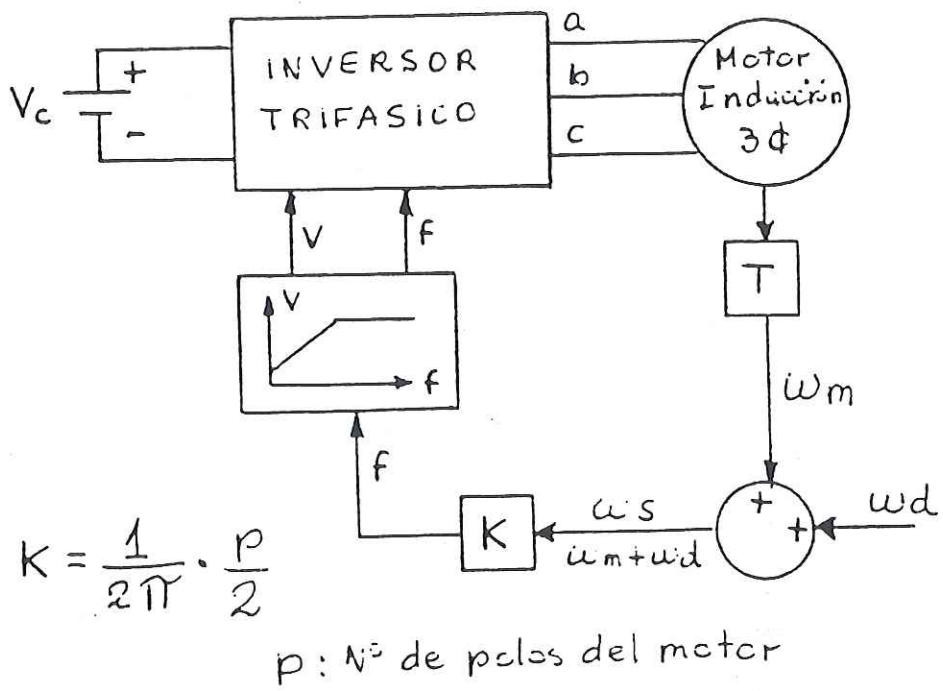


Figura 2.5. Control por Frecuencia de Deslizamiento.

De la relación:

$$w_s = w_m + w_d \qquad (3)$$

Donde w_s es la velocidad del campo magnético del estator a la frecuencia f, w_m la velocidad angular mecánica del rotor y w_d la frecuencia angular de deslizamiento. Como w_d se utiliza como referencia en el circuito de la Figura 2.5, se establece que esta

realimentacion hará operar el motor a una frecuencia de deslizamiento definida e igual a la referencia. De la ecuación de torque de la máquina de inducción:

$$T_e = \frac{3 \cdot R_r'}{s \cdot w_s} \frac{V^2}{(R_e + R_r'/s)2 + X_{eq}^2} \qquad (4)$$

Donde el deslizamiento s se define como:

$$s = \frac{w_s - w_m}{w_s} = \frac{w_e}{w_s} \qquad (5)$$

y

$$X_{eq} = w \cdot L_{eq} = w_s \cdot L_{eq} \cdot p/2 \qquad (6)$$

En estas expresiones:

V : voltaje fase-neutro aplicado a cada fase del motor
R_r' : resistencia rotórica referida al estator
R_e : resistencia del estator
X_{eq} : reactancia de fuga equivalente rotor-estator
w : frecuencia angular de alimentación de la red.
L_{eq} : inductancia de fuga equivalente rotor-estator
p : número de polos de la máquina

La ecuación (4) se desprende del circuito equivalente aproximado de la máquina de inducción que se muestra en la Figura 2.6.

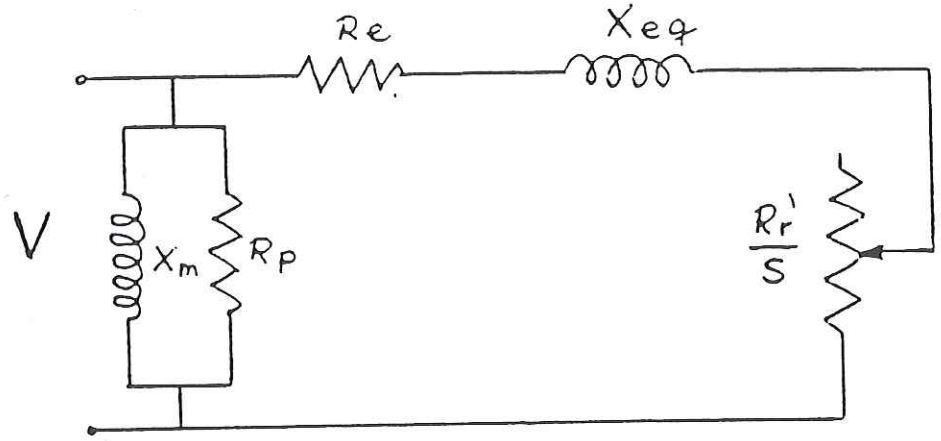


Figura 2.6. Circuito Equivalente Aproximado del Motor de Inducción.

Reemplazando (5) y (6) en (4) se tiene la siguiente expresión del torque:

$$T_e = \frac{3 R_r' \cdot V^2}{w_d \cdot ((R_e + R_r' w_s / w_d)^2 + (w_s L_{eq} p/2)^2)} \qquad (6)$$

Para esta expresión hay dos casos independientes que analizar:

a) <u>Para frecuencias de operación inferiores a la nominal</u>. De acuerdo con la ecuaciónes (1) y (2),

$$V = K \cdot w_s \qquad (7)$$

Reemplazando (3) y (7) en (6) se obtiene una expresión del torque valida para frecuencias bajo la nominal:

$$Te = \frac{3 \cdot R_r' \cdot K^2 \cdot w_d \cdot (w_m + w_d)^2}{(R_e \cdot w_d + R_r' (w_m + w_d))^2 + (p/2 \cdot w_d (w_m + w_d) \cdot L_{eq})^2} \qquad (8)$$

De la ecuación (8) puede desprenderse fácilmente el valor del torque de partida, para el cual $w_m = 0$.

$$T_p = \frac{3 \cdot R_r' K^2 \cdot w_d}{R_{eq}^2 + p/2 \cdot w_d \cdot L_{eq}^2} \qquad (R_{eq} = R_e + R_r') \qquad (9)$$

Como estas máquinas son de deslizamientos nominales pequeños, la parte resistiva del denominador resulta ser mucho mayor que la parte reactiva ($R_{eq} \gg p/2 \cdot w_d \cdot L_{eq}$), lo cual lleva a la siguiente aproximación:

$$T_p \approx \frac{3 \cdot R_r' K^2 \cdot w_d}{R_{eq}^2} \approx Ko \cdot w_d \qquad (10)$$

Es decir, el torque de partida T_p resulta ser proporcional a la frecuencia de deslizamiento w_d. El signo de w_d también define el signo del torque de partida, es decir, hay además control sobre el sentido de giro de la máquina.

Volviendo a la ecuación (8), puede observarse que si la resistencia del estator se desprecia ($R_e \approx 0$), resulta también una expresión de torque proporcional al deslizamiento. En la práctica, R_e no es cero y se recurre a una compensación en la curva voltaje-frecuencia del control, de modo de contrarrestar la

caida de tension que se produce en esta resistencia. De esta forma se consigue tener un torque proporcional a la frecuencia de deslizamiento. Esta compensación es la que se indicó en la Figura 2.2.

b) Para frecuencias de operación superiores a la nominal. Como ya se mencionó, en este caso no es prudente aumentar el voltaje en conjunto con la frecuencia, por problemas de aislación. Se mantiene entonces el voltaje V constante. De este modo la ecuacion de torque válida para esta condicion es:

$$T_e \approx \frac{3 \cdot V^2 \cdot w_d}{R_r \cdot w_m^2} \qquad (11)$$

Es decir, el torque es proporcional a la frecuencia de deslizamiento e inversamente proporcional al cuadrado de la velocidad angular mecánica del rotor. Esta expresión se desprende del hecho que a frecuencias altas $w_m \gg w_d$, lo cual permite despreciar los efectos de R_e y L_{ea} en el torque electromagnético.

Las ecuaciones (10) y (11) permiten obtener la curva torque-velocidad que resulta para el motor de induccion con control realimentado por frecuencia de deslizamiento. La Figura 2.7 muestra las características de torque para tres referencias diferentes de frecuencia de deslizamiento. Es interesante hacer notar que si se aplica una referencia negativa con respecto al giro del motor, la máquina actúa como generador, devolviendo energía a la fuente a través del inversor.

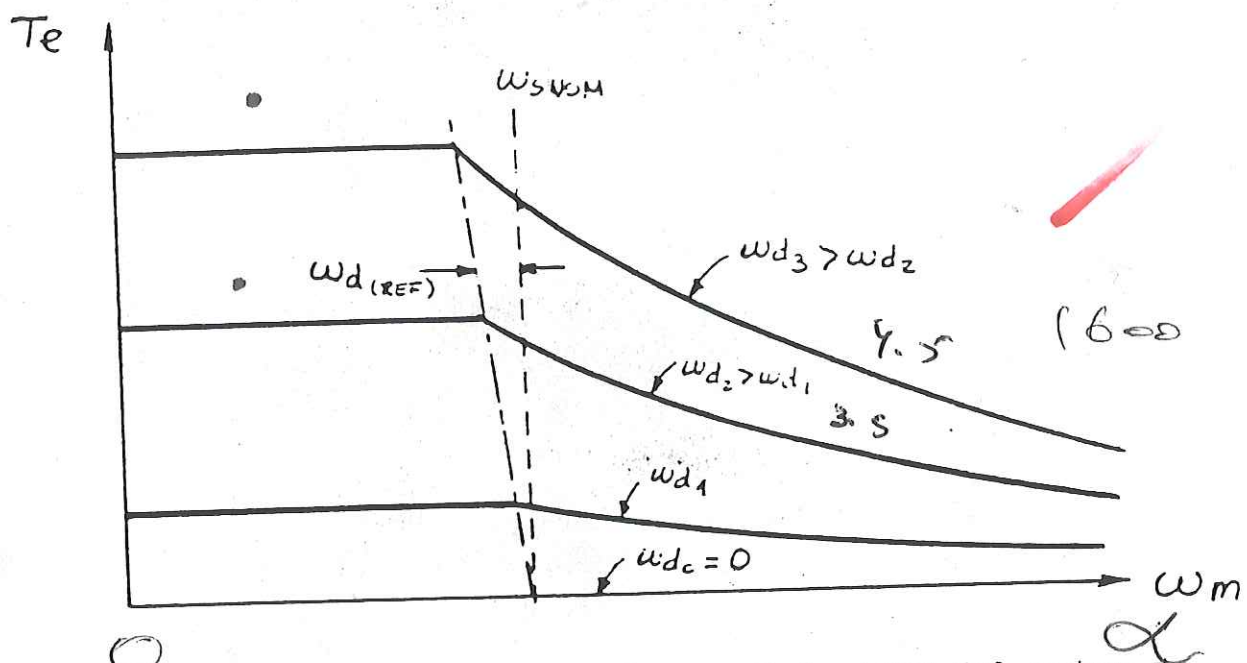


Figura 2.7. Característica Torque-Velocidad del motor de Inducción con Control por Frecuencia de Deslizamiento

Como pude observarse, la característica resultante no tiene nada que ver con la típica curva de torque de un motor de inducción operado con frecuencia fija. Aplicando la referencia adecuada se pueden tener altos toques de partida. Limitando el valor de la referencia se tiene también un control sobre la corriente de la maquina. la cual en ninguna condición mecánica de operación podrá exceder el valor de corriente que impone dicha referencia.

2.2.2. Control Vectorial.

Mediante el conocimiento de los parámetros del circuito equivalente de la máquina y de la posición angular instantánea del rotor, es posible estimar el valor del flujo de excitación en magnitud y posición angular, para determinadas condiciones de frecuencia y voltaje de alimentación. El conocimiento del flujo permite ajustar los valores de entrada (voltaje y frecuencia aplicados al motor) de modo de operar la maquina a flujo constante y en cuadratura con la corriente de armadura. Dicho de otro modo. se logra operar el motor de induccion como si se tratara de una máquina de corriente continua de excitación separada, la cual. como se sabe, presenta características óptimas de controlabilidad a través de la corriente de armadura (Control Lineal). Para ello. es menester controlar en lazo cerrado la corriente y llevar a cabo una transformación de coordenadas, como se muestra en la Figura 2.8. Este tipo de control tiene excelentes características de respuesta dinámica y no presenta las limitaciones de la máquina de corriente continua de excitación separada, dadas principalmente por el hecho de que esta última posee conmutador y escobillas (reacción de armadura y conmutación).

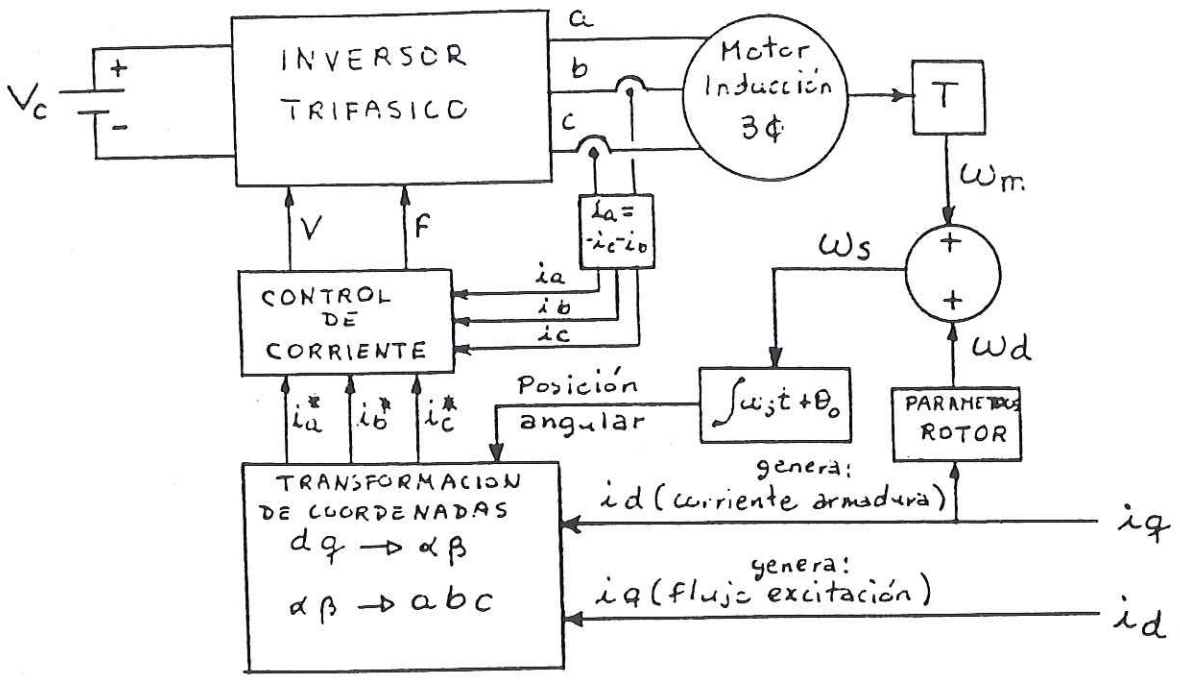


Figura 2.8. Esquema Básico del Control Vectorial.

3. CONVERTIDORES DE FRECUENCIA.

Para operar el motor de inducción con frecuencia variable es necesario contar con dispositivos convertidores de frecuencia. Estos dispositivos se construyen con elementos pasivos de red capaces de disipar y almacenar energía (R, L y C) y con interruptores electrónicos de alta velocidad (semiconductores de potencia). Entre estos convertidores se destacan los conversores duales, los cicloconversores y los inversores. Se dará una breve explicación del funcionamiento de los inversores.

3.1. Inversores.

El inversor es un dispositivo capaz de transformar corriente continua en corriente alterna, mediante la acción sucesiva de interruptores de alta velocidad que invierten periódicamente la polaridad de la fuente de continua. La Figura 3.1 ilustra un ejemplo de inversor monofásico y la Figura 3.2 muestra un inversor trifásico con sus correspondientes formas de onda de tensión de salida. Puede observarse en ambos casos que la tensión alterna generada dista mucho de ser sinusoidal. Esto significa que hay un contenido armónico no deseable en estas formas de onda que perjudicarán el buen funcionamiento del motor. Analizaremos este problema más adelante.

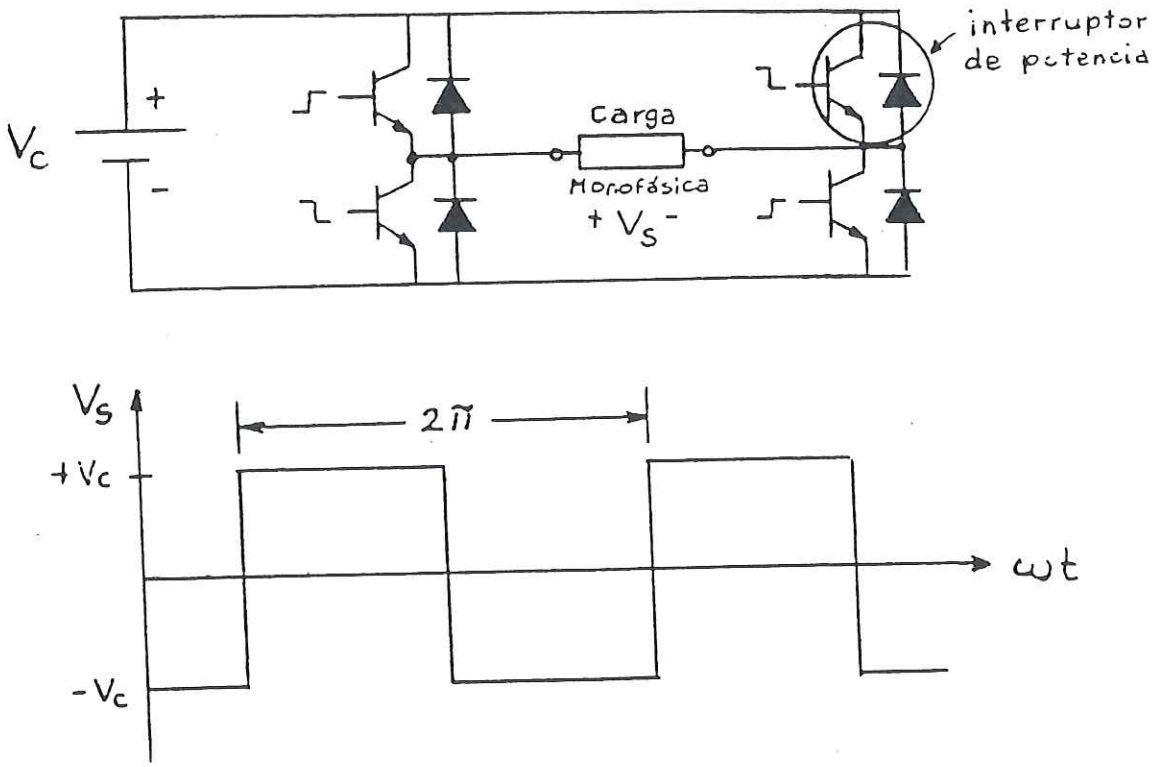
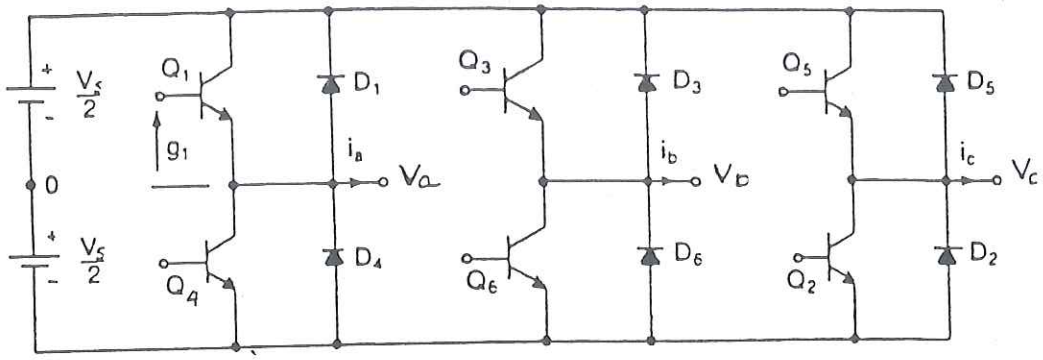
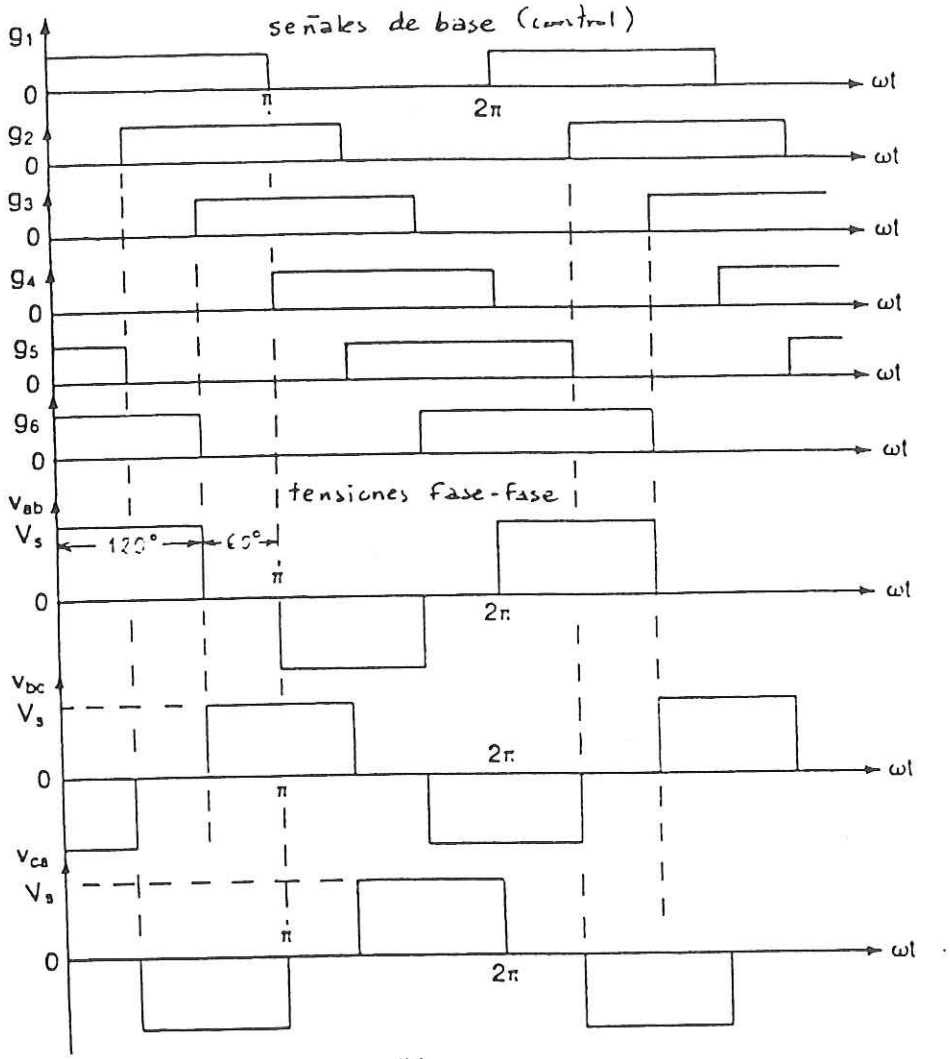


Figura 3.1. Inversor monofásico y tensión de salida



(a) Circuito



(b)

Figura 3.2. Inversor Trifásico y Tensiones de Salida
a) inversor
b) tensión fase-fase

3.1.1. Variación de la frecuencia.

El inversor permite modificar la frecuencia generada cambiando la velocidad de conmutación de los interruptores. La Figura 3.3 muestra el voltaje de salida fase-fase de un inversor trifásico operando a tres frecuencias diferentes. Para lograr esta variacion de frecuencia se recurre a elementos electronicos de control, como osciladores controlados por voltaje (VCOs), los cuales, a través de una combinación de circuitos adecuada puede controlar el encendido y apagado de los interruptores de potencia. Estos últimos pueden ser transistores de alta capacidad, del tipo Darlington Bipolar o Mosfet o bién elementos de cuatro capas como los tiristores de apagado por compuerta (GTOs). Variando el voltaje de control de referencia del VCO, puede generarse una amplia gama de frecuencias de operación. Como puede observarse, el control de la frecuencia no es complejo, lo que permite un control simple de la velocidad del motor. No obstante, conviene recordar que a bajas frecuencias debe operarse con voltaje reducido debido a los problemas de saturacion del flujo de excitación. Luego, la variación de frecuencia implica tambien una variación en el voltaje aplicado, al menos para frecuencias de operación inferiores a la nominal.

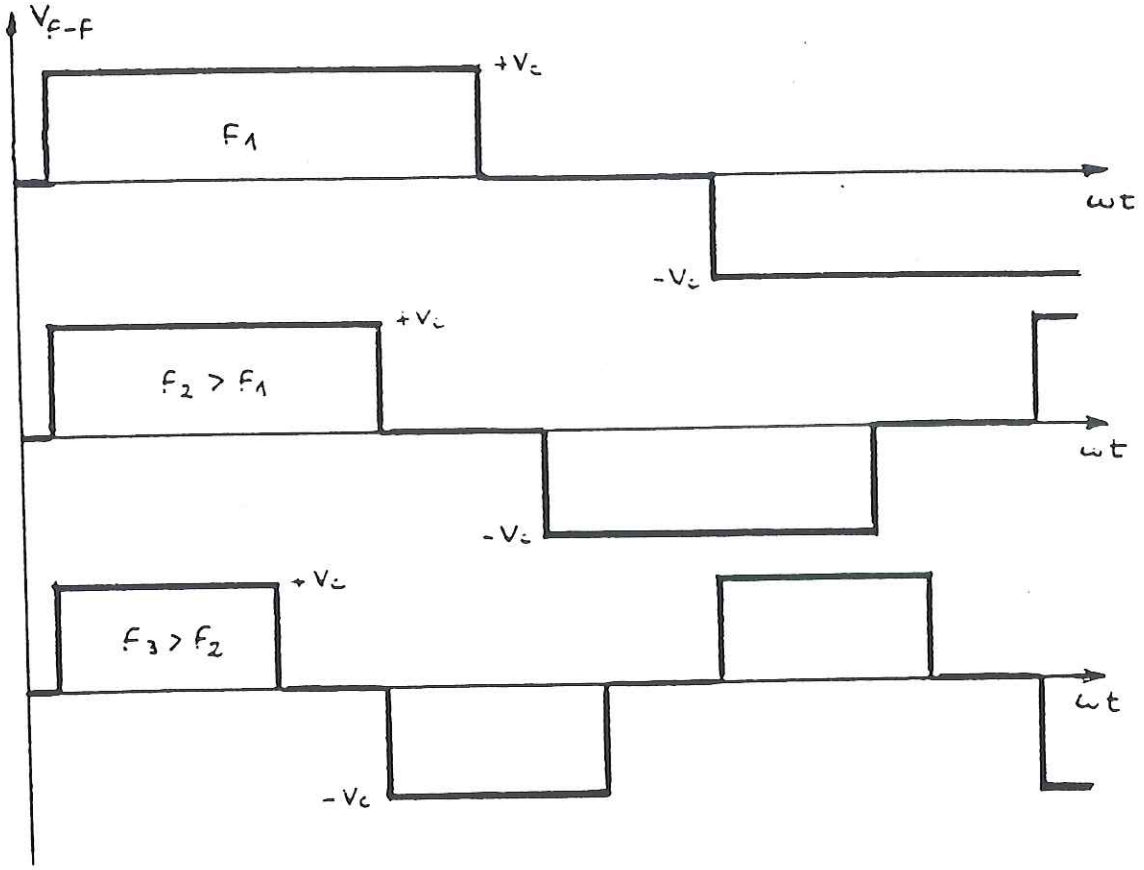


Figura 3.3. Tensión Fase-Fase en un Inversor Trifásico para Tres Frecuencias de Operación Diferentes.

3.1.2. Variacion del Voltaje.

En los inversores, el voltaje de salida está íntimamente ligado al valor de tensión de la fuente de continua que alimenta este dispositivo. Hay una relación directa entre estas magnitudes, que para la tension fase-fase está dada por:

$$V_{\phi-\phi}(rms) = 0.82 \cdot Vc \qquad (12)$$

Donde Vc es el valor de tension de la fuente continua de alimentación del inversor. Luego, una forma de controlar el voltaje de salida del inversor podría ser a traves de Vc. Esto sin embargo, requiere de un dispositivo electronico de potencia adicional, entre la fuente Vc y el inversor, lo que encarece el sistema y limita esta posibilidad a aplicaciones particulares.

Se puede tambien variar el voltaje de salida sin modificar Vc, modulando el encendido y apagado de los semiconductores que componen el puente inversor. Esto es lo que se hace generalmente ya que solo se requiere agregar alguna electronica adicional al sistema de control. Este método de control es el que se conoce con el nombre de modulacion en ancho de pulso, PWM (Pulse Width Modulation). Existen muchas formas de modulacion PWM, entre las cuales pueden destacarse la modulacion trapezoidal, sinusoidal, sinusoidal con inyección armónica, de eliminación armónica, modulación delta, etc. La Figura 3.4 muestra un ejemplo de modulacion sinusoidal, para tres voltajes de salida diferentes.

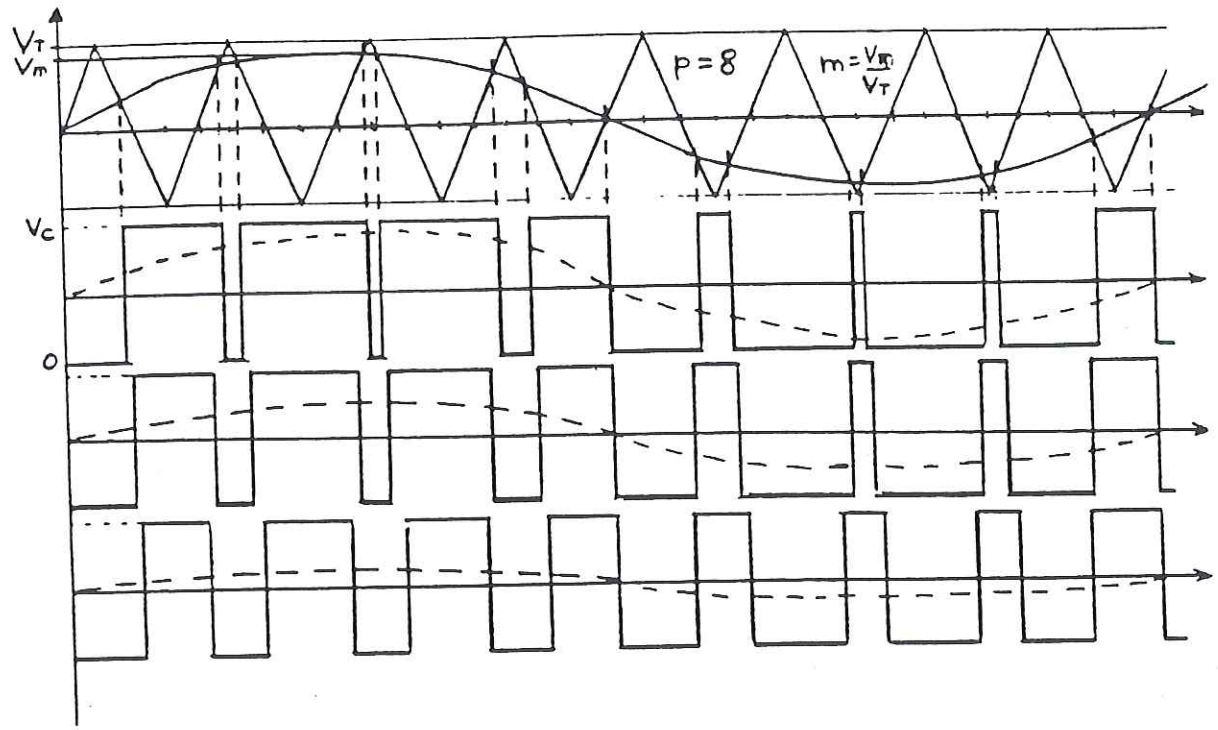


Figura 3.4. Control de Voltaje Mediante Modulación Sinusoidal.

4. EFECTO DE LAS ARMONICAS EN EL MOTOR.

Como ya se ha mencionado, las armónicas generadas por el inversor juegan un papel negativo en el comportamiento de la máquina de induccion. Su efecto depende del tipo de modulación de voltaje que se utilice en el inversor. En general, se pueden analizar dos casos importantes: aquéllos con tensión no modulada, como los mostrados en la Figura 3.3, los cuales se utilizan cuando el motor opera con frecuencias sobre la nominal, y los con tensión modulada, aplicados en operación bajo la frecuencia nominal del motor.

4.1. Ondas de tension no modulada.

La onda de este tipo (ver Figura 3.3) está formada por rectangulos de 120° alternados y separados por periodos de 60° de tension nula (voltaje fase-fase). Descomponiendo esta onda en su Serie de Fourier, se obtiene lo siguiente:

$$V = V_1 \operatorname{sen} wt + V_5 \operatorname{sen} 5wt + V_7 \operatorname{sen} 7wt + \ldots + V_n \operatorname{sen} nwt + \ldots \qquad (13)$$

con

$$n = 6k \pm 1 \qquad (k \in N + 0)$$

y

$$V_n = \pm \frac{1}{n} . V_1$$

El signo $\pm$ indica el sentido de rotacion de la componente. Estas armónicas producen armónicas de flujo que se superponen al flujo normal de la fundamental y conducen a una cierta saturación, con lo cual aumentan las pérdidas en el fierro. Generan además oscilaciones mecánicas en el eje, mas conocidas como torques pulsatorios y, adicionalmente, incrementan las pérdidas en los enrollados del motor.

4.1.1. Torques Pulsatorios.

Al componer el efecto armónico de las corrientes de las tres fases del motor, se encuentra que la quinta armónica produce un campo rotatorio que gira en sentido contrario al de la fundamental. Como su velocidad de rotación es de cinco veces la fundamental, se deduce que esta quinta armónica produce un campo rotatorio que gira a seis veces la velocidad de sincronismo. De análoga forma, la septima armonica tambien gira a seis veces la velocidad de sincronismo, pero mientras la quinta lo hace en el sentido negativo, la septima lo ejecuta en el sentido positivo. A su vez, las armonicas 11 y 13 producen campos rotatorios contrarios que giran a 12 veces la velocidad de sincronismo.

Estos campos rotatorios, al interactuar con la fundamental, producen torques pulsatorios, que tienen un valor constante (independiente de la carga mecánica), de alrededor de un 15% del valor del torque nominal (producido por la fundamental). Con cargas débiles, donde el torque fundamental es pequeño, el torque pulsatorio cobra importancia, haciendo oscilar el eje mecánico en torno a la velocidad sincrónica a una frecuencia de seis veces la fundamental (para las armónicas 5 y 7) y de doce veces para las armónicas 11 y 13. Los efectos pulsatorios de armónicas de orden superior pueden despreciarse. Estas oscilaciones traen como consecuencia un envejecimiento prematuro del sistema mecánico del motor. Como son la 5a y 7a armónicas las que producen los problemas mayores, una solución es modular la onda de tensión aplicada al motor eliminando estas armónicas. También se reduce el efecto de los torques pulsatorios aumentando las inductancias de fuga del motor, lo que contribuye a disminuir las corrientes armónicas. No obstante, esta solución tiene como contrapartida el diseñar un inversor con mayor capacidad en volt-amperes, con el objeto de contrarrestar la disminución en el factor de potencia de la máquina.

4.1.2. Corrientes armónicas.

Las corrientes armónicas o residuales generan pérdidas por efecto Joule adicionales en los enrollados, las que se ven incrementadas por el efecto pelicular (fenómeno de conducción superficial en los enrollados cuando se aplica alta frecuencia), lo que hace subir la resistencia efectiva de las bobinas. Por ejemplo, para las armónicas 5 y 7, la frecuencia inducida por ellas en el rotor, es de aproximadamente seis veces la fundamental (es igual a seis veces cuando la máquina opera en vacío). Suponiendo que la fundamental sea de 50 Hz, la resistencia efectiva de las barras para estas armónicas es corrientemente de 5 a 10 veces la resistencia normal. Como las corrientes residuales alcanzan niveles de hasta un 33% del valor nominal de la fundamental, las pérdidas en el rotor pueden fácilmante ser el doble que con alimentación sinusoidal.

4.2. Ondas de tensión modulada.

El estudio del efecto armónico cuando se utiliza modulación en ancho de pulso, PWM es mas complejo que en el caso anterior, ya que el contenido armónico depende:

a) de la onda portadora (triangular, diente de sierra, etc.)
b) del método de modulacion (sinusoidal, triangular, etc.)
c) del índice de modulacion, es decir, la relación numérica p entre la frecuencia fp de la portadora y la fl de la fundamental.
d) del desfasaje entre patrón y portadora
e) del nivel de regulación, es decir, la relación m de la

tensión fundamental obtenida a la tensión fundamental máxima posible.

Para índices p de modulación bajos, el desfasaje entre patrón y portadora puede jugar un rol importante. En este caso, es conveniente mantener este desfasaje constante (para evitar una modulación de la amplitud y de la fase) y óptimo. Esto conduce a sincronizar las ondas portadoras y patrones.

4.2.1. Armónicas de tensión.

La cuenta cuidadosa de todos los parámetros para el cálculo de las armónicas de tensión es muy complejo y requiere, en el caso general, de la utilización de un computador. Funciones de Bessel y Dobles Series de Fourier pueden verse involucradas en dichos cálculos.

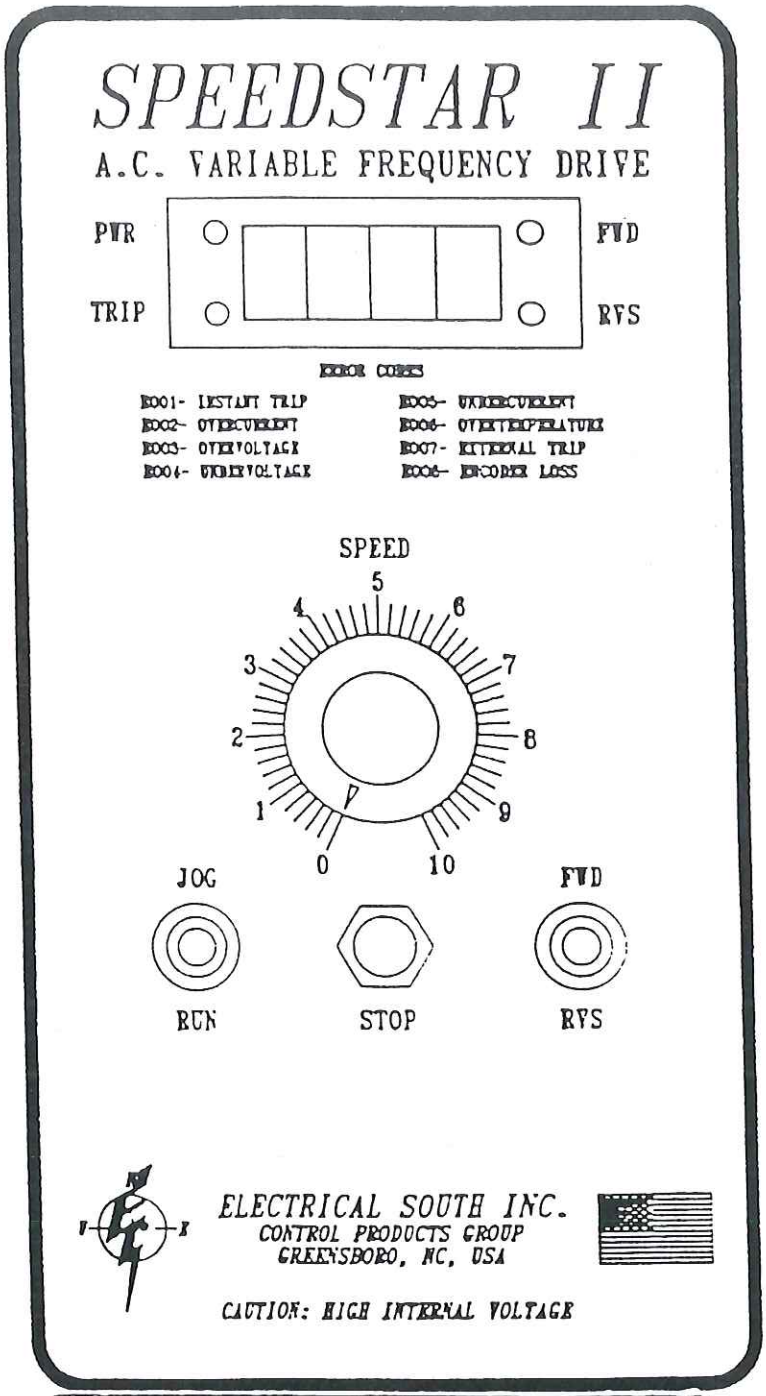
Mediante ciertas hipótesis simplificatorias, válidas en ciertos rangos de funcionamiento, cálculos simples son todavía posibles. Supongamos por ejemplo que el nivel de regulación m sea bajo y el índice de modulación p elevado. Este es el caso de las bajas velocidades, porque la tensión, proporcional a la frecuencia es débil, y la frecuencia fundamental también lo es. Esto significa que cada semiciclo de la tensión aplicada al motor puede ser recortado un gran número de veces, sin recurrir a frecuencias portadoras muy elevadas. En estas condiciones, y considerando además modulación sinusoidal, lo que se obtiene son valores armónicos de tensión de prácticamente la misma amplitud de la fundamental, es decir, $V_n = \pm V_1$.

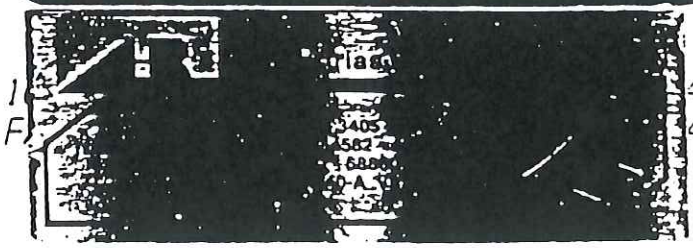
Estos resultados, confirmados por estudios analíticos cuidadosos, tienen la consecuencia de que la onda de tensión resulta muy desgarrada.

4.2.2. Armónicas de corriente.

Felizmente, las armónicas de tensión son filtradas por las inductancias de la máquina, de modo que su efecto perturbador se ve reducido en la medida que aumenta el índice de modulación. Sin embargo, con índices de modulación pequeños (p<20) los resultados obtenidos con tensión modulada resultan peores que aquéllos que se consiguen con tensión sin modular. Como consecuencia de esto, es conveniente aplicar al motor, tensiones moduladas con índices p mayores que 20 o en su defecto, utilizar tensión sin modular. En la práctica, en inversores de gran potencia, se hace difícil modular en alta frecuencia, por lo cual se recurre a la modulación sólo cuando el equipo opera a frecuencias inferiores a la nominal (que es donde se necesita controlar el voltaje). Sobre la frecuencia nominal, se prefiere utilizar tensión plena o sin modular. En los inversores mas pequeños puede llegarse sin dificultad a frecuencias de modulación elevadas, dado que se cuenta con semiconductores que pueden operar con altas velocidades de conmutación.

INSTRUCTION MANUAL





"QUALITY THROUGH RESEARCH"

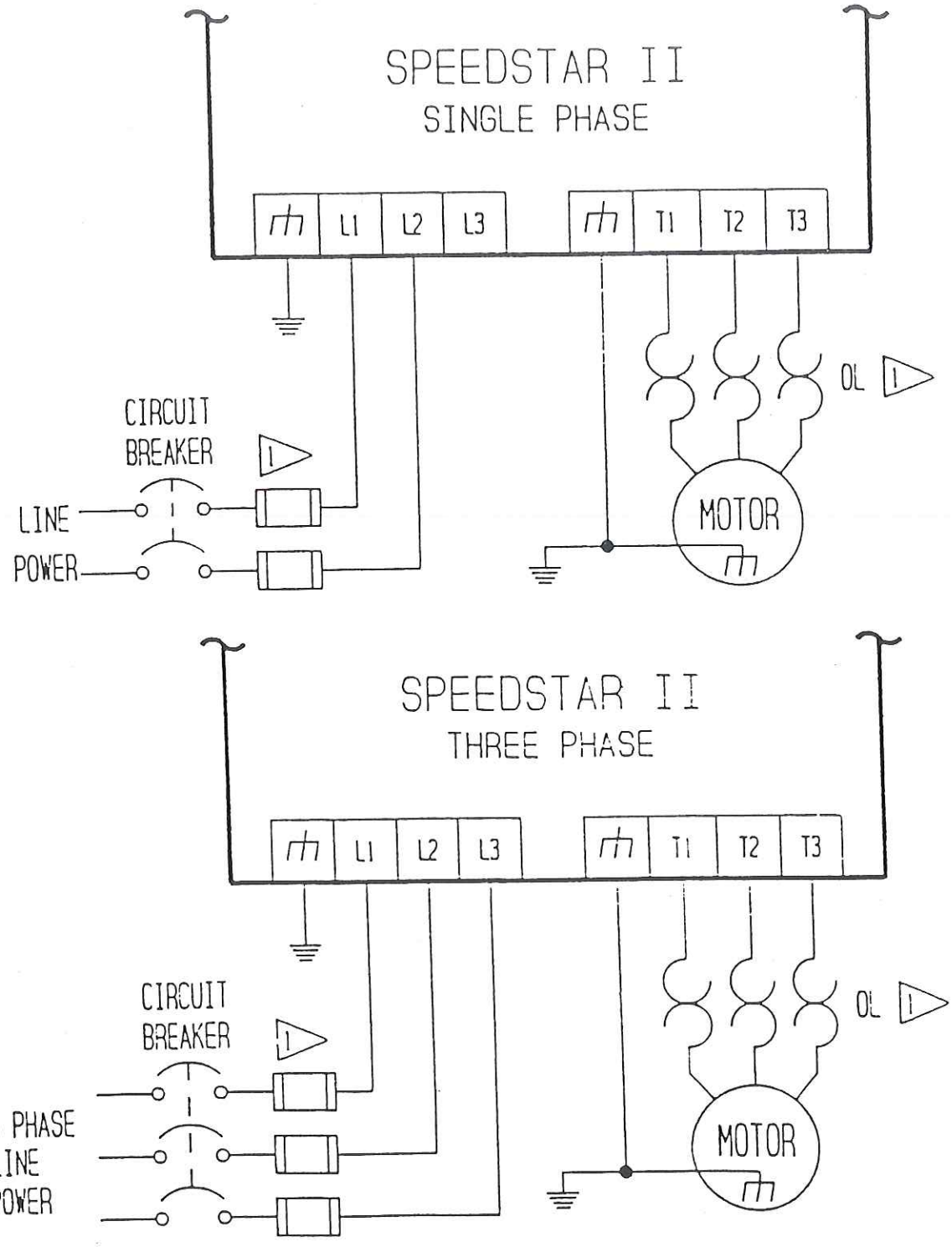
PRINTED IN USA

MAN109-01 EFFECTIVE 11-88

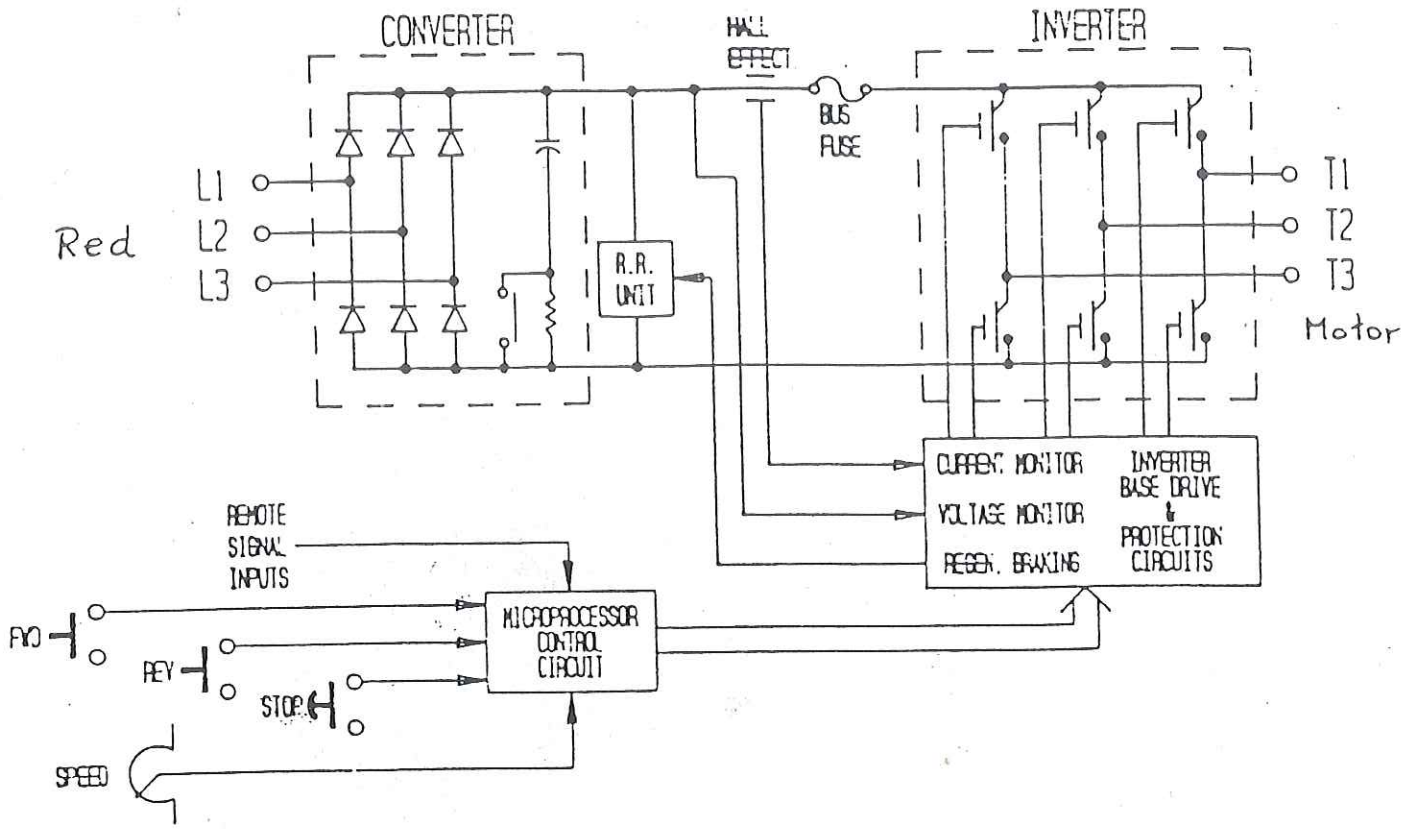
CONNECTION DIAGRAMS

NOTES:

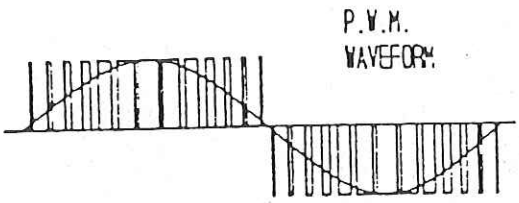
1. CUSTOMER SUPPLIED - SEE SECTION 2.3 IN THIS MANUAL FOR INPUT AND MOTOR PROTECTION.
2. DO NOT USE A CONTACTOR OR MOTOR STARTER IN THE INPUT LINE FOR START-STOP OPERATION OF THE MOTOR. SEE SECTION 2.3 IN THIS MANUAL.
3. DO NOT INSTALL POWER FACTOR CORRECTION CAPACITORS BETWEEN SPEEDSTARII AND THE MOTOR.
4. *BE SURE TO CHECK ANY LABELING ON THE TERMINAL BLOCKS.*



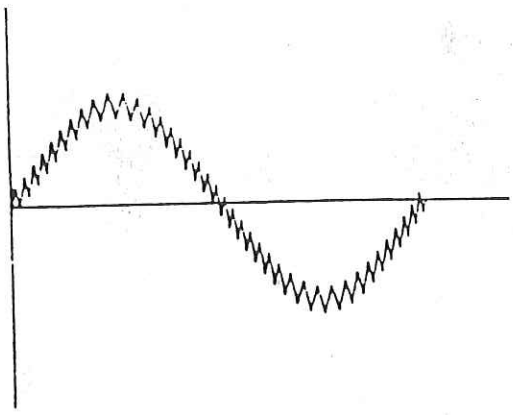
POWER WIRING
CONNECTION DIAGRAM



Convertidor de Frecuencia

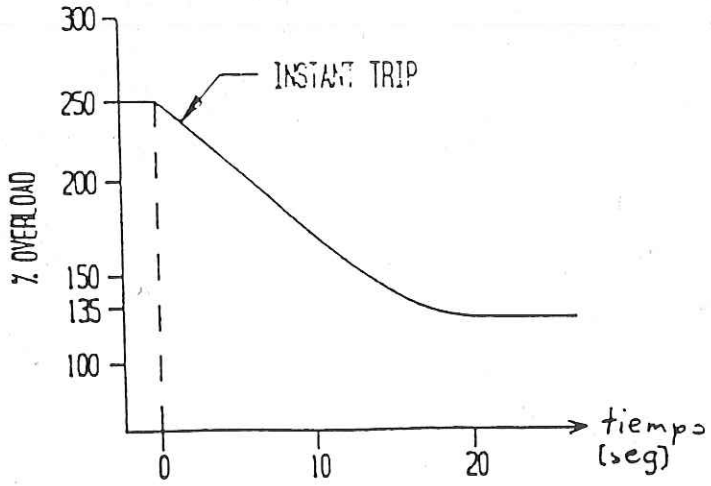


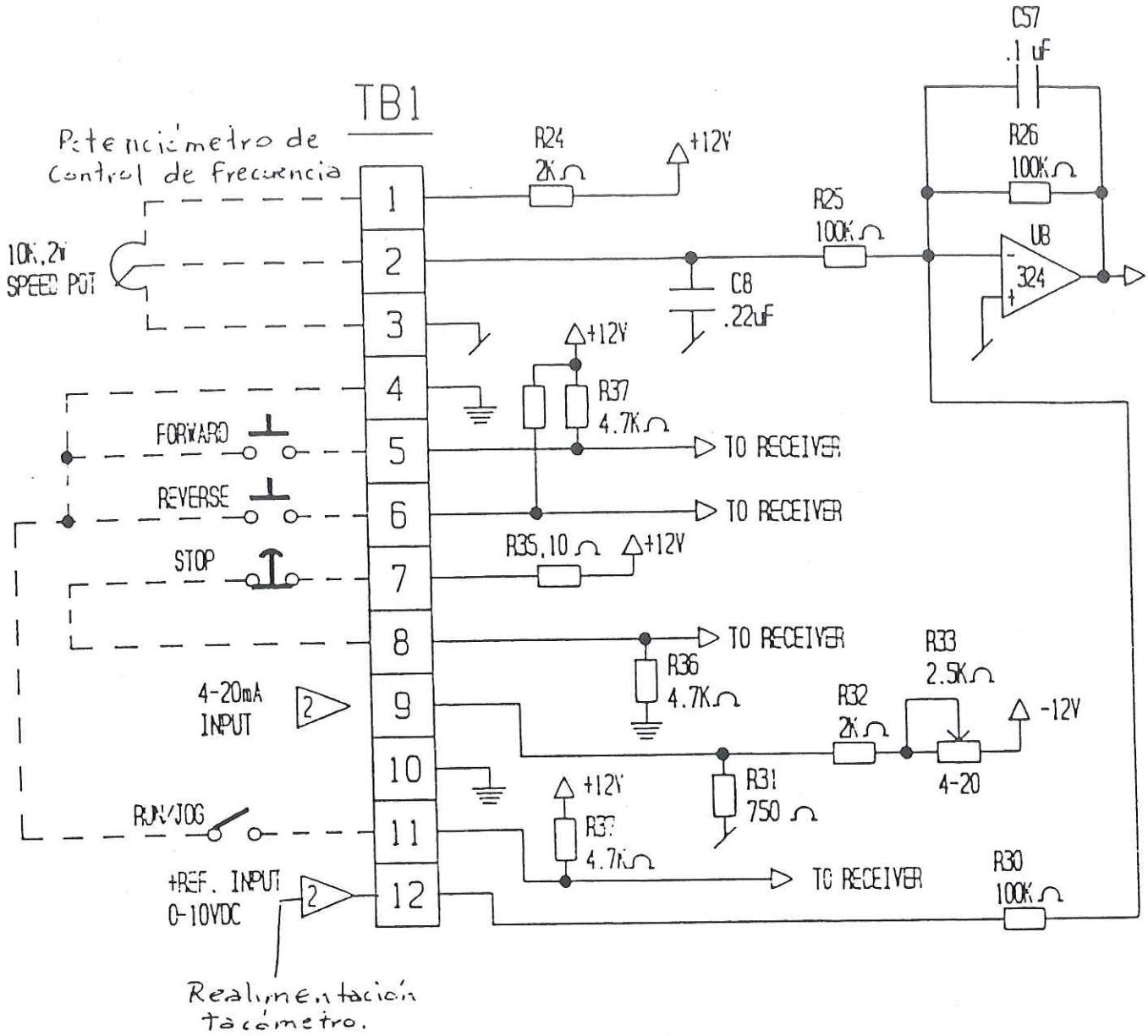
Voltaje fase-fase



Corriente de línea

ELECTRONIC OVERCURRENT PROTECTION

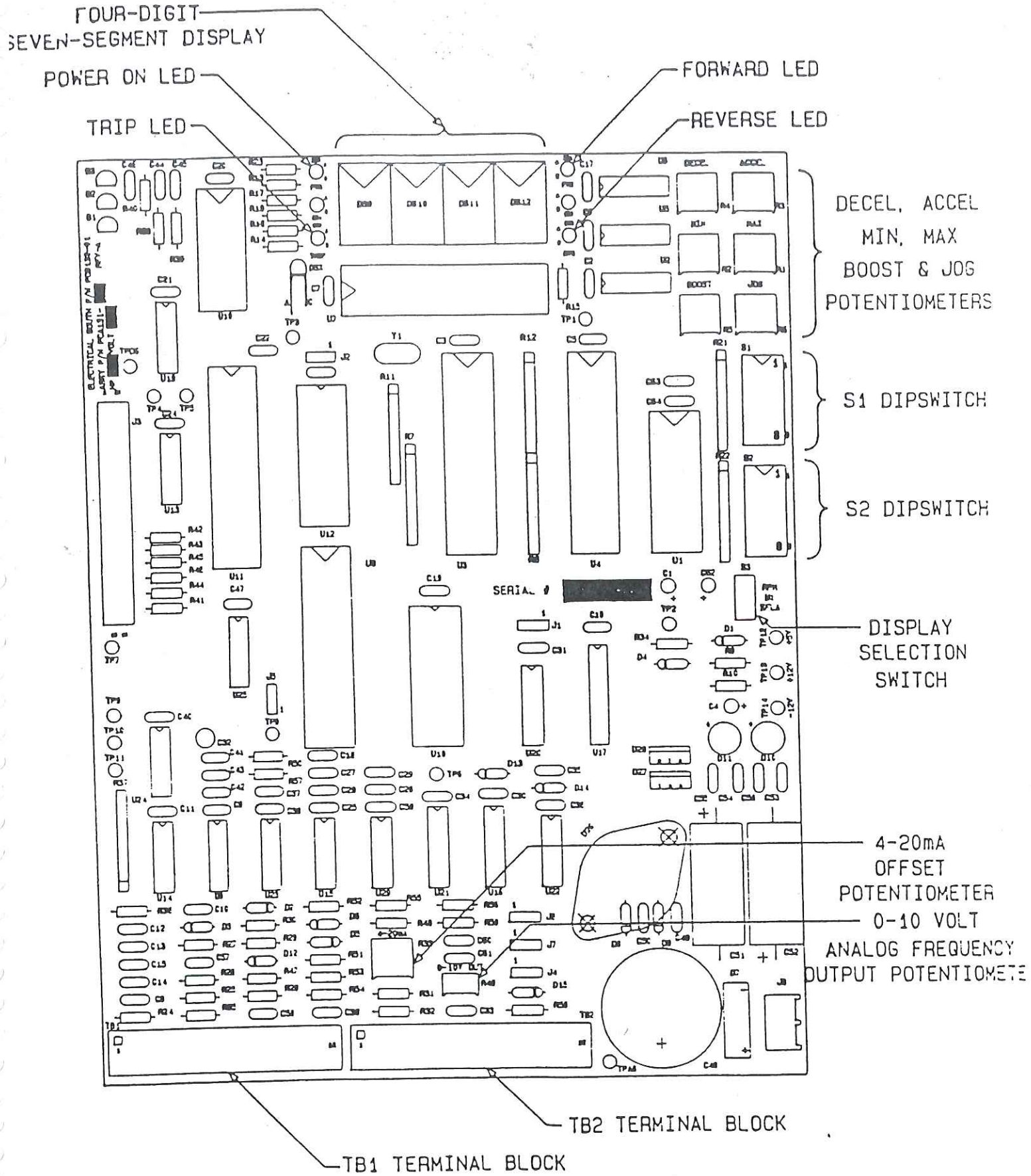




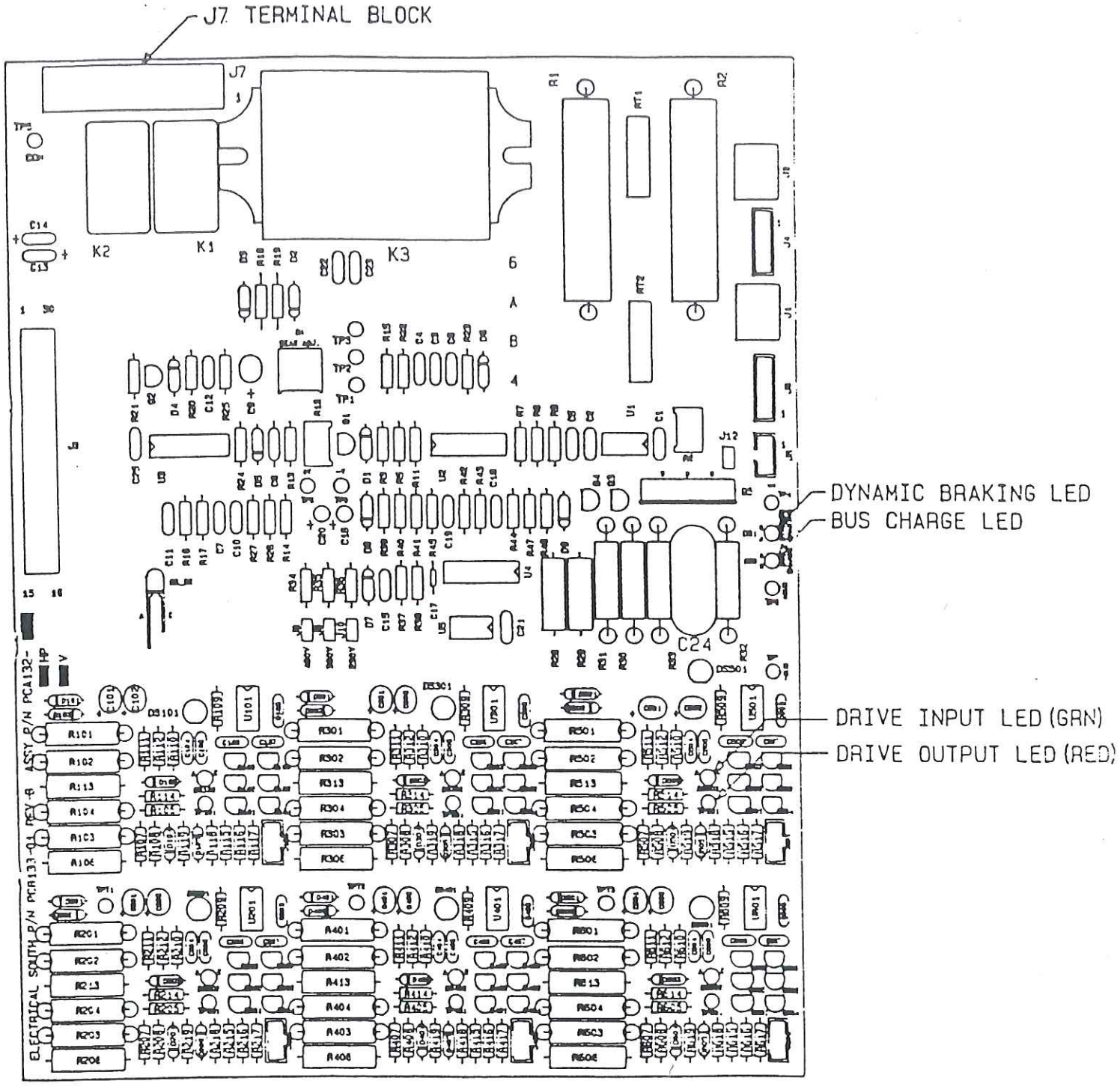
NOTES:

1. ⏚ DESIGNATES ANALOG GROUND AND ⏚ DESIGNATES DIGITAL GROUND.
2. GROUND ISOLATION IS NOT REQUIRED FOR THESE INPUTS.

TB1 CONTROL INPUT SCHEMATIC

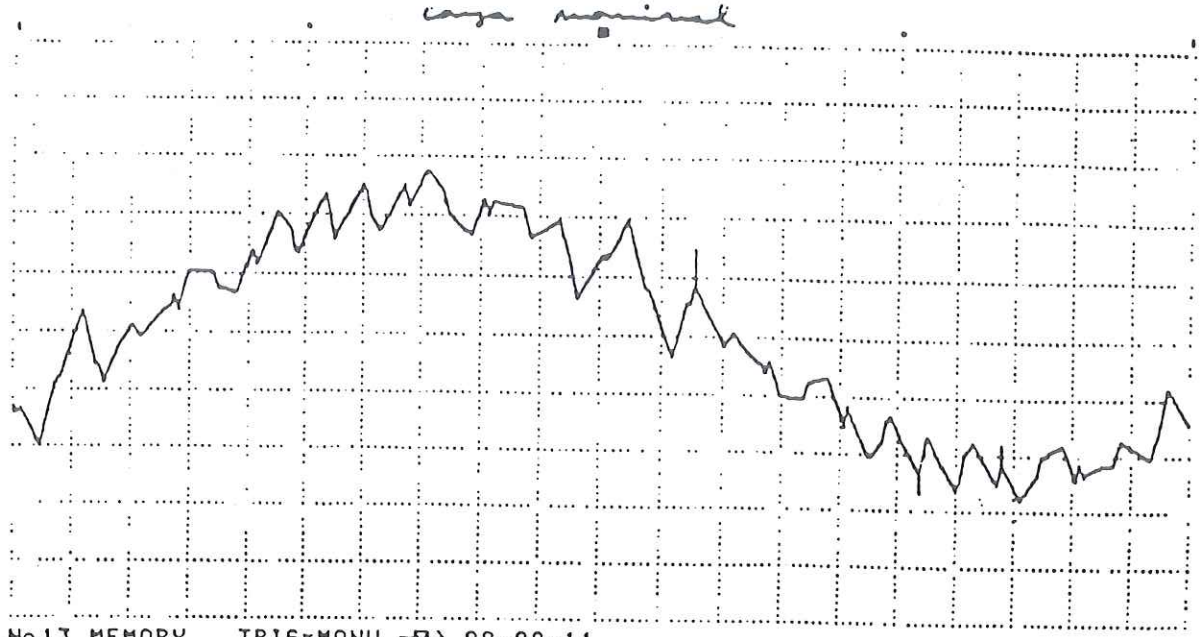


CONTROL BOARD


J7 TERMINAL BLOCK
DYNAMIC BRAKING LED
BUS CHARGE LED
DRIVE INPUT LED (GRN)
DRIVE OUTPUT LED (RED)
K1
K2
K3
C24
ELECTRICAL SOUTH P/N PCA133-01 REV-B ASSY P/N PCA132-

DRIVE BOARD

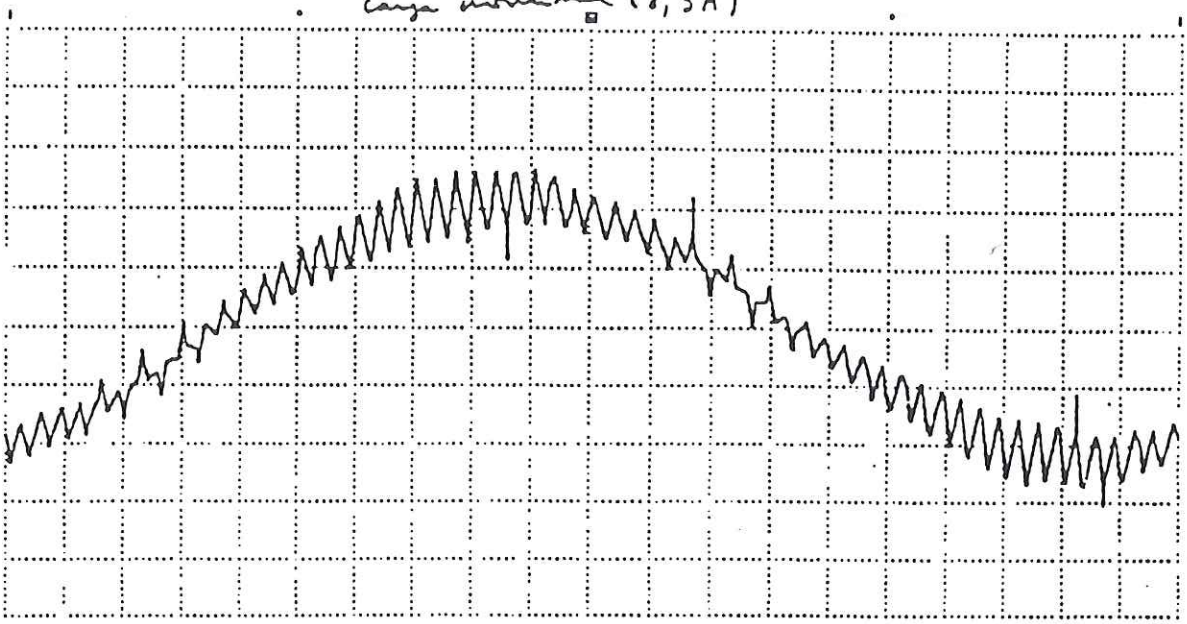
carga nominal



5A/div
50 Hz
8,3A
eF

No.13 MEMORY TRIG=MANU → 88-08-11
1 ms/DIV CH=1 12:23:12 HIOKI 8813 FFT Hi CORDER

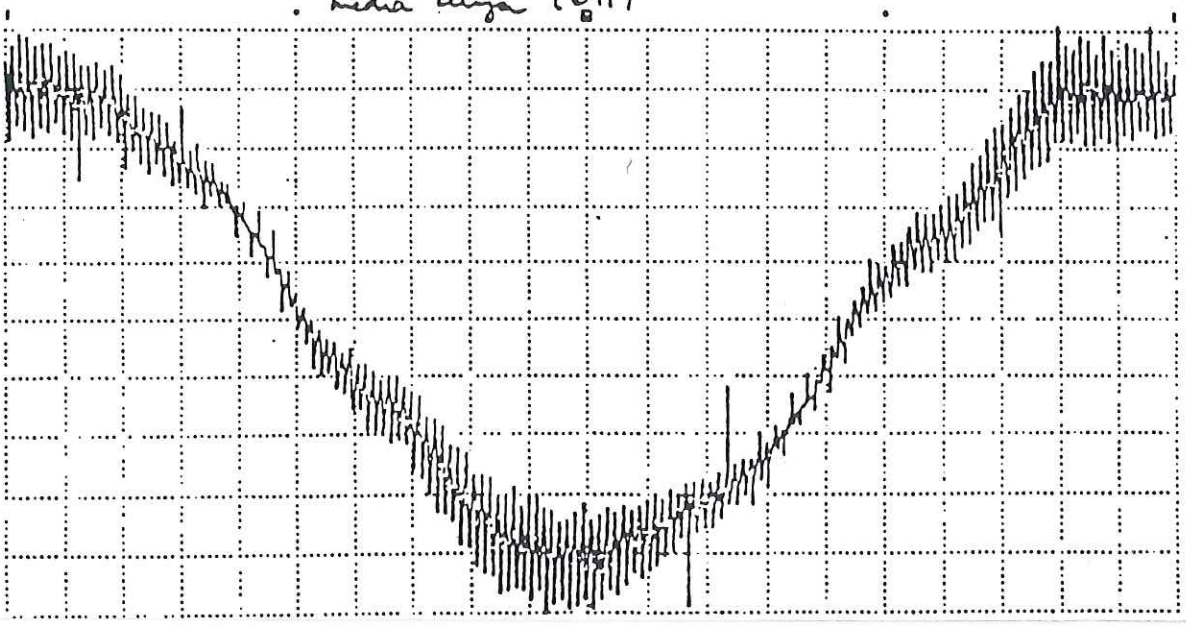
carga nominal (8,3A)



5A/div
25 Hz
8,3A
eF

No.19 MEMORY TRIG=MANU → 88-08-11
2 ms/DIV CH=1 12:32:42 HIOKI 8813 FFT Hi CORDER

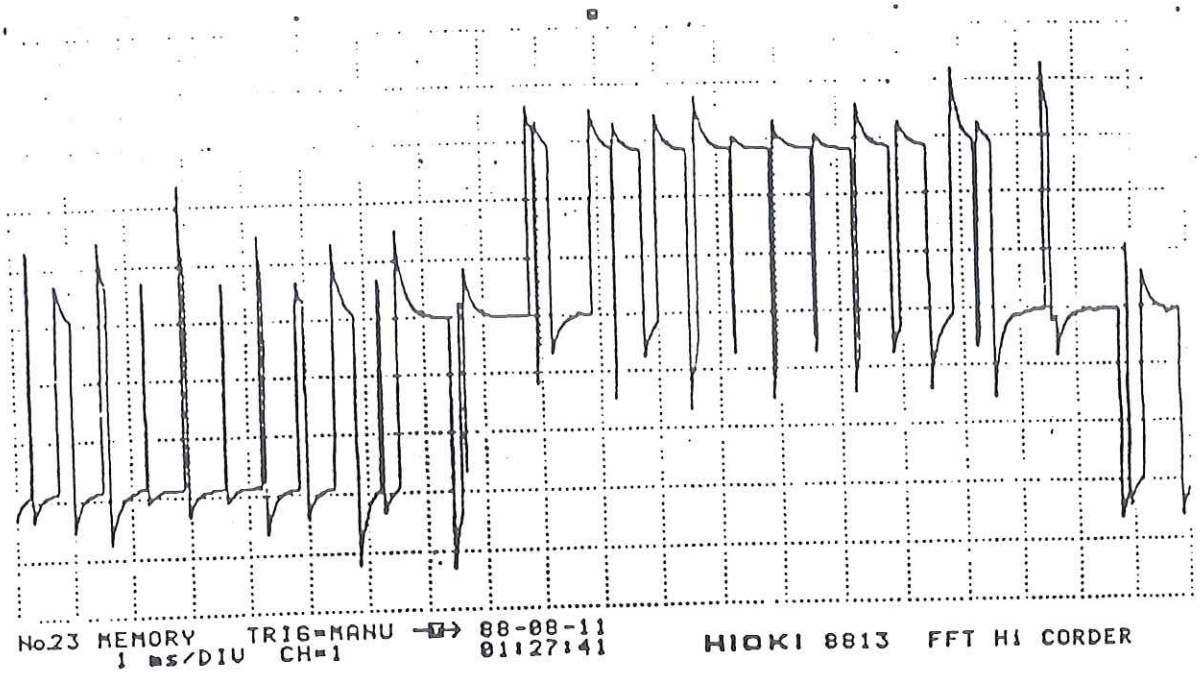
media carga (6A)



2A/div
10 Hz
6A
eF

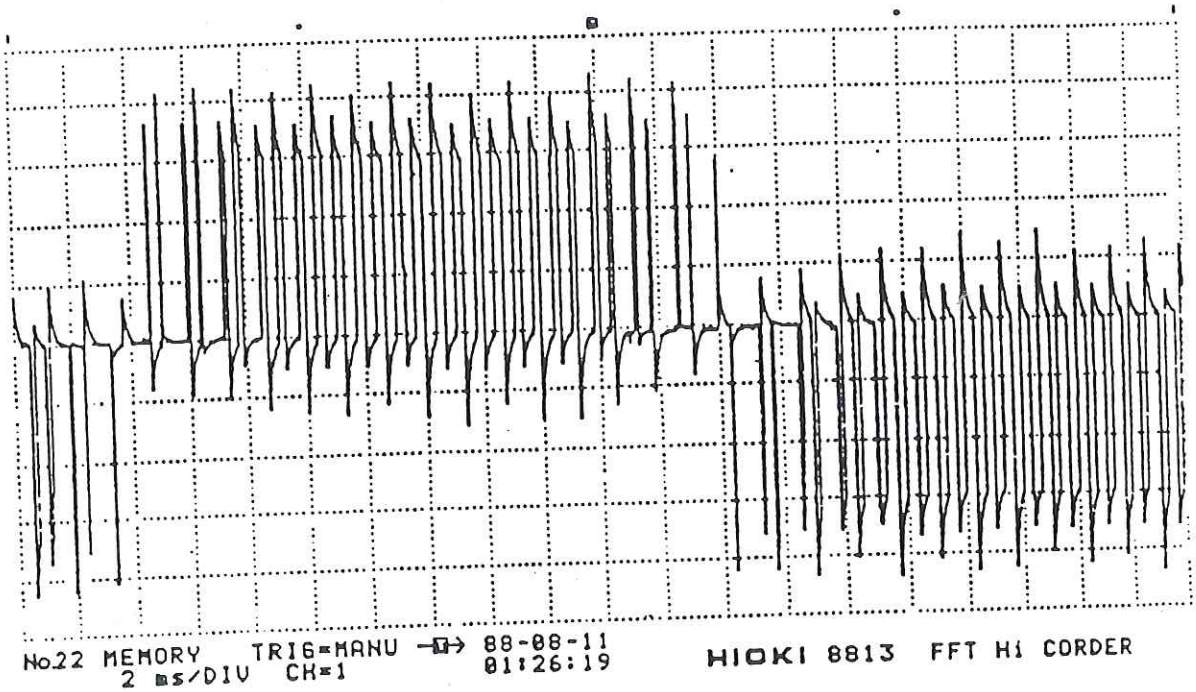
100V
div

50
Hz



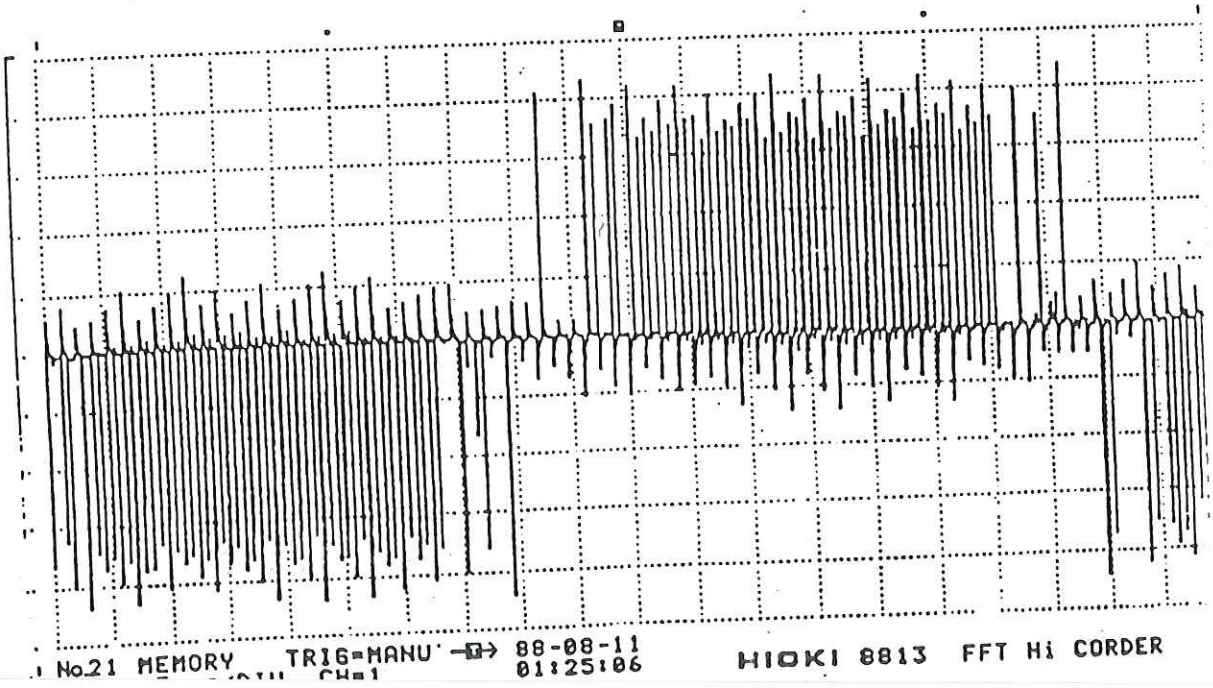
100V
div

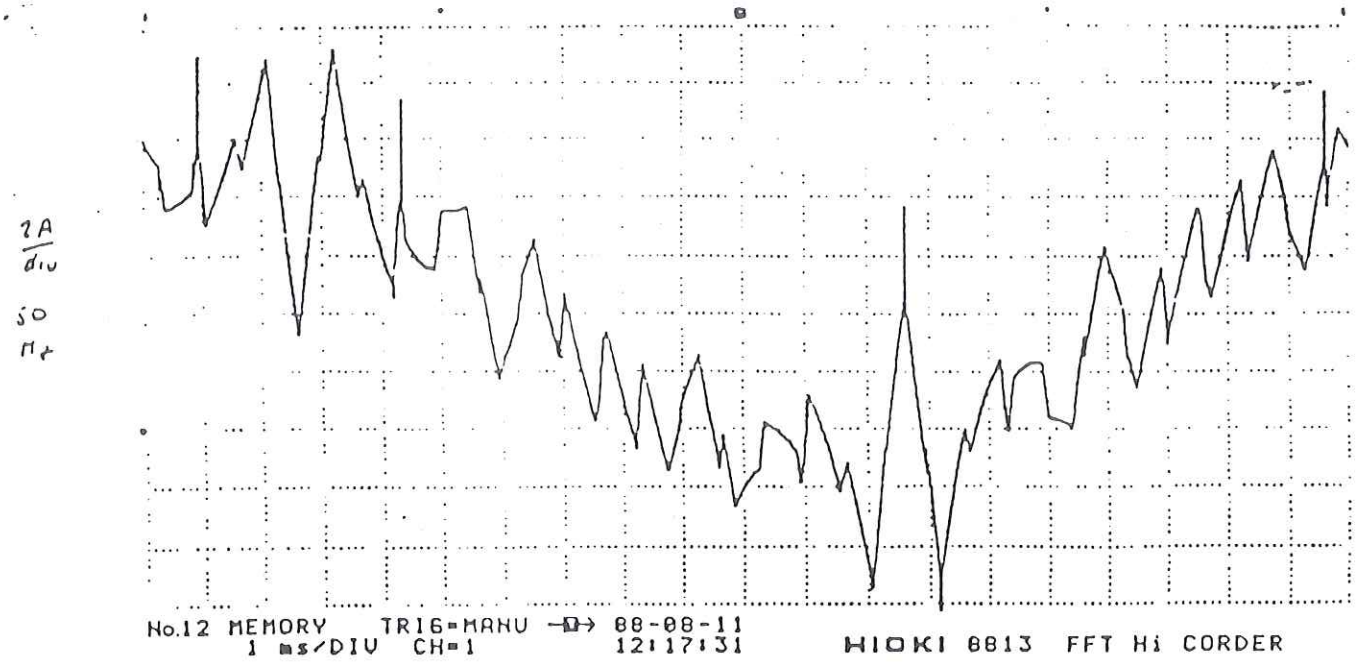
25
Hz

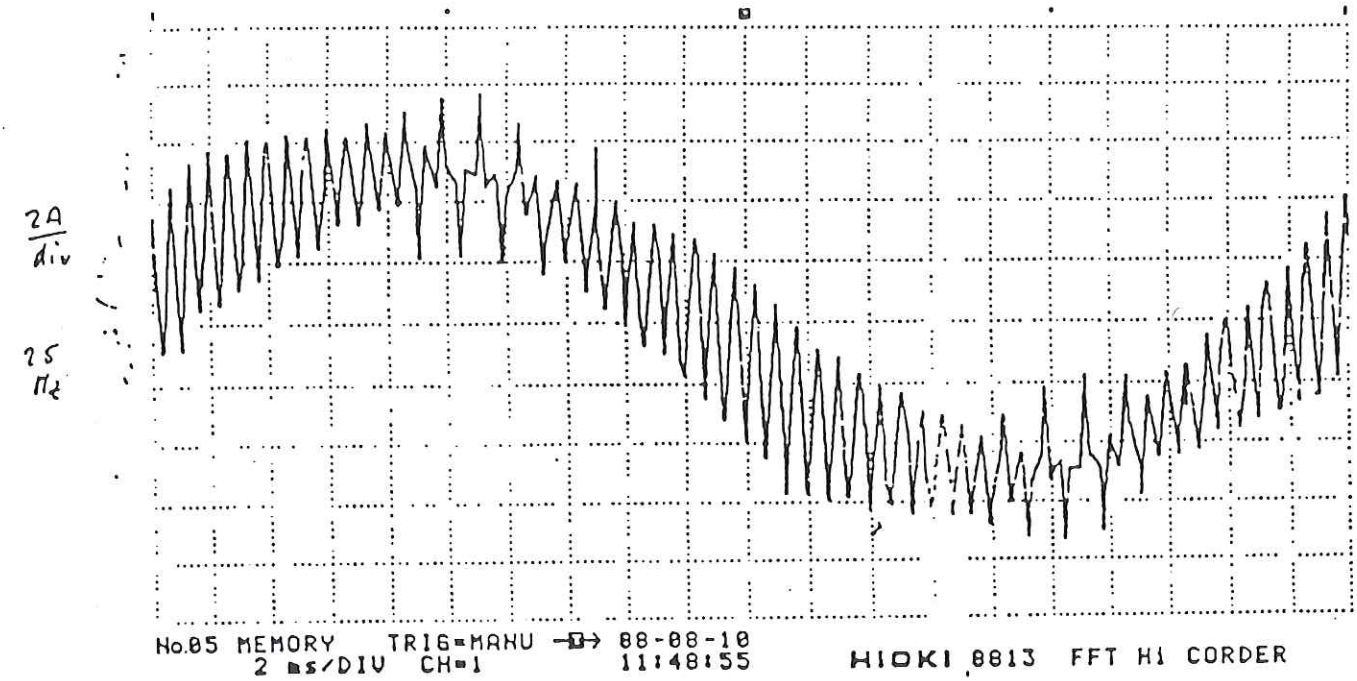


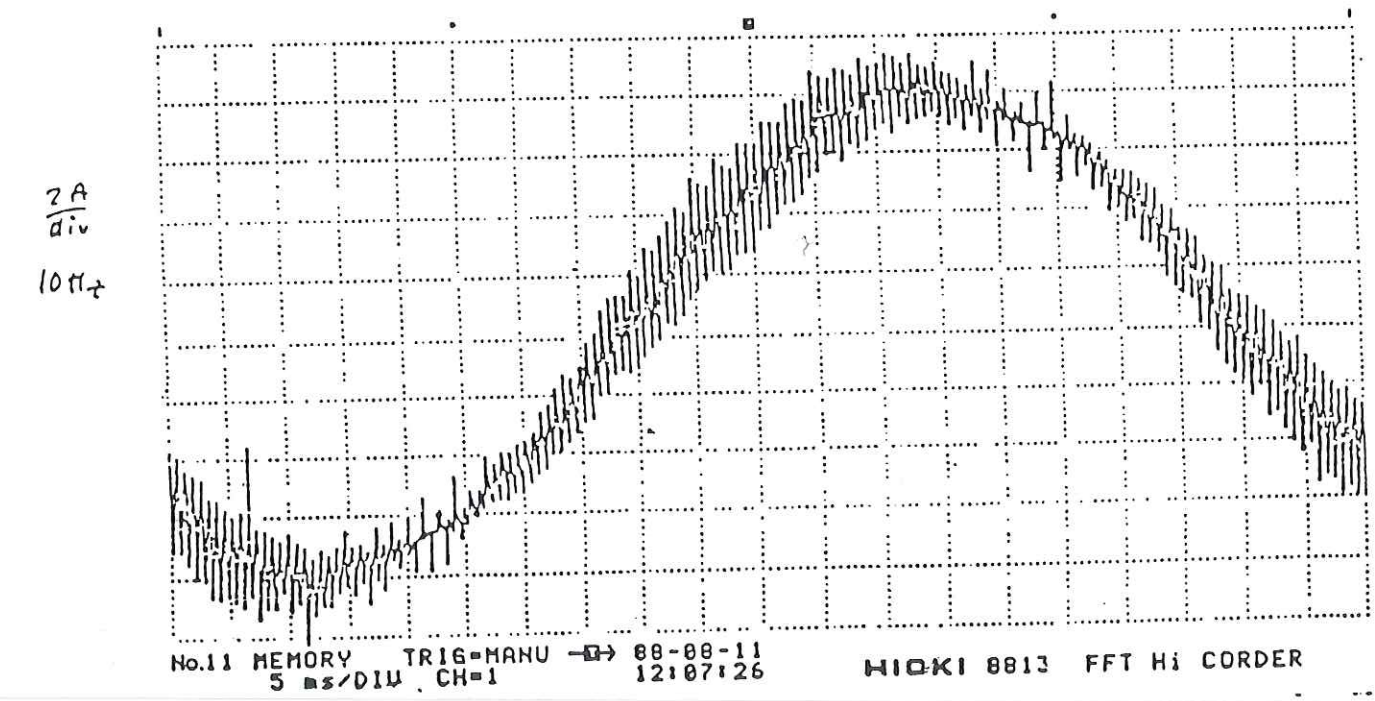
100V
div

10Hz




2A/div
50 Hz
No.12 MEMORY TRIG=MANU 88-08-11
1 ms/DIV CH=1 12:17:31
HIOKI 8813 FFT Hi CORDER


2A/div
25 Hz
No.05 MEMORY TRIG=MANU 88-08-10
2 ms/DIV CH=1 11:48:55
HIOKI 8813 FFT Hi CORDER


2A/div
10 Hz
No.11 MEMORY TRIG=MANU 88-08-11
5 ms/DIV CH=1 12:07:26
HIOKI 8813 FFT Hi CORDER