

INVERSOR PWM TRIFASE CON IGBT COMANDADO CON MICROCONTROLADOR 80C196KC, APLICADO AL CONTROL DE MOTORES ASINCRONOS

Justo Oquelis Cabredo, Ing.
Martín Palma Lama, Ing.

UNIVERSIDAD DE PIURA - PERU.

RESUMEN

El presente trabajo trata el diseño, construcción, pruebas y aplicaciones de un inversor trifase de 10Kw, con parte de potencia a IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor), comandado por un microcontrolador 80C196KC de Intel. Esta tarjeta permite obtener óptimos resultados haciendo uso de programas, en lenguaje ensamblar, permitiendo un control muy versátil, pudiéndose adaptar fácilmente a los requerimientos del usuario.

También se detalla la parte de pruebas, y se dan los resultados de una aplicación al control de un motor asincrónico por el método del control vectorial, en esta aplicación queda demostrada la gran utilidad y versatilidad con que cuenta el inversor en estudio.

ABSTRACT

In this paper we describe design, realization, tests and applications of a 10Kw 3-phase inverter, with IGBTs (Insulated Gate Bipolar Transistor) as power elements, and an Intel 80C196KC microcontroller as controller. For optimum performance, the inverter can be programmed with assembly language routines, allowing a very flexible control, which is easily adapted to the user's needs.

Sample applications of the inverter are also described, and results referring to vector control of an asynchronous motor are stated. In such an application, the usefulness and flexibility of the realized circuit are evident.

1. ANTECEDENTES

Las exigencias de ahorro energético cada vez mayores, el gran avance tecnológico que necesita de sistemas más seguros, rápidos y precisos de movimiento y la necesidad de poder realizar una variación controlada del funcionamiento de un sistema de corriente alterna, han llevado a que en los últimos años se desarrolle notablemente el área de los Accionamientos Eléctricos. Este desarrollo se ha visto impulsado por el avance de la Electrónica de Potencia, que ha permitido elaborar sistemas controlados más simples, más baratos, más pequeños, más confiables, más precisos y con menor requerimiento de mantenimiento que aquellos realizados hasta hace pocos años.

Es por esto que, surgida la necesidad, en la actualidad se tiene una serie de grandes empresas que proveen de novísimos componentes que permiten modernizar las antiguas técnicas o ir a la búsqueda de nuevas soluciones de control para sistemas que necesitan corriente alterna regulable. Es así como, dentro de esta creciente marea de innovaciones, surge en 1991 la Tarjeta de Evaluación EV80C196KC, especialmente diseñada por Intel para el comando de inversores trifásicos.

El trabajo aquí presentado se propone como una alternativa confiable de comando, es así como, con fines ilustrativos, se presentan los resultados de una aplicación específica en el control de una máquina asincrónica: hasta hace pocos años la máquina eléctrica preferida por excelencia era la de corriente continua, por su gran versatilidad de uso y por la poca dificultad que presenta para ser controlada; sin embargo, al comparar potencias similares, estas son las máquinas más costosas no sólo por la inversión inicial, sino también por el mantenimiento que necesitan.

El mayor problema en el uso de estas máquinas ha sido la dificultad de poder controlar su funcionamiento, ya sea en velocidad como en par o posición; este problema ha encontrado solución en los actuales inversores, que permiten trabajar con señales de realimentación. Además, actualmente se dispone de componentes electrónicos, como los microcontroladores, que permiten hacer controles de sistemas eléctricos a través de un "software" dedicado, con la ventaja de poder aplicarlo a casos similares variando sólo los parámetros involucrados dentro de un programa, sin necesidad de variar la circuitería auxiliar.

Es así que el ejemplo de aplicación mostrado tiene por finalidad establecer las ventajas de un control empleando el inversor aquí propuesto. Este inversor es producto de la tecnología más avanzada existente en este momento en el mercado de los Accionamientos Eléctricos. Los comandos del inversor se obtienen de la Tarjeta de Evaluación EV80C196KC que se basa en el microcontrolador 80C196KC de Intel, haciendo uso de un programa basado en los modelos matemáticos que se obtienen de la Teoría Unificada de la Máquina Eléctrica.

El artículo será organizado de la siguiente manera: una primera sección donde se presenta la teoría necesaria para entender el comportamiento de una PWM (Pulse Width Modulation) y las características constructivas de los IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor), así como sus ventajas

eléctricas sobre otros componentes a estado sólido de características similares; en una segunda sección se mostrarán las bondades de la tarjeta de evaluación EV80196KC y del esquema básico de un inversor empleando módulos IGBT comandados por microcontrolador; en la tercera, y última, sección se tendrá una aplicación de este inversor a un control de máquinas asincrónicas incluyendo esquemas y programas:

2 GENERALIDADES

2.1 LA SEÑAL DE COMANDO

Un circuito general que permite obtener un sistema clásico de comando integral de inversores, es decir, que permite hacer un control en los cuatro cuadrantes, se muestra en la Fig. 1a. Los interruptores de cada par (T_1, T_2, T_3, T_4, T_5 y T_6) son accionados alternativamente, haciendo posible las tres salidas de tensión R, S, T, con forma de onda rectangular. Si el cierre de cada par de interruptores a intervalos regulares con un desfase de un tercio de periodo uno del otro, las tres salidas resultan desfasadas 120° entre sí (Fig. 1b).

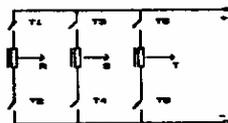


Fig. 1a: Esquema de base del inversor a.c.-a.c. trifásico

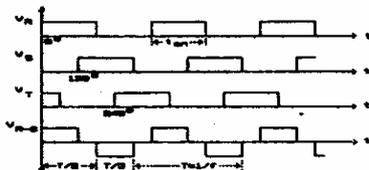


Fig. 1b: Forma de onda de salida.

Haciendo la diferencia entre V_R y V_S se obtiene $V(R-S)$ que se aproxima a una sinusoidal. De esta manera se tienen tres tensiones desfasadas recíprocamente 120°, que constituyen un sistema trifásico capaz de alimentar cualquier sistema con cargas trifásicas. Se debe notar que $V(R-S)$, así como las $V(S-T)$ y $V(T-R)$ que resultan de la

diferencia de las otras combinaciones de tensiones rectangulares, no contienen, entre las infinitas armónicas, la de tercer orden, que impediría al motor funcionar regularmente. Esto puede ser apreciado en la Fig. 2, puesto que V_S está 120° en retraso respecto a V_R , mientras que las terceras armónicas están todas en fase con su respectiva tensión rectangular. Cuando se desea disminuir la frecuencia de la línea de salida, se debe cuidar que la tensión varíe en forma directamente proporcional cuando se desea alimentar cargas como máquinas asincrónicas o similares; si bien es fácil variar la frecuencia y la tensión cambiando la cadencia de disparos de los SCR, esto no es aconsejable cuando están en juego grandes potencias.

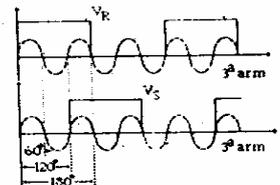


Fig. 2: Relación de fase entre las tensiones V_R y V_S y su respectiva tercera armónica.

Los efectos indeseables se evitan si en lugar de proveer un sólo rectángulo de tensión, se proveyera una sucesión de rectángulos de la misma amplitud del principal. La frecuencia de las tensiones de salida no cambia por esto, pero el fraccionamiento o parcialización del rectángulo principal no puede ser exagerado, pues podríamos caer en el inconveniente de aumentar desmesuradamente las pérdidas por conmutación en los interruptores y entonces producir su recalentamiento. Experimentalmente se considera que el fraccionamiento de la duración del rectángulo principal en 12 rectángulos es ya un valor apropiado. La duración del rectángulo principal es igual a $T/2 = (1/f)/2 = (1/60 \text{ Hz})/2 = 8.3 \text{ mseg.}$, correspondiente a la frecuencia de repetición de 1440 Hz, para los nuevos rectángulos. En la Fig. 3, se representan las formas de onda V_R' , V_S' , V_{RS}' correspondiente a la parcialización de V_R , V_S , V_{R-S} . Se pueden notar los 12 rectángulos en V_R' y V_S' mientras que en V_{RS}' los rectángulos son sólo 8 porque 4 se cancelan al hacer la diferencia $V_R' - V_S'$.

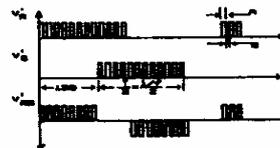


Fig. 3: Parcialización de los rectángulos de tensión de la Fig. 2.

Al aumentar T, el espaciamento B entre los rectángulos debe aumentar, mientras que A debe permanecer constante, así $A \cdot f = \text{constante}$, permaneciendo constante el producto volt.segundo cualquiera sea la frecuencia de alimentación. Cuando la frecuencia vale 50Hz, el tiempo B debe anularse permitiendo a los rectángulos apoyarse unos en otros, de manera que formen el rectángulo original indicado en la figura 1b.

Es de esta manera como se plantea el concepto de la modulación de ancho de pulsos (PWM); la concepción más general plantea la PWM como el resultado de la comparación entre una señal de control ($v_{control}$ constante) con una señal triangular que posee la frecuencia de los pequeños rectángulos que se obtendrán a la salida. En los circuitos inversores, la PWM es un poco más compleja, ya que nosotros deseamos a la salida una onda sinusoidal cuya amplitud y frecuencia sean controlables. Para poder producir una forma de onda de salida sinusoidal con una frecuencia deseada, la señal de control sinusoidal se compara con una triangular, como se muestra en la Fig. 4a. La frecuencia de la forma de onda triangular establece la frecuencia de encendido de los interruptores y se mantiene generalmente constante con una amplitud V.

Antes de discutir el desempeño de la PWM es necesario definir unos pocos términos. La onda triangular v_{tri} de la Fig. 4a está a la frecuencia de disparo f_s , que es la que establece la frecuencia de disparo de los inversores. La señal de control $v_{control}$ se usa para modular el "duty cycle" de la señal de salida y tiene una frecuencia f_1 , que es la frecuencia fundamental deseada de la tensión de salida del inversor. En un inversor como el de la Fig. 5, los interruptores T_{A+} y T_{A-} se controlan basados en la comparación de $v_{control}$ y v_{tri} y entonces se obtiene la siguiente tensión de salida, independientemente de la dirección de i_o :

$$\begin{aligned} v_{control} > v_{tri}; T_{A+} \text{ está cerrado, } V_{A0} &= \frac{V_c}{2} \\ v_{control} < v_{tri}; T_{A-} \text{ está cerrado, } V_{A0} &= -\frac{V_d}{2} \end{aligned}$$

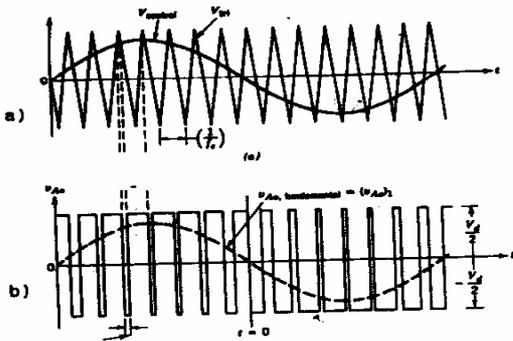


Fig. 4 Modulación de ancho de pulsos

Dado que los dos interruptores nunca podrán estar abiertos simultáneamente, la tensión de salida fluctúa entre dos valores ($V_c/2$ y $-V_d/2$). V_{A0} y esta componente fundamental de frecuencia (curva a trazos) se muestran en la Fig. 4b.

Se debe reconocer que la tensión de salida del inversor no muestra una perfecta forma seno y contendrá componentes armónicas de frecuencia de f_1 .

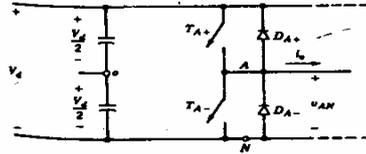


FIGURE 5-4:

Fig. 5 Inversor a PWM.

2.2 LOS IGBT

La elección de los IGBT como interruptores de comando adecuados para el fin propuesto surge de las ventajas que presentan sobre los otros componentes a estado sólido usados para el mismo propósito. Explicamos un poco esta afirmación: los BJTs y los MOSFETs tienen características que son complementarias entre sí en algunos aspectos; los BJT tienen bajas pérdidas por conducción especialmente cuando se trata de situaciones con altas tensiones pero, tienen un gran tiempo de conmutación, especialmente para volver al reposo. Los MOSFETs pueden ser activados o desactivados con mucha rapidez pero, las pérdidas por conducción son bastante elevadas, especialmente cuando están en juego grandes tensiones (unas pocas centenas de voltios o más). Esto lleva a pensar que lo ideal sería combinar las características de los BJT y los MOSFET en un elemento monolítico dentro de la misma cápsula de silicio creando un circuito, o quizá un diseño totalmente novedoso, que combine las mejores características de ambos elementos.

En esta búsqueda se logra crear los IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) los que permiten tener las ventajas de ambos elementos anteriores y que a medida que pasa el tiempo encuentran un campo de aplicaciones cada vez mayor. Otros nombres que reciben los IGBT son: GEMFET, COMFET (Conductivity-modulated field effect transistor), IGT (Insulated Gate Transistor) y el Bipolar-mode MOSFET o transistor bipolar-MOS.

2.2.1 ESTRUCTURA BASICA.

En la Fig. 6 se muestra un corte vertical de un IGBT genérico y se puede apreciar que es muy parecido a un MOSFET, la diferencia principal está en la presencia de la capa p^+ que forma el colector del IGBT. Esta capa forma una unión pn (marcada con J_1 en la Fig.), la que introduce algunos portadores entre los que están aquellos que

llevarían el sentido del colector de los MOSFET. La base y el emisor de los IGBT están dispuestos de una manera geométrica similar a los MOSFET.

En la Fig.6 se puede apreciar que la estructura del IGBT tiene un tiristor parásito. Es totalmente indeseable la activación de este tiristor y es por esto que se aprecian severos detalles geométricos estructurales para evitarlo, especialmente en la región tipo p entre J_2 y J_3 , que es diferente al resto para tratar de minimizar lo más posible la activación de este tiristor. Además, las pequeñas regiones fuente en los IGBT ayudan a minimizar la posible activación del tiristor parásito.

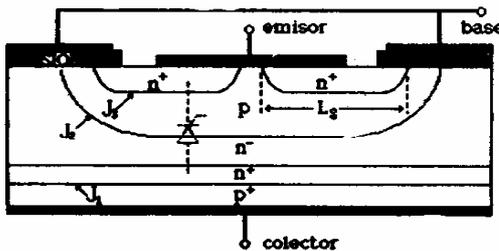


Fig. 6 Vista de la sección vertical de un IGBT.

La capa n^+ entre la capa de colector p^+ y la capa n^- no es esencial para la operación del IGBT y algunos modelos no lo incluyen.

2.2.2 CARACTERÍSTICA I-V

En la Fig. 7 se puede apreciar la característica I-V de un IGBT. En el frente de subida es cualitativamente similar a los niveles lógicos de un BJT excepto que el parámetro de control es una tensión de ingreso, el voltaje base-emisor, en lugar de una corriente. La característica de un IGBT sería similar pero se tendría que invertir la polaridad de las tensiones y corrientes.

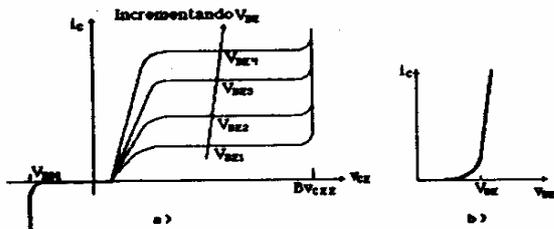


Fig 7 a. Características de salida
b. Característica de transferencia

La unión J_2 de la Fig. 6 bloquea cualquier frente de tensión cuando el IGBT está desactivado. La tensión inversa V_{BH} indicada sobre la Fig. 7a puede ser tan grande como la de ataque si el IGBT no está provisto de la capa n^+ . La unión J_1 es la que sirve de bloqueo a las tensiones inversas. Además, si la capa n^+ se usa en la construcción del integrado, la tensión de ruptura de esta unión se disminuye significativamente, a unas pocas decenas de voltios, debido a la saturación presente a ambos lados de la unión y, en consecuencia, los IGBT no presentarán altas tensiones inversas.

La curva de i_c-v_{ce} en Fig. 7b es idéntica a la de un MOSFET de potencia. La curva es razonablemente lineal sobre la mayoría del rango de corriente de colector, siendo no lineal sólo a bajos valores de corriente de colector donde el voltaje base-emisor está aproximadamente en el umbral. Si el v_{ce} es menor que la tensión de umbral $V_{GS(th)}$, entonces el IGBT estará desactivado. La máxima tensión que puede aplicarse a los terminales base-emisor usualmente está determinado por la máxima corriente de colector que permite fluir el IGBT.

2.2.3 ELECCION DEL IGBT :

Básicamente se encuentran las mismas características generales en la mayoría de los IGBT que se encuentran a disposición en el mercado. Las variaciones son apenas de rangos de tensión, corriente, tiempo de respuesta para la conmutación, etc. Se eligió el modelo 2MBI50L-060 de la Fuji porque presenta un rango de tensión y de corriente que se ajusta a los objetivos de este trabajo: hasta 600V y 50A.

3 MICROCONTROLADOR INTEL 80C196KC.

3.1 GENERALIDADES.

El microcontrolado, 80C196KC es la versión más reciente de la familia Intel MCS-96 de microcontroladores a 16 bit. Los otros miembros de la familia son el 8096BH, 8098 y el 80C196KB, todos estos componentes tienen un set de instrucciones común y una estructura similar. El 80C196KC está construido con tecnología CMOS y tiene, entonces, altas prestaciones y bajo consumo de potencia. Además, puede trabajar con frecuencia de clock de hasta 16MHz.

La familia MCS-96 tiene una arquitectura registro-registro: esto hace posible todas las operaciones usando cualquier registro sin necesidad de un acumulador. En la mayoría de los microprocesadores, en cambio, las operaciones aritméticas y lógicas se pueden efectuar sólo sobre un registro especial llamado acumulador. Las unidades más antiguas de la familia poseen 256 registros mientras que el 80C196KC posee 512, de los cuales los 24 primeros están dedicados a funciones específicas, entre estos, el control de los canales de comunicación, de los que podemos citar:

- 1 Puerta serial con 3 modos asíncronos y 1 síncrono de comunicación.
- 1 Convertidor A/D a 8 canales multiplexados con una resolución programable a 8 ó 10 bits.
- 3 Salidas PWM programables.
- 48 Líneas digitales de I/O.
- 1 Sistema de I/O a alta velocidad con 2 timers-contadores a 16 bits y un sistema de I/O veloz FIFO a 8 niveles que en particular puede ser usado como generador de interrupciones.

En la Fig. 3 se muestra un diagrama a bloques de la unidad.

Las aplicaciones típicas de los componentes de la familia MCS-96 son los ciclos de control y la elaboración de las señales; se usan normalmente en modems, control de motores, impresoras, fotocopiadoras, sistemas de frenado antibloqueado (ABS), disk drive e instrumentación médica.

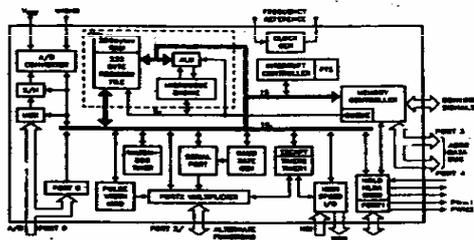


Fig. 6 Diagrama de bloques del Microcontrolador 80C196KC.

El microcontrolador puede verse como un conjunto de dispositivos controlados por una unidad central llamada CPU.

3.2 LA CPU :

La CPU del microcontrolador efectúa las operaciones comunmente desarrolladas por un microprocesador para uso general. Como ya se dijo, las CPU de la familia MCS-96 no usan un acumulador (registro específico) para las operaciones lógico-aritméticas, sino que pueden realizar cualquier operación usando cualquier registro disponible en la unidad (incluyendo los especiales).

3.3 CANALES DE COMUNICACION.

Existen varios dispositivos usados como canales de comunicación y aquí se describirán algunas de las usadas la generación de señales trifases de control.

3.3.1 SALIDAS PWM.

Para la conversión digital-analógica se dispone de 3 salidas PWM (Pulse Width Modulation) con las cuales, eventualmente filtradas, es posible reproducir cualquier forma de onda.

El esquema a bloques de dicho dispositivo se muestra en la Fig. 9.

Como se aprecia en la Fig. 9 la construcción de la onda es diferente al modo clásico (comparación de la forma de onda con una triangular). El bloque marcado con REGISTER corresponde al registro de control cuyo contenido está dado por el usuario en base al "duty cycle" deseado. La tabla de valores puede verse en la Fig. 10.

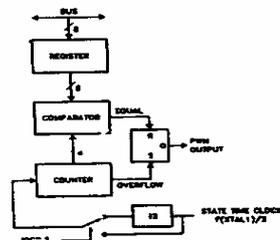


Fig. 9 Salidas PWM. Diagrama a bloques

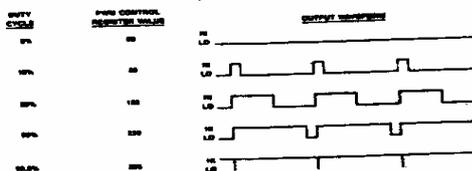


Fig. 10 Valores del "duty cycle" de señal PWM.

3.3.2 SISTEMA HSI/HSO:

El microcontrolador dispone de un sistema de entradas-salidas a alta velocidad que puede ser usado para distintos fines (generación y lectura de señales digitales, generación de interrupciones, temporización de programas y del convertidor analógico digital, etc.).

3.3.3 CONVERTIDOR A/D.

En la Fig. 11 se muestra el esquema simplificado del convertidor analógico digital.

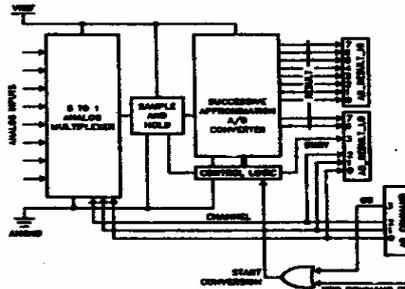


Fig. 11 Convertidor analógico digital.

El sistema tiene 8 canales multiplexados sobre un único convertidor de aproximaciones sucesivas a 10 bits, que también puede usarse a 8 bits, reduciendo así el tiempo de conversión en desmedro de la precisión.

4 LA TARJETA DE EVALUACION EV80C196KC.

El microcontrolador está montado sobre una tarjeta (Evaluation board EV80C196KC) que permite la programación por medio del computador personal, a través de una puerta serial.

y Assembler.

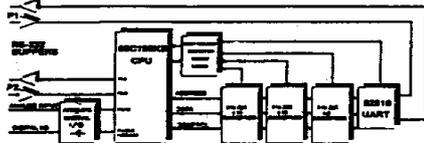


Fig. 12 Esquema simplificado de la tarjeta de evaluación.

Entre las principales funciones que realiza la Tarjeta de Evaluación tenemos las siguientes:

- Generación de interrupciones.
- Uso de la salida principal PWM.
- Conversión analógico-digital.
- Contador externo de señal.

5 DISEÑO DE CIRCUITOS.

Como ya se explicó en los párrafos precedentes, el microcontrolador provee de tres salidas PWM, pero no son suficientes; para poder comandar el inversor correctamente se debe tener, en adición, los valores negados de dichas señales. Para conseguir esto se diseñó una tarjeta electrónica que provea de las 6 señales y, además, daba un retardo entre señal y su negada, evitando así el cortocircuito que se produciría si los dos transistores fuesen comandados al mismo tiempo. A continuación se hace una descripción de la misma.

5.1 TARJETA DE NEGACION Y RETARDO.

Para producir la negación de las señales se usó el integrado 74LS04.

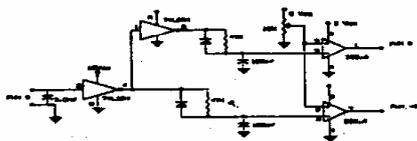


Fig. 13 Tarjeta de negación y retardo.

En la Fig. 13 se muestra un esquema del circuito empleado para una sola señal, está de más decir que para las otras dos se usan circuitos idénticos.

A este punto nos queda retardar entre sí cada una de las señales de sus respectivas negadas (Fig. 14). Esto se consigue con la siguiente parte del circuito que proporciona un retardo que oscilará desde anular totalmente la señal a dejarlas invariables. El retardo se elige de acuerdo a los tiempos de respuesta de los IGBT que para este caso es 2 μ seg.

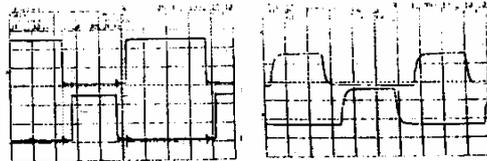


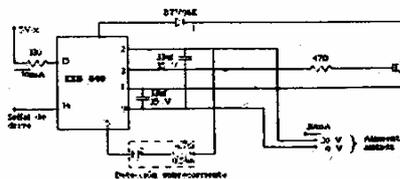
Fig. 14 Señal original y señal retardada y negada. a) En la salida del circuito de pilotaje. b) En el inversor.

Ahora las señales están listas para ser usadas en el comando de los IGBT

5.2 CIRCUITO DE COMANDO DE LOS IGBT:

Para comandar los IGBT es absolutamente necesario el uso de unos Circuitos Híbridos de Pilotaje, proporcionados por el mismo fabricante, y que son de uso dedicado al tipo de módulo que se emplea.

En la Fig. 15 se muestra el esquema de conexiones para un sólo EXB840



- 1 Diodo señal
- 2 LED

Fig. 15 Circuito de comando de los IGBT.

Es necesario hacer énfasis en que la alimentación de 20Vcc para circuitería interna de los Circuitos Híbridos de Pilotaje debe estar aislada de cualquier otra fuente de alimentación y por tanto es necesario tener una fuente que permita obtener las seis tensiones ya que, como se dijo antes, se debe hacer un circuito de comando para cada una de las ramas del inversor. Ver Fig. 15.

Además, se tiene un circuito interno de detección de sobrecorrientes y apertura del

circuito en caso de verificarse un cortocircuito. En la Fig. 17 se puede apreciar cómo está dispuesto internamente este elemento.

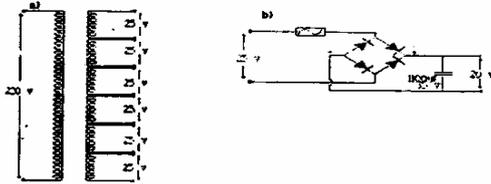


Fig. 17 Alimentación de circuitos de comando.

En la Fig. 15 se observa un LED, que indica en qué momento se interrumpe la conducción, y una resistencia en serie a este para limitar la corriente. El IGBT puede soportar una sobrecorriente de 10µseg de duración cuando está cortocircuitado, es por esto que el circuito de protección debe ser de respuesta muy rápida. El circuito Híbrido detecta la sobrecorriente relacionando la señal de comando y la tensión de colector.

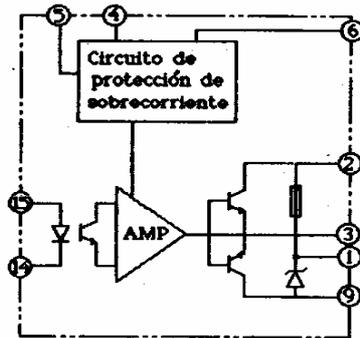


Fig. 18 Esquema de bloques del Circuito Híbrido de Pilotaje.

5.3 LECTURA DE LAS CORRIENTES.

Para realizar el control es necesario tener la lectura de las corrientes que ingresan a la carga. Esto valores se toman haciendo uso de unas Sondas Hall.

La señal a la salida del sensor de corriente presenta disturbios que pueden ser eliminados colocando un filtro de manera que se pueda apreciar una senoidal. Para esto se emplea un LF441C amplificador operacional dual que se muestra en la Fig. 18 con una A. Dado que la señal es de un valor bastante pequeño se vió la conveniencia de colocar un bloque de ganancia que permitiera, cuando

menos, duplicar el valor obtenido y esto se hizo sobre el mismo LF441C anterior pero, usando el otro OPAMP signado con B en la Fig. 18.

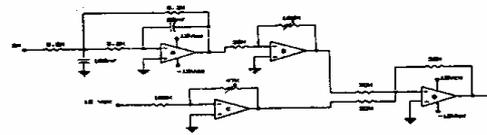


Fig. 18 Tarjeta de filtro, ganancia y desplazamiento.

6 ESQUEMA DEL INVERSOR Y EJEMPLO DE APLICACION

Para tener una visión de conjunto del inversor aquí planteado, se ha realizado el control vectorial a campo orientado de una máquina de inducción, empleando los elementos antes descritos. Este control permite apreciar todas las partes y las conexiones que deben realizarse para obtener resultados satisfactorios.

6.1 CARACTERISTICAS DEL MOTOR.

El motor usado para demostrar las bondades del inversor presentado, tiene las siguientes características:

$$\begin{aligned} f_n &= 50 \text{ Hz} ; & V_n &= 380/220 \text{ V} \\ P_n &= 2.2 \text{ Kw} ; & I_n &= 5.2/9.1 \text{ A} \\ n &= 1400 \text{ RPM} \end{aligned}$$

A partir de estos datos se puede calcular el par nominal:

$$C_n = \frac{P_n}{2\pi n/60} = \frac{2.200\text{w}}{2\pi \cdot 1440\text{rpm}/60} \approx 15 \text{ N.m}$$

Igualmente se pueden calcular el deslizamiento y factor de potencia nominales:

$$s_n = 1 - \frac{P(2\pi n/60)}{2\pi f_n} = 0.06$$

$$\text{Cos}\phi_n = P_n / (V_n I_n \sqrt{3}) = 0.54$$

Dado que el motor presenta rotor arrollado, con el método voltamperimétrico se hicieron las medidas, para determinar las resistencias de rotor, luego que el motor funcionara una hora bajo carga. Los resultados fueron:

$$R_s = 1.875 \Omega ; \quad R_r = 3.85 \Omega$$

Para calcular el resto de parámetros internos que permitieran realizar el control a través de un software original elaborado para el accionamiento y haciendo uso de un modelo matemático de la máquina apropiado, se hizo una prueba de vacío y de corto circuito que arrojaron los valores siguientes:

$$R_{cc} = 5.325 \Omega ; \quad X_{cc} = 7.52 \Omega$$

$$R_o = 530.25 \Omega ; \quad X_o = 69.7 \Omega$$

Los valores de reactancias son satisfactorios pero no son usados directamente como tales en el modelo adoptado, por lo que se debe calcular las inductancias.

$$L_{sd} = X_{sd}/2\pi f = 3.8\Omega/100\pi = 0.0121H = 12.1 \text{ mH}$$

$$L_{rd} = 12.1 \text{ mH} ; \quad L_m = 221.8 \text{ mH}$$

Así las inductancias de estator y de rotor serán:

$$L_s = L_{sd} + L_m = 233.9 \approx 234 \text{ mH}$$

$$L_r = L_{rd} + L_m \approx 234 \text{ mH}$$

6.2 ELEMENTOS ADICIONALES.

Para la realización del accionamiento propuesto es necesario contar además con un "encoder" que permita tener la posición rotórica instantánea y de un bloque de frenado que haga las veces de carga. A continuación se describen brevemente ambos elementos.

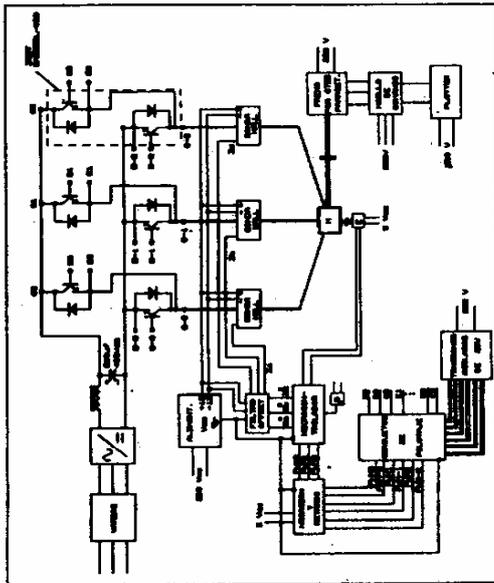


Fig. 19 Diagrama de bloques del montaje de pruebas.

6.2.1 EL ENCODER.

El encoder provee de 5000 impulsos por giro y de una señal de paso por cero, dado

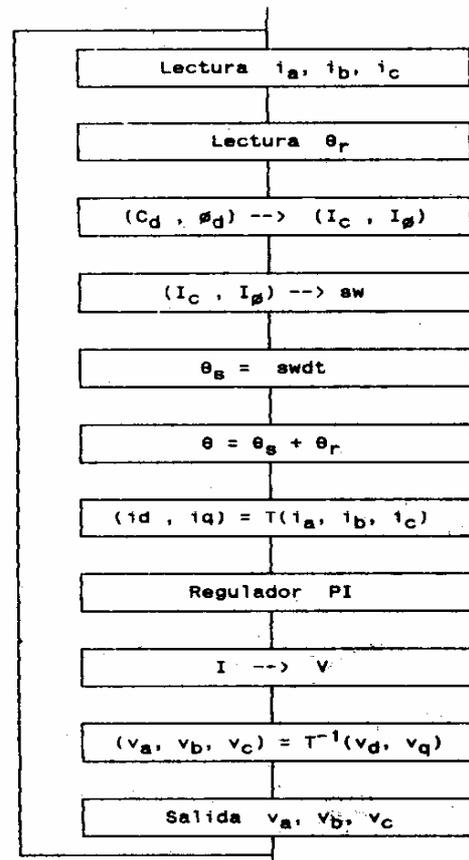
que estos impulsos se proveen a 5Vcc no existe ningún problema en enviar la señal directamente al microcontrolador a través de una de las puertas de lectura digital. Ver Anéndice E.

6.3 BLOQUE DE FRENADO.

Al eje del motor se le acopló el eje de un freno por corrientes parásitas, que permite ser comandado para variar, de manera progresiva o súbitamente, las condiciones de la carga que se aplica al eje. En la Fig. 19 se tiene una visión de conjunto de todo el sistema montado para las pruebas realizadas sobre el motor señalado.

6.4 ALGORITMO DE CONTROL.

A partir del esquema se puede plantear el algoritmo de control para el programa a ejecutar en la tarjeta de evaluación EV80C196KC; esto se hace con el fin de poder organizar los bloques que luego tendrán que ser plasmados en el programa de control y para tener una visión global del conjunto. A continuación se muestra un diagrama de flujo para dicho control:



Ahora examinaremos separadamente los bloques del diagrama precedente, con una definición de las constantes y fórmulas a incluir en el programa de control:

6.4.1 Lectura de corrientes

Aquí se trata de leer las corrientes que llegan al estator de la máquina y esta lectura se hace usando transformadores de corriente (TA), también llamados sondas a efecto Hall. En la práctica no será necesario leer las tres corrientes sino que basta medir dos, ya que no habiendo el conductor de neutro es posible calcular la otra de la suma de las dos ya leídas cambiadas de signo.

6.4.2 Lectura de la posición del rotor

Para obtener la posición rotórica se utiliza un encoder que provee 5000 impulsos por giro más una señal de cero. La salida del encoder se conecta al ingreso de un contador digital del microcontrolador mientras que la señal de cero va al "reset" del mismo contador.

6.4.3 Obtención de corrientes de referencia

Aquí se deben definir las corrientes I_c e I_ϕ que servirán de referencias de par y flujo y se usarán las siguientes ecuaciones, ya definidas:

$$I_\phi = \frac{\phi_{dr}}{L_m}; \quad I_c = \frac{C_d}{\phi_{dr}} \frac{2}{3} \frac{1}{P} \frac{L_r}{L_m}$$

La referencia de par se da a través de un potenciómetro conectado al ingreso del convertidor A/D y la referencia de flujo será una variable entera a 9 bit que podrá modificarse actuando sobre el teclado del computador, incluso mientras se ejecute dicho programa.

Para disminuir el tiempo de cálculo se ha pensado en reunir en dos constantes todos los valores fijos de las expresiones precedentes; así:

$$I_\phi = \phi_d \text{COSTFI}; \quad I_c = \frac{C_d}{\phi_d} \text{COSTC}$$

Entonces, los valores de las constantes son:

$$\text{COSTFI} = 100000/L_m$$

y

$$\text{COSTC} = (L_r * 66667)/(P * L_m)$$

que también engloban los coeficientes necesarios para obtener las corrientes en 1/1000 de Amperio.

6.4.4 Velocidad de deslizamiento.

Se trata de encontrar la expresión correcta dentro del programa, que defina la velocidad de deslizamiento:

$$sw = \frac{I_c}{I_\phi} \frac{R_r}{L_r}$$

Donde R_r se define al inicio del programa en 1/100 de ohmic y L_r en 1/10 de mH. Para facilitar cálculos sw se expresa en 1/500.000.000 de giros/ μ seg.

Agrupando las constantes se tiene:

$$sw = (I_c/I_\phi) \text{COSTS}$$

Donde:

$$\text{COSTS} = (R_r * 7958)/L_r$$

6.4.5 Angulo de deslizamiento.

La integral se ejecuta multiplicando el valor de sw por el intervalo de tiempo transcurrido entre dos medidas y sumando el valor obtenido al resultado de la integral de la medida precedente.

6.4.6 Pulsación.

Para efectuar la suma de los ángulos se debe tener presente que mientras que θ_r se expresa en 1/10000 de rev., θ_s lo es en 1/500.000.000 de rev. entonces, como deseamos el resultado en 1/10000 de rev. es necesario dividir θ_s entre 50000 antes de efectuar la suma.

6.4.7 Transformación de corrientes.

Se transforman las corrientes leídas como magnitudes trifásicas en una referencia fija, a las componentes según los ejes dq con una referencia solidaria al campo magnético rotante. Las expresiones a implementar serán:

$$i_{sq} = i_a$$

$$i_{sd} = \frac{-1}{\sqrt{3}} i_a - \frac{2}{\sqrt{3}} i_b$$

$$i_{qs} = i_{sq} \cos\theta - i_{sd} \sin\theta$$

$$i_{ds} = i_{sq} \sin\theta + i_{sd} \cos\theta$$

6.4.8 Regulador PI.

La constante de tiempo del integrador de la Fig. 20 se expresa en microsegundos, por compatibilidad con las otras magnitudes de tiempo del programa, y la constante K_p se expresa en milésimos para aumentar la precisión de cálculo. El cálculo de la integral se verifica sumando, al valor calculado en el paso precedente, el producto del error por el intervalo de tiempo transcurrido desde la última llamada de la rutina de interrupción.

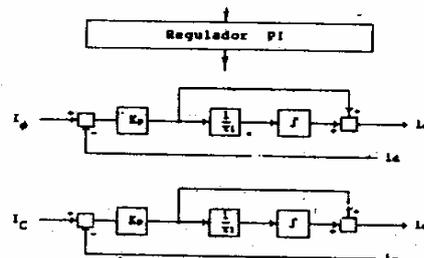


Fig. 20 Esquema a bloques de los reguladores.

6.4.9 Conversión de corrientes a tensiones.

Se trata de incluir en el programa las expresiones que permitan definir las tensiones a partir de las corrientes i_{qs} e i_{ds} [1]:

$$V_{ds} = i_{ds}R_s + w \left[L_s - \frac{L_m^2}{L_r} \right] i_{qs}$$

$$V_{qs} = i_{qs}R_s + wL_s i_{ds}$$

6.4.10 Transformación de sistemas de referencia

Se debe efectuar la transformación de un sistema bifase solidario al campo magnético rotante a uno fijo trifase. Para conseguir esto se hace uso de las siguientes expresiones:

$$V_{sq\theta} = V_{qs}\cos\theta + V_{ds}\sin\theta$$

$$V_{sd\theta} = -V_{qs}\sin\theta + V_{ds}\cos\theta$$

$$y \quad V_a = V_{sq\theta}$$

$$V_b = -\frac{1}{2} V_{sq\theta} - \frac{\sqrt{3}}{2} V_{sd\theta}$$

$$y \quad V_c = -V_a - V_b$$

6.4.11 Salidas.

Los valores de V_a , V_b y V_c se dividen entre una constante RELAV, definida al inicio del programa y enviada a los registros de control de los generadores PWM después de haberse sumado una señal continua de 128 "counts" para tener todos los valores positivos.

6.5 PRUEBAS Y RESULTADOS

En los apartados siguientes daremos una explicación pormenorizada de los pasos seguidos para lograr el control de la máquina asíncrona, por medio del inversor descrito.

6.5.1 PROGRAMA.

Un punto importante para poder realizar el control es que se debe tener el programa en la memoria de la Tarjeta de Evaluación EV80C196KC. Este se basa en el algoritmo ya descrito.

6.5.2 PASOS PREVIOS.

Es importante señalar que para poder manipular la EV80C196KC las condiciones mínimas del computador a usar deben ser:

- Debe ser un IBM-PC, XT, AT o BIOS compatible.
- Debe tener 512 Kbytes de memoria.
- El sistema operativo debe ser DOS 3.1 o mayor.
- Debe tener una puerta serial (COM1 o COM2) a 9600 baud.

- Tener un editor de textos, el ASM-96, el RL-96 y el IECM-96 como software mínimo.

6.6 PRUEBAS Y RESULTADOS.

Las pruebas se dividirán en dos partes, para el transitorio de arranque y para un transitorio de carga.

Proveyendo como referencia una rampa de 2 segundos de duración y con una amplitud final de 12 N.m se efectúa un arranque con carga. En la Fig 21 se ve cómo la curva de par real al eje sigue con bastante aproximación a la de referencia; la diferencia entre las dos curvas se debe a la inercia del grupo motor asíncrono-carga. El régimen se alcanza a los 6 segundos después de haber iniciado el arranque y dado la señal de referencia de par. Los resultados obtenidos son bastante buenos, sobretodo si tenemos en cuenta que el rotor es de tipo arrollado con lo que, en condiciones normales de funcionamiento, no permitiría el arranque si no se contase con el auxilio de resistencias auxiliares puestas en serie a los arrollamientos estáticos.

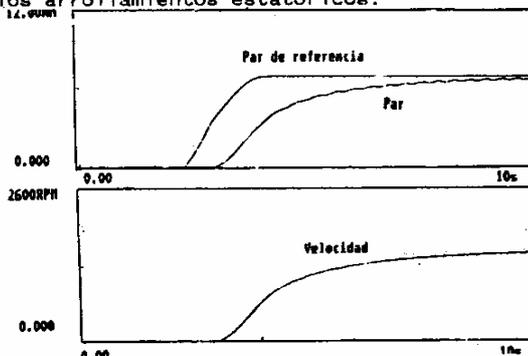


Fig. 21 Transitorio de arranque. Prueba 1.

Tanto en esta prueba, como en las siguientes, el rotor ha estado en cortocircuito. Además, se debe notar, sobretodo, que la prueba se ha verificado con un motor que fue puesto bajo plena carga desde el arranque, situación que en condiciones normales de arranque es muy peligrosa para la línea y que por tanto siempre se trata de evitar.

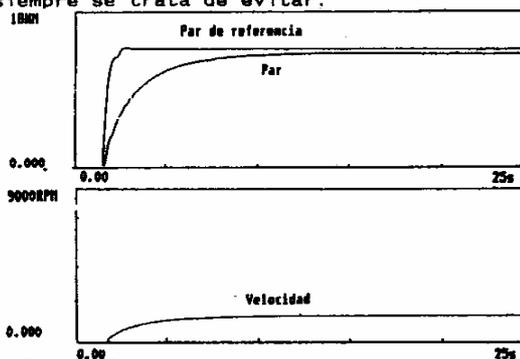


Fig. 22 Transitorio de arranque. Prueba 2.

Para el transitorio de arranque se puede hacer otra prueba, Fig. 24, que será la de dar a la referencia una rampa más rápida y de mayor amplitud, hasta 14.5 Nm. Como en el caso anterior, el sistema reacciona bien alcanzando la condición régimen luego de 10 segundos. El tiempo de respuesta es mayor debido, además de a la mayor amplitud del escalón de referencia, al hecho que en esta segunda prueba se ha aumentado la corriente del freno para obtener una carga mayor a igual velocidad.

Una prueba adicional es la que realiza simulando un transitorio de carga. En esta prueba se le quita durante 5 segundos la alimentación al freno de carga. Se nota una tendencia de la máquina, que en el transitorio trata de desarrollar el mismo par dado por la referencia, a acelerar, frenada sólo por el momento de inercia. Transcurridos los cinco segundos se vuelve a alimentar el freno de manera de obtener nuevamente plena carga. Esta reposición es brusca y origina que la máquina entre a régimen luego de 15 segundos, tiempo aceptable para el tipo de prueba al que fue sometido el sistema. (Fig. 25)

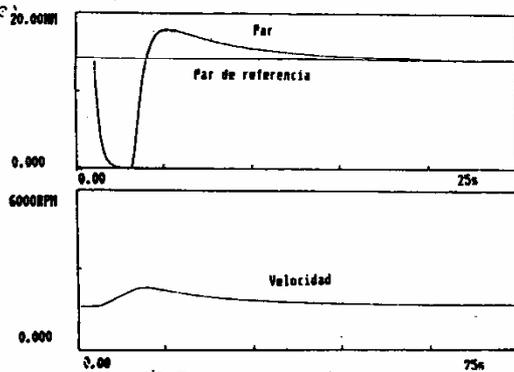


Fig. 25 Transitorio de carga.

CONCLUSIONES

- La versatilidad del inversor propuesto puede deducirse de la aplicación mostrada, pues esta es una de las más completas y sofisticadas.
- Este inversor puede ser empleado para otro tipo de accionamiento, por ejemplo para el control de una máquina asíncrona usada como generador, controlando la energía reactiva necesaria para el funcionamiento de la misma.
- El equipo completo empleado en el control ocupó un volumen reducido y tiene la ventaja de requerir un mantenimiento mínimo, pues no presenta partes móviles. Además, es comparativamente más económico que un accionamiento convencional ya que sumado a las ventajas anteriores está el hecho de tratarse de un motor de inducción, mucho más robusto que uno de corriente continua y más económico.

Dentro de las principales características de los equipos usados en las pruebas está lo novedoso y tecnológicamente avanzado de los mismos. La tarjeta de evaluación

EV80C196KC, especialmente diseñada para el control de motores eléctricos, permite obtener a la salida las tres señales PWM requeridas para el comando de los módulos IGBT y que se obtienen a partir de software, con lo que esta tarjeta se convierte en el "corazón" del control; debo mencionar que en el mercado ya existe, desde hace 5 meses, el integrado 80C196MC que provee las 3 señales PWM y sus respectivas negadas. Los módulos de los IGBT con sus "drivers" detectores de sobrecorrientes, el equipo que provee de una carga programable desde un tablero y con "plotter" incorporado para tomar directamente la señal de par y velocidad durante la prueba y las sondas a efecto Hall con componentes a estado sólido incorporados para dar una señal lo menos distorsionada posible, son elementos de avanzada sin los que se hubiese rendido mucho más complicado alcanzar los fines propuestos.

Está claro que el control de motores por medio de componentes a estado sólido es la alternativa que se desarrollará con mayor incidencia en el mundo en los próximos años. Esto, por factores de espacio, ecológicos, económicos, etc. lo que obligará a continuar con las investigaciones en esta línea y estar al tanto de lo que sucede fuera para poder utilizar ya sea la experiencias de otros o los equipos nuevos que se creen para satisfacer las necesidades.

REFERENCIAS

- [1] DI NAPOLI, A. "Lezioni di macchine elettriche II". Universidad de Roma. "La Sapienza". 1988.
- [2] PETRECCA, GIOVANNI. "Teoria unificata della macchina elettrica rotante". Milán, CLUP Ed. 1976.
- [3] MIALICH. "Sistemi ed automazioni" Vol. 2. Milán. 1988.
- [4] MOHAN, UNDELAND. "Powers electronics". Canadá, John Wiley and sons, Inc. 1989.
- [5] LEONHARD, WERNER. "Mathematical model of simetrical a.c. machines suitable for designing variable speed drives and microprocessor control of induction control". Torino-Italia, Julio de 1985.
- [6] LIPO, THOMAS. "Energy efficient field oriented control". Torino-Italia, Julio de 1985.
- [7] PICARDI, AMADEO. "Operations on electrical and technological parameters of variable frequency fedd asynchronous traction motors". Italia, Julio de 1986.
- [8] INTEL. "80C196KC User's Guide". USA. Intel Corporation, 1990.
- [9] INTEL. "ASM-96". USA, Intel Corporation. 1991.
- [10] CREPAZ, S. "Macchine elettriche". Milán, CLUP Ed. Marzo de 1982.

[11] CHAPMAN, STEPHEN. "Máquinas eléctricas" México. Editorial McGrawHill. 1991

[12] FUJI. "Fuji hybrid IC driver for insulated gate bipolar transistor (IGBT)". Fuji Electric. 1991.

[13] POWEREX. "Insulated gate bipolar transistor IGBT modules". Francia. Powerex Europe. Mayo 1989.

[14] POWEREX. "Gate drive modules for Darlington, Mos and IGBT Modules". Francia. Powerex Europe. 1990.

[15] SLEMON. "Electrics machine". USA. John Wiley and sons, Inc. 1990.

[16] BOSE, B. "Vector control and Field Oriented", Pavia, setiembre de 1988.



Justo Oquellis Cabredo: Nació en Piura el 14 de Abril de 1962. Realizó estudios superiores en la Universidad de Piura (1979/1984). Siguió cursos de especialización en Accionamientos Eléctricos en la Universidad "La Sapienza" de Roma (1985/1986). Actualmente se desempeña como docente investigador de la Universidad de Piura en los cursos de Máquinas Eléctricas, Electrónica Aplicada, Control Industrial y Electrónica Fundamental.



Martín Palma Lama: Nació en Piura el 08 de Diciembre de 1964. Realizó estudios superiores en la Universidad de Piura (1984/1989). Siguió cursos de especialización en Accionamientos Eléctricos y Electrónica Industrial en la Universidad "La Sapienza" de Roma (1992). Actualmente se desempeña como docente investigador de la Facultad de Ingeniería de la Universidad de Piura.