

# ACCIONAMIENTO DE FRECUENCIA VARIABLE DEL MOTOR TRIFÁSICO DE INDUCCIÓN

MSc. Pablo Rivera Argoti, Ing. Karel Espinoza Torres  
*Proyecto BID-085 - Escuela Politécnica Nacional*

## Resumen.-

En este trabajo se presenta el diseño y construcción de un variador de velocidad de 1KVA para un motor trifásico de inducción.

Está conformado por una etapa de rectificación, un puente inversor con IGBTs, un módulo microprocesado generador de las señales SPWM para variar la frecuencia manteniendo la relación voltaje – frecuencia constante y un módulo de interfase con el usuario que controla el funcionamiento del sistema.

El prototipo construido es la base para la construcción de accionamientos de frecuencia variable de motores trifásicos de inducción, que sean competitivos con los existentes en el mercado nacional.

**Palabras Claves:** SPWM, Inversor, accionamiento, control de velocidad, motor de inducción, frecuencia variable.

## Abstract.-

In this paper a variable frequency inverter of 1 KVA, design and construction for applications in induction motor control is presented.

It is conformed for a rectifier module, an IGBT inverter bridge, a microprocessor module, which generates the SPWM signals, it varies the frequency keeping constant the voltage-frequency ratio and an user interface module, that controls the function of the system.

The build on prototype is the reference to develop variable frequency drives for motor control, which must be able to compete with commercial drives.

## I. INTRODUCCIÓN

Los accionamientos de los motores trifásicos de inducción controlados por frecuencia en la actualidad presentan excelentes características de operación comparados con los accionamientos de los motores de corriente continua. El motor trifásico de inducción tipo jaula de ardilla tiene muchas ventajas sobre el motor de corriente continua. Es

barato, rígido y confiable. Debido a la ausencia del conmutador y escobillas, este no requiere de mantenimiento. Sin embargo que, el costo del controlador de frecuencia variable es más caro que el controlador para una máquina de corriente continua, los accionamientos del motor de inducción han ganado espacio en la industria en aplicaciones como: bombas, ventiladores, bobinadoras, tracción, compresores, máquinas herramientas, etc.

Por esta razón, se ha decidido diseñar y construir un inversor de frecuencia variable para aplicaciones con el control del motor trifásico de inducción, que pueda competir con los convertidores de frecuencia comerciales. Para esto, se diseña y construye un inversor con elementos de potencia de última tecnología IGBTs (Insulated Gate Bipolar Transistors) los cuales son manejados utilizando la técnica SPMW (Sinusoidal Pulse Width Modulation) por medio de sistemas microprocesados.

## II. ACCIONAMIENTO DEL MOTOR TRIFÁSICO DE INDUCCION.

La velocidad sincrónica del motor de inducción  $N_s$  es proporcional a la frecuencia de la fuente  $f$  y está definida por la siguiente expresión:

$$N_s = \frac{120f}{P} \quad 1.1$$

$P$  Número de polos

De acuerdo a la expresión anterior, la velocidad del motor puede ser suavemente ajustada desde cero hasta valores más altos a su valor nominal, variando la frecuencia de la alimentación.

La expresión que relaciona el voltaje de alimentación  $V_1$  con la frecuencia en función del flujo mutuo  $\phi_m$  es la siguiente:

$$V_1 \approx K \cdot \phi_m \cdot f \quad 1.2$$

Si la frecuencia de alimentación es reducida de su valor nominal, manteniendo el voltaje de alimentación constante, de la expresión anterior se ve claramente que el flujo debería incrementar. Operaciones arriba del flujo nominal resulta en el incremento de las pérdidas en el cobre y la corriente de magnetización debido al indeseable nivel alto de saturación magnética.

Con el propósito de mantener la operación a la densidad de flujo nominal, cuando se varía la velocidad, es necesario variar el voltaje  $V_1$  en la misma proporción en la que se varía la frecuencia  $f$ .

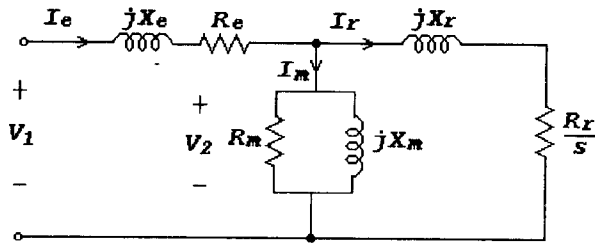


Fig. 1.1 Circuito equivalente

- $R_e$  Resistencia del estator
- $R_r$  Resistencia del rotor referida al estator
- $X_e$  Reactancia de dispersión del estator
- $X_r$  Reactancia de dispersión del rotor referida al estator.
- $X_m$  Reactancia de magnetización
- $R_m$  Resistencia que representa las pérdidas por fricción y ventilación.

El circuito equivalente de la figura 1.1 es válido para diferentes frecuencia de operación.

El rango de frecuencias usualmente utilizado en el control de velocidad del motor es de 0 a 300 Hz. Para el diseño no se considerará el efecto "SKIN", esto es, se considerará que las resistencias del circuito equivalente del motor se mantienen constantes en todo el rango de frecuencia.

Del circuito equivalente de la máquina (Fig. 1.1), la f.e.m. interna desarrollada por los bobinados del estator  $V_2$  expresada en función del voltaje terminal por fase está dado por la siguiente expresión:

$$V_2 = V_1 - I_e \times (R_e + jX_e) \quad 1.3$$

Si se divide ambos miembros de la ecuación para la frecuencia, el valor del término  $I_e X_e / f$  se mantiene constante, en tanto que el término  $I_e R_e / f$  incrementa a bajos valores de velocidad (frecuencia).

$$\frac{V_2}{f} = \frac{V_1}{f} - I_e \times \left( \frac{R_e}{f} + \frac{jX_e}{f} \right) \quad 1.4$$

De acuerdo a esto, a bajas velocidades, la relación Voltaje/frecuencia debe elevarse para compensar la caída de tensión en la resistencia estática  $R_e$ .

Para compensar este efecto de pérdidas en la parte resistiva a bajas frecuencias se procede a aumentar el voltaje, siendo necesario desviar un poco la relación  $V/f$ . Este tipo de compensación, por lo general se realiza para frecuencias menores a 20 Hz. Además, dependiendo del tipo del motor y carga es necesario variar la curva de compensación como se puede apreciar en la curva de voltaje en función de la frecuencia de la figura 1.2.

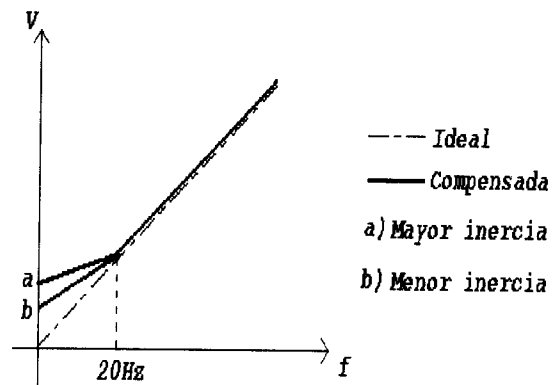


Figura 1.2 Compensación de voltaje para bajas frecuencias

Al trabajar con bajas frecuencia, en el control de velocidad del motor trifásico de inducción, el torque  $T$  del motor se ve afectado, como se puede ver en la figura 1.3, por lo que para realizar la compensación de voltaje, se debe considerar que el torque máximo  $T_m$  se mantenga constante en todo el rango de velocidades.

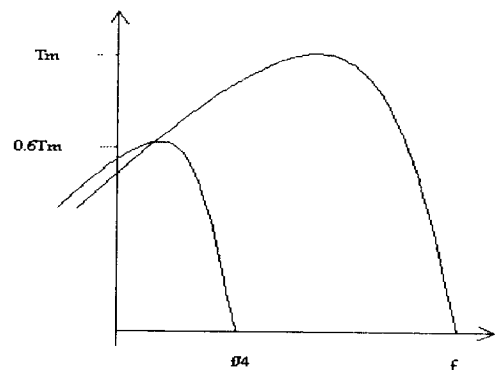


Fig. 1.3 Reducción del Torque máximo

$$T = \frac{I_r^2}{N_s} \cdot \frac{R_r}{s} \quad Nm / fase \quad 1.5$$

Escribiendo esta expresión en función del voltaje de alimentación se tiene:

$$T = \frac{\frac{V_1^2}{N_s} \frac{R_r}{s}}{\left(Re + \frac{Rr}{s}\right)^2 + (Xe + Xr)^2} \quad 1.6$$

De esta expresión se obtiene el deslizamiento máximo  $S_{Tm}$  por fase dado por la ecuación 1.7,

$$S_{Tm} = \frac{Rr}{\sqrt{Re^2 + (Xe + Xr)^2}} \quad 1.7$$

Reemplazando la expresión del deslizamiento máximo, en la expresión 1.6, se obtiene la expresión del torque máximo.

$$Tm = \frac{\frac{V_1^2}{2 \times N_s}}{Re + \sqrt{Re^2 + (Xe + Xr)^2}} \quad 1.8$$

Esta última ecuación permite analizar la variación del torque al tener la relación  $V/f$  constante y además permite obtener una relación para determinar la compensación que debe tener el voltaje para mantener el torque máximo constante.

De acuerdo a la expresión del torque máximo, para determinar la variación del mismo al mantener la relación  $V/f$  constante, se deben considerar los parámetros del motor, para motores pequeños que es el caso del presente diseño se ha tomado el valor de

$$\frac{Xe + Xr}{Re} = 5 \quad [8]$$

Rescribiendo la expresión 1.8 en función de la frecuencia se tiene:

$$Tm = \frac{\frac{p \cdot V_1^2}{4\pi Re}}{f \left[ 1 + \sqrt{1 + \left( \frac{Xe + Xr}{Re} \right)^2} \right]} \quad 1.9$$

Si se relaciona el torque máximo en condiciones nominales  $Tmn$  para el torque máximo a un valor de

$K_1$  veces la frecuencia y el voltaje para mantener la relación  $V/f$  constante ( $0 < K_1 < 1$ ) se obtiene la relación 1.10.

$$Tm_{k1} = \frac{\frac{p \cdot K_1^2 \cdot V_1^2}{4\pi Re}}{K_1 f \left[ 1 + \sqrt{1 + \left( \frac{K_1 \cdot Xe + K_1 \cdot Xr}{Re} \right)^2} \right]} \quad 1.10$$

Que al realizar las simplificaciones correspondientes se obtiene la ecuación 1.11

$$\frac{Tmn}{Tm_{k1}} = \frac{1 + \sqrt{1 + (5 \times K_1)^2}}{K_1 \times (1 + \sqrt{1 + 5^2})} \quad 1.11$$

$$Tm_{k1} = Tmn \times \frac{K_1 (1 + \sqrt{1 + 5^2})}{1 + \sqrt{1 + (5K_1)^2}} \quad 1.12$$

La expresión 1.12 permite ver la disminución del torque máximo al reducir la velocidad manteniendo la relación  $V/f$  constante.

Para determinar la proporción en la que el voltaje debe ser compensado para mantener el torque máximo constante a bajas velocidades, se procede de tal manera que, el torque máximo a valores nominales de voltaje y frecuencia sea el mismo a cualquier frecuencia, siendo necesario determinar la constante  $K_v$  ( $0 < K_v < 1$ ).

La constante  $K_v$  permite determinar el voltaje que se debe entregar a la máquina para mantener el torque máximo constante, modificándose de esta manera la relación  $V/f$ .

$$Tm_{k1} = Tmn \quad 1.13$$

$$\frac{\frac{p \cdot (k_v \cdot V_1)^2}{4\pi Re}}{k_1 \cdot f \left[ 1 + \sqrt{1 + (5k_1)^2} \right]} = \frac{\frac{p \cdot V_1^2}{4\pi Re}}{f \left[ 1 + \sqrt{1 + 5^2} \right]}$$

$$1 = \frac{K_1 \times (1 + \sqrt{1 + (5 \times K_1)^2})}{K_v^2 \times (1 + \sqrt{1 + 5^2})}$$

$$K_v^2 = \frac{K_1 \times (1 + \sqrt{1 + (5 \times K_1)^2})}{1 + \sqrt{26}} \quad 1.14$$

De esta manera para un valor dado de frecuencia y voltaje que son  $K_1$  veces los valores nominales usando la relación  $V/f$  constante, el voltaje que se debe aplicar para mantener el torque constante será  $K_v$  veces el voltaje nominal de la máquina donde  $K_v$  está determinada por la expresión 1.14.

Por ejemplo, para la cuarta parte del valor nominal de la frecuencia ( $K_1=0,25$ ), si se mantiene la relación  $V/f$  constante, la ecuación 1.12 determina que el torque disminuirá al 58,6% del valor máximo, que confirma la reducción del torque al mantener la relación  $V/f$  constante, por lo tanto, el voltaje que se debe aplicar para mantener el torque constante a bajas frecuencias, está determinado por  $K_v$ . Esto implica que para una frecuencia del 25% de la nominal, el voltaje también debería reducirse en un 25 % para mantener la relación  $V/f$  constante, sin embargo, para mantener el torque máximo constante, el voltaje de alimentación a este valor de frecuencia, se debe incrementar del 25% al 32,6% del nominal como se puede deducir de la ecuación 1.14.

La figura 1.4 muestra la característica  $V/f$  sin compensación y con compensación para mantener el torque máximo constante.

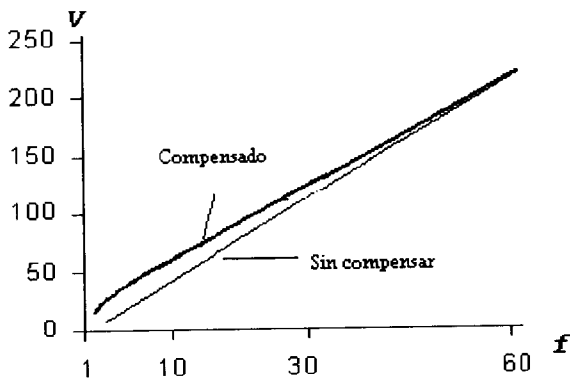


Figura 1.4 Compensación mediante la constante  $K_v$ .

Otro punto importante que se considera en el diseño es la pérdida de voltaje debido al proceso de inversión de acuerdo a la figura 1.5.

Para el inversor PWM de dos niveles, alimentado desde una fuente DC con capacitor en la salida, el voltaje de salida del inversor  $V_o$  para índice de modulación  $M=1$  es:

$$V_o = 0.866V_i \quad 1.15$$

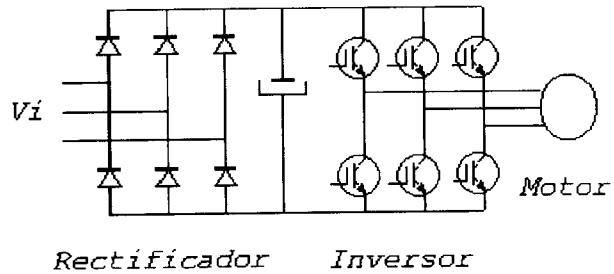


Fig. 1.5. Esquema del inversor.

Puesto que a 60 Hz el voltaje de salida del inversor  $V_o$  debe ser igual al voltaje de entrada  $V_i$ , implica que debe realizarse una sobremodulación para que a 60 Hz el voltaje nominal de salida sea igual al voltaje nominal de la entrada.

Para mantener la relación  $V/f$  constante, con índice de modulación  $M=1$ , la frecuencia de salida será:

$$f_o = 0.866 \times 60 = 52 \text{ Hz.}$$

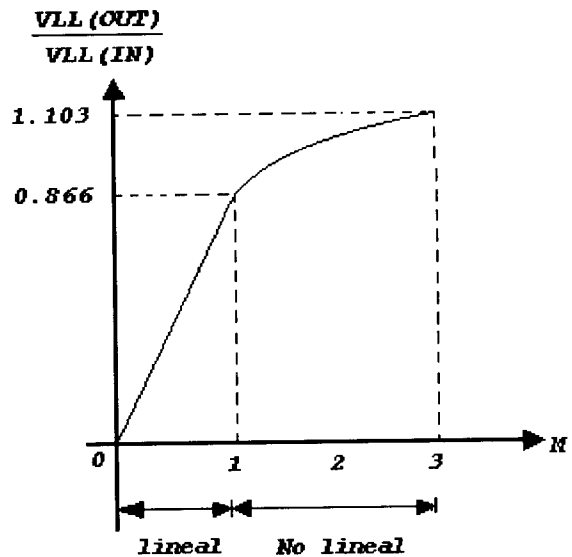


Fig. 1.6. Voltaje en función del índice de modulación.

La figura anterior muestra la variación del voltaje de salida en función del índice de modulación, notándose la no linealidad para índices de modulación sobre la unidad.

## II.- DISEÑO DEL INVERSOR.

Para cumplir con los requerimientos del diseño, primeramente se diseña la etapa de rectificación que conforma la parte de potencia y los circuitos auxiliares, luego la etapa de inversión con su circuito manejador de los IGBTs, por último se diseña un módulo microprocesado basado en el microcontrolador 8031 de INTEL para la

generación de las señales SPWM. En el mismo módulo se incluyen los circuitos para el aislamiento de las señales con la parte de potencia, circuitos auxiliares para la entrada de los valores de frecuencia y voltaje por medio de dos entradas digitales de ocho bits cada una. El módulo también contiene circuitos complementarios para el control de la carga del filtro capacitivo del rectificador y el monitoreo del bus DC. Por disposición física, en este módulo también se incluyen circuitos de detección de fallas y las protecciones del equipo.

Se diseña un segundo módulo microprocesado, basado de igual forma en un microcontrolador 8031 de INTEL que permite el interfase con el usuario. Por medio de un teclado se realiza el ingreso de datos al sistema, que es visualizado en un display alfanumérico de 4 filas con 16 caracteres por fila, mediante 4 indicadores luminosos (LEDS) se indica el estado del sistema. En niveles digitales se dispone de una entrada para la selección del sentido de giro, una salida para la indicación de una condición de falla y una entrada para un encoder óptico. En niveles analógicos se encuentra disponible un valor de 10 voltios, una entrada analógica de 0 a 10 voltios para variar la velocidad, una entrada de 0 a  $\pm 5$  voltios para medición de la velocidad.

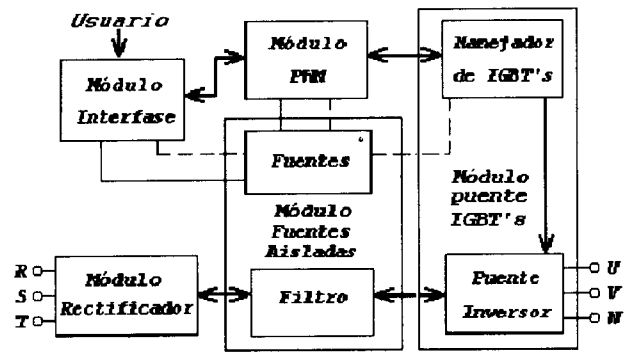


Figura 2.1. Diagrama de bloques del sistema

Por medio del diagrama de bloques mostrado en la figura 2.1 se muestra el conjunto implementado, en el que se indica cada uno de los módulos que lo constituyen.

**A.- Módulo rectificador.**

Constituido por un rectificador no controlado de seis pulsos, en el cual cada diodo debe cumplir con las siguientes especificaciones mínimas para la potencia especificada de 1KVA: corriente nominal RMS > 2,32 A, corriente pico > 13,2 A, voltaje inverso > 311V. Este puente está formado con tres puentes monofásicos como se muestra en la figura 2.2, el cual

va montado sobre el disipador general que se usa para el equipo.

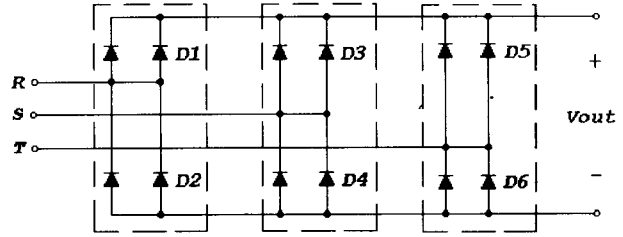


Figura 2.2. Rectificador de seis pulsos.

Cada uno de los puentes soporta una corriente nominal de 6 A, obteniéndose 12 A por cada diodo equivalente. Se optó por esta configuración por su facilidad en el ensamblaje, al ser el encapsulado de los puentes aislado, además de resultar más económico que los seis diodos individuales.

**B.- Módulo de fuente y circuito de carga y descarga.**

En este módulo se encuentra el filtro capacitivo del rectificador de 6 pulsos, cuyo esquema se muestra en la figura 2.3, en el cual se puede observar el circuito de carga y descarga de los capacitores.

Para obtener un rizado menor al 5% se utilizan tres capacitores en paralelo de 220 uF 385V, que cuando el equipo es alimentado, se cargan a través de la resistencia Rc. Esta carga es supervisada mediante Ra y Rb, obteniendo el Vsensor con el cual se monitorea el voltaje de carga, que al llegar a un valor de aproximadamente 250V cortocircuita la resistencia de carga por medio de un relé, luego de lo cual el sistema se encuentra listo para iniciar su funcionamiento, entregando al puente inversor un voltaje de aproximadamente 311 Voltios DC.

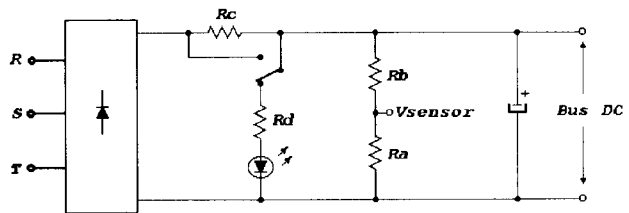


Figura 2.3. Filtro con sus circuitos de carga y descarga.

Cuando se retira la alimentación el relé cae y los capacitores son descargados a través de la resistencia Rd, indicándose esta condición por medio de un LED. Se consigue que el capacitor alcance un voltaje menor a 45V en un minuto y se considera que está totalmente descargado luego de transcurridos cinco

minutos, luego de lo cual es seguro para realizar una revisión del equipo.

**C.- Módulo puente inversor con IGBTs**

El bus de DC alimenta a un inversor tipo puente compuesto por seis IGBTs como lo muestra la figura 2.4, el mismo que alimenta directamente al motor.

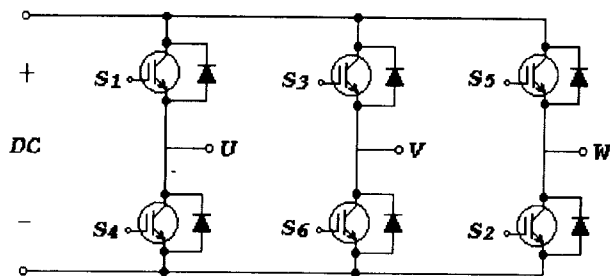


Figura 2.4. Inversor trifásico tipo puente con IGBTs

Para el dimensionamiento de los IGBTs se considera: la corriente, voltaje de trabajo y frecuencia de conmutación. Para los requerimientos de potencia, cada IGBT debe cumplir con las características mínimas de operación siguientes: Voltaje > 311V, Corriente RMS > 3 A y Corriente pulsante > 4 A. Considerando que la corriente se incrementa cuando el motor de inducción trabaja a bajas velocidades, en la construcción se utilizan IGBTs IRG4BC30UD de International Rectifier de última generación (cuarta generación IRG4); son IGBTs ultra rápidos con diodo incluido, de características mayores a las requeridas.

Para la activación de los IGBTs se usa un circuito manejador de IGBTs, fabricado por la misma casa, que permite manejar directamente a un puente trifásico de IGBTs con una sola fuente de alimentación, este es el IR2130 cuya circuito de lo muestra la figura 2.5. Entre sus características incluye circuitos para la detección de sobrecorriente, amplificador operacional para la señal de corriente, lógica que evita que dos semiconductores de una misma rama se activen, detección de bajo voltaje de alimentación y generación de una zona muerta entre la conmutación de dos elementos de una misma rama.

Las entradas de las señales de control son totalmente compatibles con niveles 5V CMOS, LSTTL y su voltaje de desplazamiento máximo (Voltaje del bus

de DC) es de 600V, puede alimentarse por una fuente desde 10 a 20VDC.

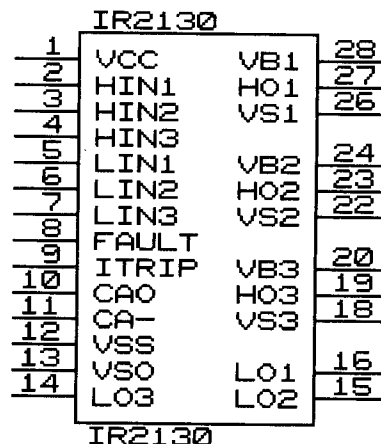


Figura 2.5. Circuito manejador IR2130.

Los pulsos provenientes de la tarjeta PWM, se aíslan por medio de opto acopladores. Para la medición de la corriente del bus de DC se utiliza una resistencia serie sobre la cual se mide el voltaje equivalente a la corriente circulante, esta señal se ingresa tanto al pin ITRIP ( para compararse con un voltaje de 0,5 V y activar la condición de falla en caso de ser mayor) e internamente queda conectada al amplificador operacional interno el cual amplifica esta señal en función de la ganancia externa programada, esto se explica de mejor manera con la figura 2.6.

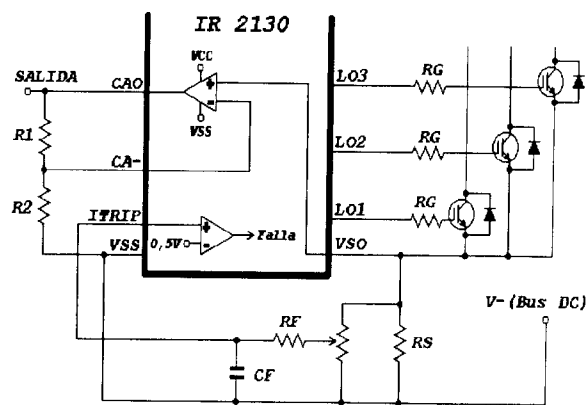


Figura 2.6. Medición de la corriente mediante el IR2130.

El manejador se conecta con los IGBTs como lo indica la figura 2.7 [6], en la que se muestran los elementos adicionales que se deben usar para formar las fuentes flotantes.

Las señales del circuito manejador deben estar lo más cercanas posibles a las compuertas de los IGBTs, por

lo cual el manejador y el puente están en una sola placa formando el módulo puente inversor con IGBTs.

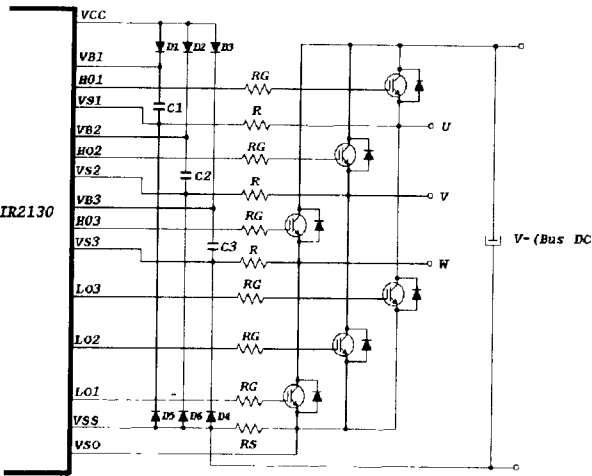


Figura 2.7. Conexión del IR2130 con los IGBT's.

Para la adecuada disipación de potencia de los semiconductores, se determina que es necesario un disipador con una resistencia térmica menor a 1,7°C/W.

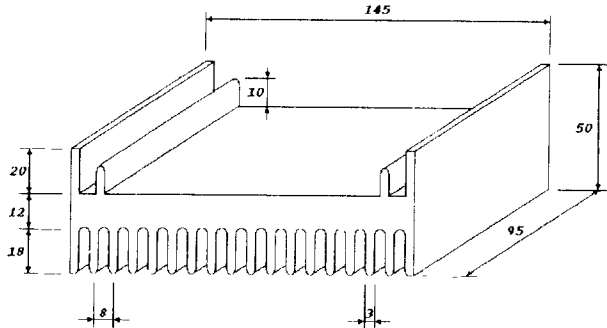


Figura 2.8. Disipador del equipo.

Se dispone de un disipador como el mostrado en la figura 2.8, para el cual, usando sus dimensiones y el tipo de material, se obtiene que su resistencia térmica es de 1,44°C/W, por lo tanto es adecuado para la aplicación.

**D. Módulo PWM.**

En este módulo se encuentra el microprocesador que se encarga de calcular y generara los pulsos del PWM, se incluye en la misma tarjeta los siguientes circuitos: circuito de detección de falta de fase, circuito monitor del bus de DC, circuito de detección de fallas, los fusibles de protección de todo el sistema, las entradas y salidas de potencia.

En la generación del PWM se deben considerar las bondades y deficiencias que posee el

microcontrolador usado y de acuerdo con estos parámetros se va deduciendo el algoritmo. Debido a la velocidad de procesamiento del microcontrolador y por ser solo de ocho bits, no es posible generar las señales PWM y atender a peticiones del usuario, como puede ser el cambio de un parámetro; por este motivo se usa un microcontrolador exclusivamente para generar el PWM.

Para la generación del PWM, se deben tener tres ondas sinusoidales desfasadas 120° entre sí, las cuales pueden ser modificadas en su frecuencia o magnitud, de acuerdo a los requerimientos de velocidad del motor. Estas ondas se van comparando con una señal triangular formando así el SPWM, como se muestra en la figura 2.9.

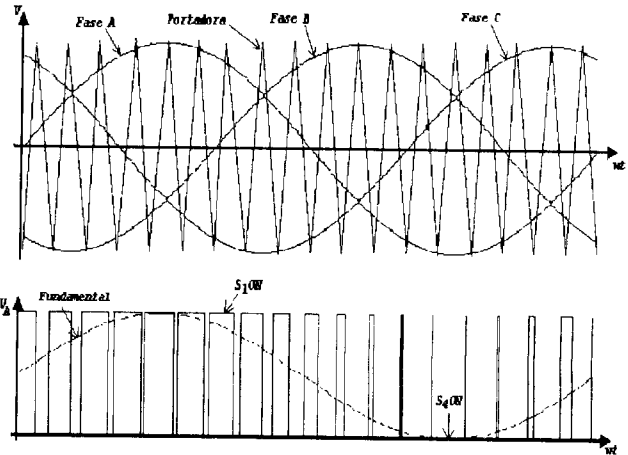


Figura 2.9. Modulación de ancho de pulso

Se generan ondas sinusoidales cuyo valor máximo es 255 y como mínimo 0 en cambio en el caso de la triangular su valor varía entre 1 y 254, logrando de esta manera la sobremodulación en el caso de ser necesaria. Para la inversión del sentido de giro se invierte internamente la secuencia de las fases.

Por medio del diagrama de bloques mostrado en la figura 2.10, se sintetiza el trabajo del microcontrolador.

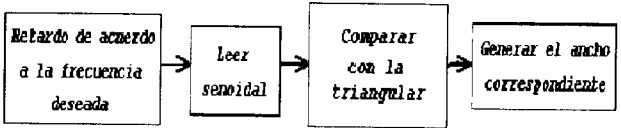


Figura 2.16. Diagrama de bloques del algoritmo.

La frecuencia de salida se consigue con la velocidad de lectura de la tabla correspondiente a la sinusoidal con el índice de modulación deseado, esta se compara con la triangular generada internamente en el microcontrolador, formando así los anchos de pulsos para cada una de las fases, estos pulsos ingresan aislados ópticamente al manejador (driver) y de éste al puente de IGBTs, controlando así la velocidad del motor.

### **E. Módulo interfase.**

Este módulo está orientado a realizar todas las tareas de interfase con el usuario, el monitoreo del estado del sistema, la generación de rampas de aceleración desaceleración, giro suave (JOG) y mediciones necesarias dentro del inversor. Como esto se realiza con un segundo microcontrolador, la generación del PWM es interrumpida únicamente para el cambio de valores de frecuencia e índice de modulación deseados, teniendo de esta manera autonomía en cada uno de los sistemas.

En este módulo se manejan los periféricos como memoria externa, entre los que se tiene, 16 teclas integradas en un teclado para el ingreso de los valores deseados por parte del usuario; un display alfanumérico de 4 filas con 16 caracteres por cada fila, que permite mostrar mensajes o menús necesarios al usuario. Se usan cuatro LEDs como indicadores de estado del sistema, a) Correcto funcionamiento, b) Secuencia de fases RST, c) Secuencia de fases RTS y d) Falla, se incluye una alarma sonora que actúa cuando se ha detectado una falla en el sistema. Además se dispone de un interfase serial con norma RS-232 para comunicaciones con un computador.

El módulo tiene un conversor análogo digital de ocho bits para la medición de: voltaje y corriente del bus DC, una señal de entrada de 0 a 10 voltios para el control de la velocidad y otra para la medición de la velocidad por medio de un tacómetro.

En la parte digital se tiene a disposición: una entrada para seleccionar el sentido de giro deseado, una entrada para contar los pulsos de un encoder óptico, la cual ingresa a uno de los contadores del microcontrolador y una señal que indica un estado de falla en el sistema.

Para el interfase con el módulo PWM se usa dos salidas de ocho bits, una para el índice de modulación y otra para la frecuencia deseada; estos valores se modifican de acuerdo a la velocidad deseada y se cargan hacia el módulo PWM generándose una

interrupción, la cual hace que las salidas de los anchos de pulso se modifiquen de acuerdo a lo seleccionado.

Una vez que se verifica las condiciones adecuadas para iniciar el funcionamiento, el sistema se encuentra listo para la selección del tipo de control por parte del usuario, luego de lo cual, el accionamiento de velocidad variable, comienza la aceleración (con el tiempo de paso de la rampa seleccionado) hasta la velocidad deseada, con el sentido de giro escogido, el cual puede ser cambiado durante la operación del sistema. En tal caso, el motor es desacelerado para luego realizar la aceleración en el sentido contrario hasta la velocidad deseada. En caso de falla el módulo de interfase bloquea al microcontrolador del módulo PWM, deshabilitando las señales hacia los IGBTs, se activa la alarma sonora, un LED, la salida digital correspondiente y con un mensaje en el display se indica esta condición.

### **III.- Resultados.**

Para las pruebas se utilizó un motor de inducción tipo jaula de ardilla con los siguientes datos da placa:

Marca: ELNOR

Voltaje: 220/380 V.

Corriente: 1,9/1,1 A.

Potencia: 0,37 KW.

Cos  $\phi$ : 0,68.

Nr: 1730.

Fases: 3.

Para las mediciones y calibración del prototipo se utilizó el siguiente equipo:

Osciloscopio marca HEWLETT PACKARD modelo 54645D de 100MHz con dos canales de entrada para señales analógicas y 16 canales para señales digitales.

Analizador de armónicos marca FLUKE modelo 41B.

Analizador industrial marca POWERMETRIX.

Multímetro digital True RMS marca FLUKE modelo 87EIII de 41/2 dígitos.

Comenzando por el circuito de potencia, en la figura 3.1 se indica la carga y descarga del capacitor en el momento del encendido y apagado del prototipo construido.



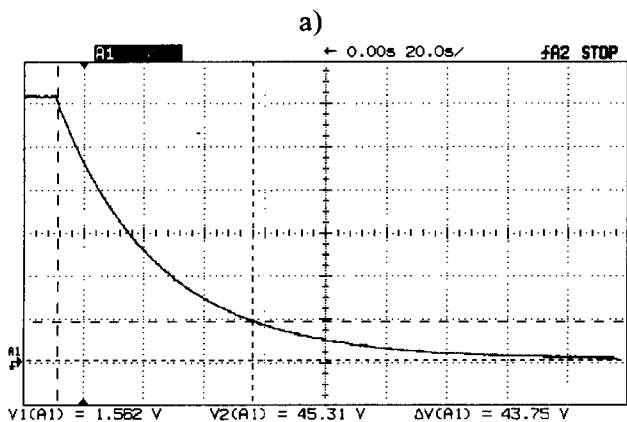
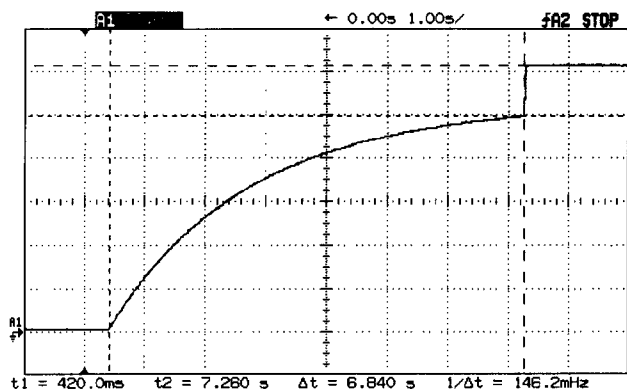


Figura 3.1. a)Carga del capacitor b)Descarga del capacitor

En la figura 3.2 se muestra las señales de salida de los pulsos que alimentan al puente de IGBTs, los mismos que están desfasados 120°. Estas señales son para una frecuencia de salida de 28 Hz.

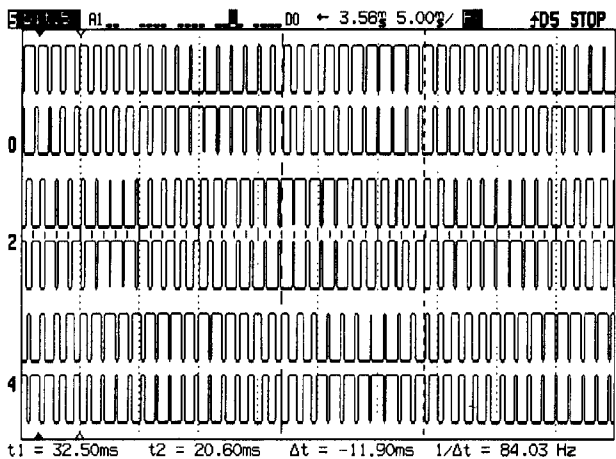


Figura 3.2. Pulsos del PWM

En la figura 3.3a se muestra las tres señales principales del PWM para una frecuencia de salida de 48Hz, con una frecuencia de la portadora de

1140Hz, luego en la figura 3.3b se indica el resultado de realizar la resta en el osciloscopio de dos señales, el resultado es equivalente al que se obtendrá en la salida del puente para una de las fases que alimentará al motor.

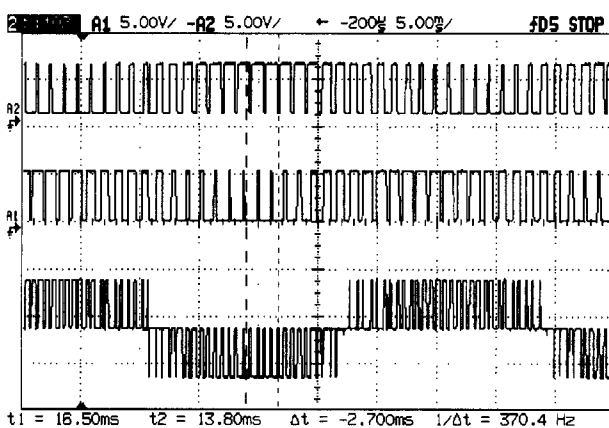
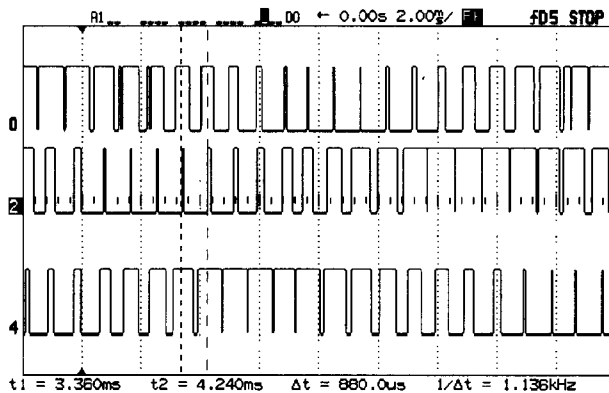
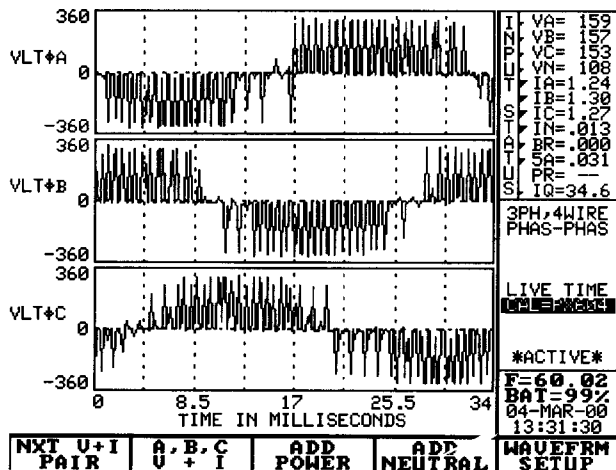


Figura 3.3. a)Detalle de las tres fases b) Resta de dos señales en el osciloscopio.

A continuación, en la figura 3.4 se muestra el voltaje y la corriente de las tres fases que alimentan al motor para una frecuencia de 30Hz.



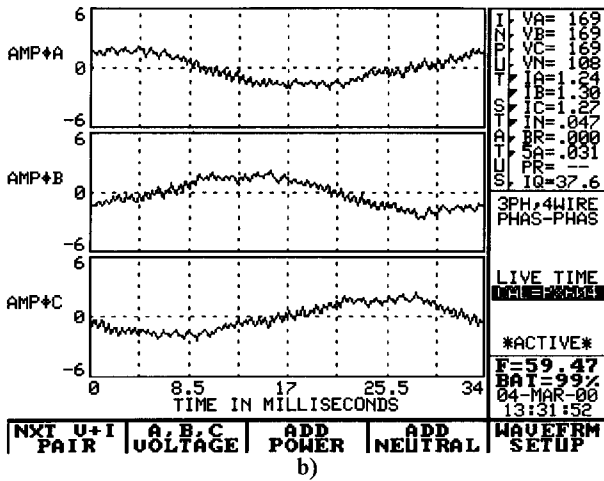


Figura 3.4. Salida a 30Hz a)Voltajes b)Corrientes

La figura 3.5 muestra las mismas señales, pero para una frecuencia de 60Hz y la figura 3.6 muestra el voltaje y la corriente para una frecuencia de 80Hz.

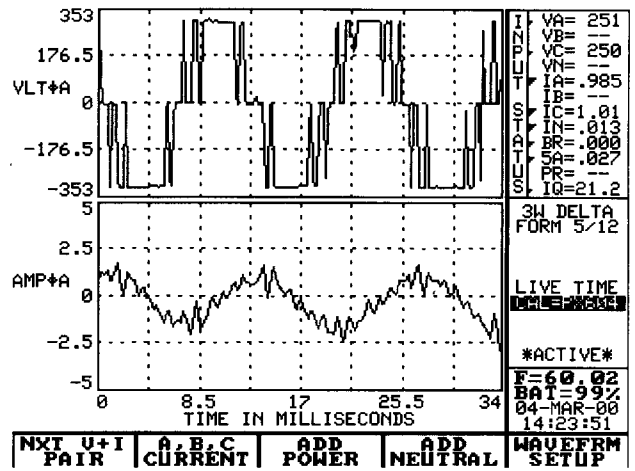
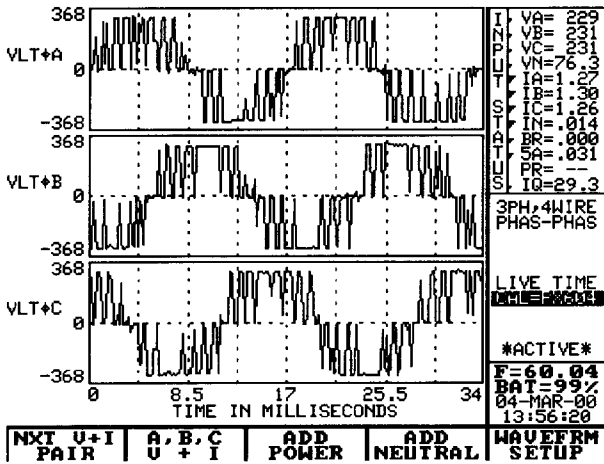
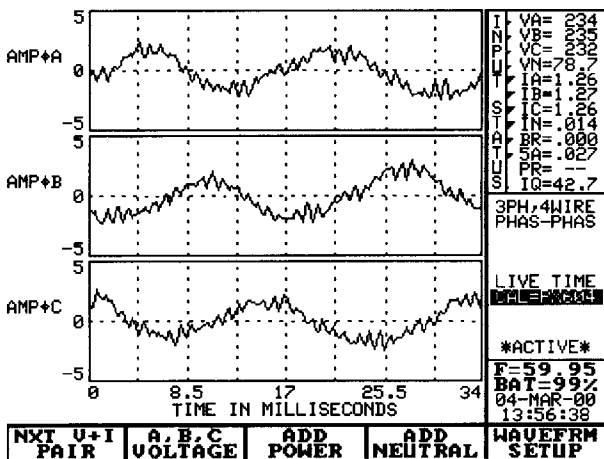


Figura 3.6. Salida de voltaje y corriente para 80Hz.

A continuación se presentan algunas vistas generales del prototipo construido.

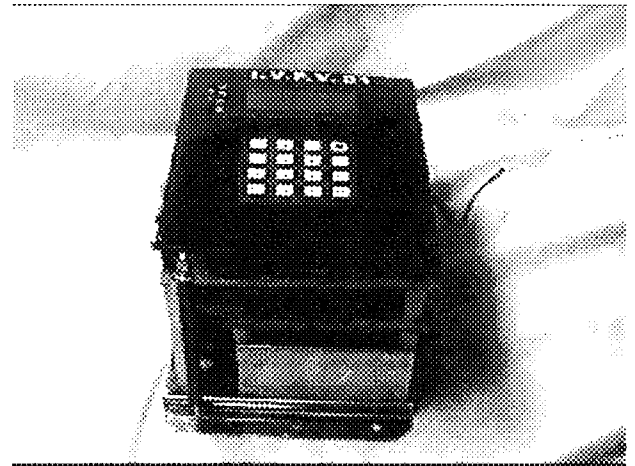


a)

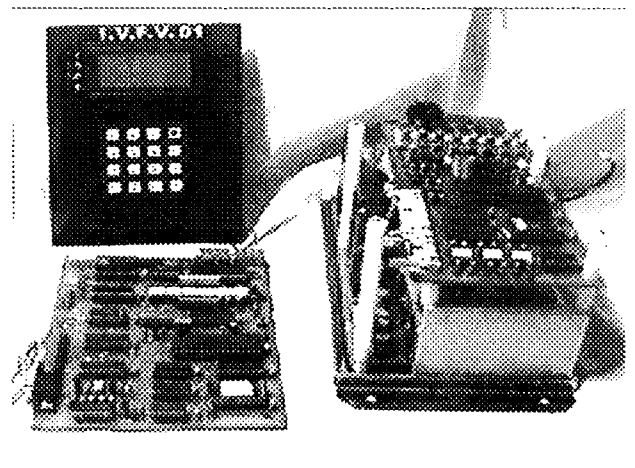


b)

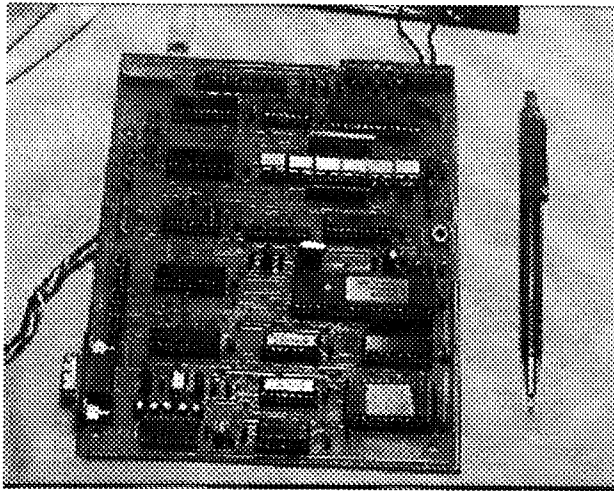
Figura 3.5. Salida a 60Hz a)Voltajes b)Corrientes.



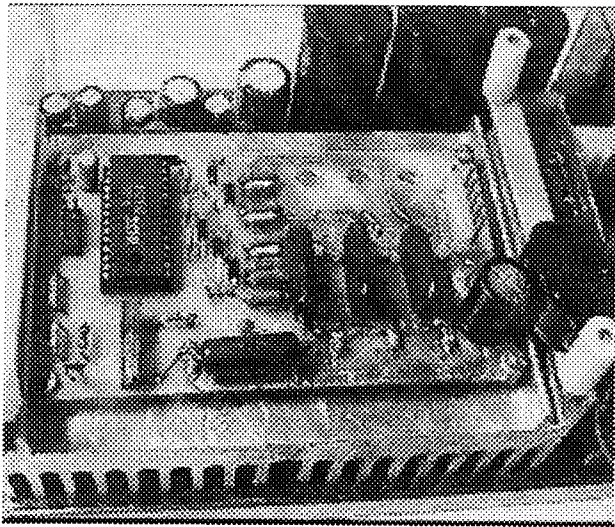
Graf1. Vista general del equipo.



Graf2. Vista de las tarjetas del equipo.



**Graf3.** Tarjeta módulo interfase comparada con un lapicero.



**Graf4.** Vista del módulo puente de IGBTs sobre el disipador.

#### IV Conclusiones.

En este trabajo, se ha diseñado y construido un inversor, cuyo circuito de potencia está conformado por IGBTs los mismos que son manejados por señales SPWM generadas utilizando un microcontrolador 8031 con la ayuda de un manejador.

El inversor diseñado conjuntamente con el rectificador, circuitos de control y circuitos auxiliares conforman un accionamiento de velocidad variable (ASD) que en el presente trabajo es de una potencia de 1KVA.

En el presente trabajo, se vio la necesidad de utilizar dos microcontroladores debido a que la generación de las señales SPWM no deben ser interrumpidas por otros eventos, como pueden ser la generación de rampas de aceleración y desaceleración, atención a cambio de parámetros por parte del usuario, etc.

El prototipo diseñado, esta sirviendo como base para la construcción de accionamientos de velocidad variable de mayor potencia, que en la actualidad se están desarrollando en el proyecto BID-085 utilizando un microcontrolador de 16 bits con características específicas para el control de motores. Este diseño ha sido de gran utilidad para identificar el algoritmo idóneo en la generación de las señales de control, así como también conocer de mejor manera la conformación de este tipo de sistemas.

#### BIBLIOGRAFÍA

- [1] M. Rashid, "*Electrónica de Potencia*", Prentice Hall Hispanoamericana S.A., 1993.
- [2] N. Mohan, W. Robbins, "*Power Electronics*", John Wiley - Sons Ing, 1995.
- [3] P. Rivera, "*Control de Maquinas Eléctricas*", E.P.N., Quito, 1997.
- [4] Allen Bradley, "*Una Guía Comprensiva Para Entender los Fundamentos de Motores*", Rockwell Automation, 1996.
- [5] J. Gonzales, "*Introducción a los Microcontroladores*", España, Mc. Graw-Hill, 1992.
- [6] International Rectifier, "*Control Integrated Circuits*", International Rectifier, 1996.
- [7] International Rectifier, "*IGBT Design Guide*", International Rectifier, 1998.
- [8] V. Subrahmanyam, "*Electric Drives: Concepts and Applications*", Mc Graw-Hill, 1994.
- [9] B. Bose, "*Power Electronics and Variable Frequency Drives: Technology and Applications*", IEEE Press, 1996.
- [10] W. Stebbins, "*Adjustable Speed Drives*", IEEE Press, 1998.
- [11] B. Williams, "*Power Electronics: Devices Drivers Applications*", McMillan Press. 1.992

PABLO RIVERA se graduó de Ingeniero en la especialización Electrónica y Control en la Escuela Politécnica Nacional en 1986.

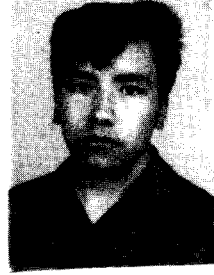
Recibió el grado de Master of Science in Power Electronics en 1993 en la Universidad de Bradford - Inglaterra. Ha realizado varios cursos de especialización

entre los que se pueden citar: Inteligencia Artificial en Sistemas Eléctricos, Cartagena - Colombia, Noviembre 1996, Curso de Lookout para sistemas SCADA, National Instruments, Austin - USA, Junio 1997, Automatización Electrónica, HITACHI AUTOMOTIVE, Harrodsburg - USA, Marzo 1998, Accionamientos de Velocidad Variable, Empresa WEG, Jarugá - Brasil, Abril 1999.

Ingresó a trabajar en la Facultad de Ingeniería Eléctrica de la Escuela Politécnica como ayudante de laboratorio en el año 1985. Actualmente es profesor principal a tiempo completo en el Area de Control y Automatización Industrial. Además, es director del Proyecto BID - 085 cuyo objetivo es diseñar y construir prototipos electrónicos para el control de máquinas eléctricas.

Sus áreas de interés incluyen Electrónica de Potencia, Control Electrónico de Máquinas Eléctricas, Automatización Industrial.

El Ing. Pablo Rivera es miembro activo del Institute of Electrical and Electronics Engineers IEEE.



ING. KAREL ESPINOZA Nació en Quito el 10 de diciembre de 1972, sus estudios secundarios los realizó en el Instituto Tecnológico Superior Central Técnico, obteniendo el título de bachiller Técnico en Electrónica. Egresó de la Facultad de Ingeniería Eléctrica en marzo de 1999,

obtuvo el título de Ingeniero en Electrónica y Control en Abril del 2000.

Trabajó como auxiliar del laboratorio de Sistemas de Control desde Abril de 1.998 hasta Abril de 1.999, luego trabajó como ayudante de laboratorio en el proyecto P-BID 085 hasta Abril del 2.000. Actualmente es Profesor Asistente de la Facultad de Ingeniería Eléctrica de la EPN y trabaja en el proyecto P-BID 085 como Investigador Asistente.

Ha realizado trabajos de instalación y mantenimiento de ascensores, diseño de sistemas microprocesados. Sus principales áreas de interés son: Control con Microprocesadores, Electrónica de Potencia, Control de Máquinas y Control de Ascensores.