

VEHÍCULO ELÉCTRICO CON CONTROL DIFUSO



RESUMEN

Este proyecto plantea el diseño y la implementación de un sistema de control electrónico para un vehículo eléctrico, específicamente lo referente a un inversor estático de bajo voltaje controlado mediante modulación por vector de espacio, para generar las señales de potencia requeridas por el motor; el sistema de control de la unidad basado en un algoritmo por lógica difusa y la visualización de las variables más importantes, para una futura aplicación en el transporte de personas discapacitadas, dándoles de esta manera la posibilidad de ser más independientes y de reintegrarse a la sociedad.

PALABRAS CLAVES

Inversor Trifásico, Modulación por Vector de Espacio, Control por Lógica Difusa.

Francisco José Garcés Uribe. Ing. Electrónico.
Universidad Pontificia Bolivariana. Colombia.

Darío Arturo Díez Ángel. Ing. Electrónico.
Universidad Pontificia Bolivariana. Colombia.

César Augusto Quintero Vallejo. Especialista en Automática. Profesor de la Universidad Pontificia Bolivariana. Colombia.

Grupo investigación Automática y Diseño A+D. Universidad Pontificia Bolivariana. Circular 1 # 70-01, Medellín Colombia.

ABSTRACT

This project consists of the design and implementation of an electronic control system for an electric vehicle, specifically what is related to a low voltage inverter with vector space control, to generate the required power signals for the motor, the control system for the device by means of a fuzzy control algorithm, and the visualization

of the most relevant variables, for a future application on the transportation of handicapped people giving them the opportunity to be more independent and restored to the society.

KEYWORDS:

Three-Phase Inverter, Space Vector Modulation, Fuzzy Control.

1. INTRODUCCIÓN

El objetivo de este proyecto es desarrollar un sistema de control óptimo para un motor trifásico de AC de bajo voltaje que permita incidir sobre la velocidad y el torque del mismo, dando así máxima autonomía a su fuente de poder.

Está dirigido a formar parte de un automóvil eléctrico para personas con discapacidades motrices, dándole a éstas mayor independencia y la posibilidad de realizar actividades útiles para la sociedad.

El desarrollo utiliza técnicas modernas de control como la lógica difusa y la modulación por vector de espacio, con el fin de obtener la mayor eficiencia posible en la utilización de los recursos energéticos. Es también un avance en la industria del automóvil eléctrico, que puede contribuir a disminuir los índices de contaminación en las ciudades causados por los gases tóxicos que resultan de los combustibles fósiles utilizados hasta el momento por la gran mayoría de los vehículos.

2. DISEÑO

2.1 Parámetros de Diseño: Uno de los elementos más importantes del sistema es el motor. Éste será el encargado de transmitir la potencia para lograr poner en movimiento el vehículo. La gran mayoría de los automóviles eléctricos en la actualidad cuentan con motores de corriente directa (D.C.), dada la facilidad de su manejo, sin embargo en este desarrollo se utiliza un motor de corriente alterna (A.C.), en lugar de un motor de corriente directa como elemento de transmisión de movimiento debido a las ventajas que presenta. Las más significativas son: ser más pequeño que su homólogo de corriente directa (D.C), permite el control tanto de velocidad como de torque, requiere menos mantenimiento y produce menos ruido eléctrico. Es necesario que sea un motor a bajo voltaje debido a que el peso es un factor importante a la hora de construir un automóvil, requiriendo menos baterías con una mejor relación peso-potencia. Por lo tanto para un motor de 48 voltios

AC y 1.5 H.P sólo se necesitan dos bloques, conectados en paralelo, de 4 baterías de 12 voltios, 7 AH conectadas en serie, lo que difiere en términos de peso a la cantidad de baterías que se necesitaría para un sistema de alto voltaje.

Para el control del inversor se implementó tecnología de Modulación por Vector de Espacio o *Space Vector Modulation (SVM)*, manejada por un algoritmo basado en lógica difusa. SVM es una de las últimas tecnologías en la fabricación de inversores estáticos ya que posee ventajas como la baja distorsión armónica y la posibilidad de generar voltajes mayores a la fuente de potencia del sistema mediante una técnica llamada sobremodulación.

El algoritmo de control difuso, encargado del manejo de la modulación permite una fácil y rápida edición del comportamiento del sistema y respuesta adecuada ante las características no lineales de la planta. Es también una técnica de control que toma cada vez más fuerza a nivel industrial en el área donde los métodos tradicionales de control no son suficientes. Se implementaron mecanismos de protección contra fallos de sobre-carga y sobre-corriente para evitar posibles daños en los componentes.

2.2 Inversor trifásico de potencia: Consta de tres pares de transistores de potencia de tipo MOSFET, cada par destinado al manejo de una de las fases del motor.

En la Figura 1 se muestra la conexión entre el inversor, la fuente de potencia y el motor trifásico. No se muestran las protecciones como fusibles y sensores de corriente. Al puente inversor llegan las señales de control provenientes del microcontrolador por medio de dispositivos de interfase ópticos y de voltajes que garantizan un aislamiento de seguridad entre los dispositivos de potencia y los de control.

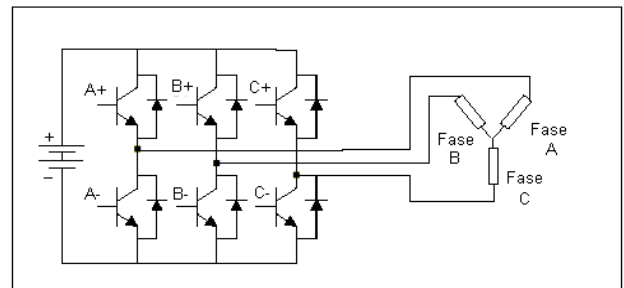


Figura 1. Inversor trifásico de voltaje con carga en estrella balanceada.

3. MODULACIÓN POR VECTOR DE ESPACIO

Un inversor es un dispositivo comúnmente empleado para variar la velocidad en motores de A.C. o para producir voltajes trifásicos a partir de una fuente de D.C. constante. Dado que una señal de A.C. está definida por dos parámetros, amplitud y frecuencia, es necesario desarrollar una estrategia que permita el control sobre estas dos cantidades.

En este proyecto se ha desarrollado el método de modulación por espacio vectorial, o *Space Vector Modulation* para el manejo de las señales de conmutación de los transistores del puente inversor por presentar ventajas significativas sobre los demás métodos y por ser la tecnología líder en el mercado de los variadores modernos.

Sin embargo, para lograr entender la modulación por espacio vectorial, es necesario conocer los métodos básicos para la generación de voltajes senoidales en inversores. A continuación se presenta una introducción a dos de estos métodos: la modulación PWM simple y la modulación Seis Pasos.

3.1 MODULACIÓN PWM SIMPLE

La modulación por ancho de pulso (PWM) controla el voltaje promedio de salida en un período lo suficientemente pequeño¹, llamado período de conmutación, mediante la producción de pulsos de ciclo de trabajo variable.

Una onda triangular de alta frecuencia, llamada portadora, es comparada con una señal senoidal que representa la salida deseada y denominada señal de referencia. En el momento en el que la portadora es menor que la referencia, un comparador produce una salida en alto que, si es llevada a una rama de transistores de un inversor, activa el transistor superior y desactiva el inferior por medio de una compuerta negadora. En el caso opuesto, cuando la portadora sea mayor que la referencia, la salida del comparador será una señal en bajo, desactivando el transistor superior y activando el inferior.

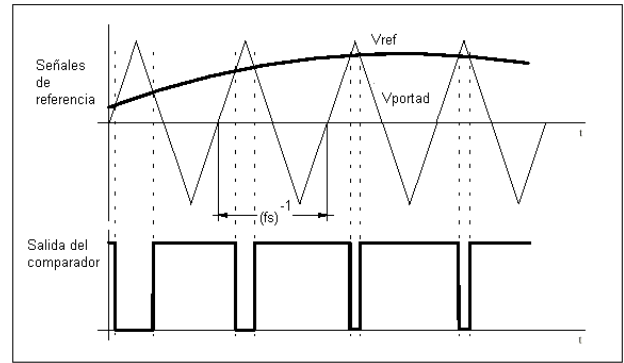


Figura 2. Generación de una señal PWM

De manera que la magnitud de la componente fundamental varía linealmente con la fracción:

$$m_{\text{triangular}} = \frac{\text{MAGNITUD}_{\text{referencia}}}{\text{MAGNITUD}_{\text{portadora}}}$$

Por lo tanto es posible producir un voltaje senoidal, cuya magnitud y frecuencia dependen de la variación de la magnitud y frecuencia de la señal de referencia respectivamente. Sin embargo el voltaje de fase² máximo posible alcanzado con este método es la mitad del voltaje de alimentación V_d del puente inversor dado que $m_{\text{triangular}}$ no puede ser superior a la unidad.

Para lograr el control de un motor trifásico se necesitarían tres dispositivos que generasen tres señales PWM desfasadas 120 grados para formar cada una de las fases. El método de PWM puede resultar ventajoso desde el punto de vista operacional, ya que es fácil de construir y requiere poca capacidad de cálculo si se ha de implementar con un sistema microcontrolado, pero tiene desventajas como la elevada distorsión armónica y el hecho de que no es posible utilizar completamente la capacidad de la fuente del inversor, produciendo voltajes de Línea-Línea³ de aproximadamente el 86% del voltaje de D.C.

3.2 MODULACIÓN “SEIS PASOS”

Para comprender la metodología de la modulación seis pasos, considérese el inversor trifásico mostrado en la Figura 1. Nótese que mientras el transistor A+ está encendido, el transistor A- está apagado y viceversa. De esta manera se puede

¹ “suficientemente pequeño” indica que el período de conmutación es muy pequeño comparado con el período de la señal de salida de manera que el voltaje de salida puede ser considerado igual al deseado.

² Voltaje de fase se refiere al voltaje medido entre una de las terminales del motor y el polo negativo de la fuente de alimentación del inversor.

³ Voltaje Línea- Línea se refiere al voltaje medido entre dos de las terminales del motor

adoptar una notación para describir el comportamiento del sistema. Por ejemplo, el estado cuando los transistores A+, B- y C- están encendidos (y por supuesto A-, B+ y C+ apagados) se puede representar por la notación (+, -, -). El estado cuando los transistores A-, B+, C- están encendidos es por lo tanto (-, +, -).

Usando esta notación considérese la siguiente secuencia de estados:

(+, -, -), (+, +, -), (-, +, -), (-, +, +), (-, -, +), (+, -, +)

Si el inversor opera con tal secuencia se producen los voltajes línea-neutro mostrados en la Figura 3, aprovechando completamente las capacidades del inversor. La amplitud de la señal fundamental en este tipo de modulación es en realidad mayor que la fuente de voltaje que alimenta al inversor. Desgraciadamente crea mayor cantidad de armónicos de bajo orden que no pueden ser filtrados por la inductancia del motor.

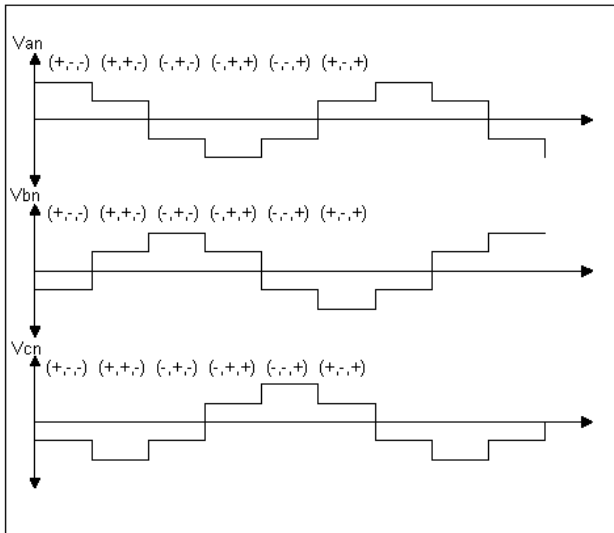


Figura 3. Voltajes Línea-Neutro en "modulación de seis pasos".

3.3 MODULACIÓN POR ESPACIO VECTORIAL (SVM)

La modulación por espacio vectorial se basa en la representación del voltaje, en vector de espacio, en un marco de referencia estacionario.

Dados los voltajes (V_{a0} , V_{b0} , V_{c0}), las componentes del vector (V_{α} , V_{β}) se pueden obtener de la transformación:

$$\vec{V} = V_{\alpha} + jV_{\beta} = \frac{2}{3}(V_{A0}\bar{a}^0 + V_{B0}\bar{a}^1 + V_{C0}\bar{a}^2) \quad (1)$$

Donde $\bar{a} = e^{j\frac{2\pi}{3}}$

Los voltajes de un sistema trifásico balanceado se representan en el marco de referencia mediante un vector de espacio de magnitud constante, igual a la amplitud de los voltajes, que rota con una velocidad angular:

$$\omega = 2\pi * f_{Ref}$$

Como se vio en la modulación seis pasos un puente inversor trifásico como el mostrado en la Figura 1 puede tener 8 estados. Estos estados constan de dos vectores nulos y seis vectores activos, por lo tanto SVM busca aproximar el vector rotatorio de referencia en cada ciclo mediante la conmutación entre los dos estados activos más cercanos a éste y los estados nulos.

Por medio de este método es posible incrementar la magnitud del voltaje máximo entregado a la carga aprovechando hasta un 90% de la capacidad del inversor.

3.3.1 GENERACIÓN DE LAS SEÑALES DE CONMUTACIÓN EN PWM

Si se considera la misma notación para los estados del inversor vista en la modulación seis pasos y se asume que el inversor trifásico se encuentra en el estado (+, -, -), entonces los voltajes de fase para las fases A, B y C respectivamente serán ($\frac{1}{2}V_d$, $-\frac{1}{2}V_d$, $-\frac{1}{2}V_d$), siendo V_d el voltaje de la fuente de directa. De acuerdo con la definición de (1), éste puede ser representado como el vector espacial :

$$\vec{V}_1 = \frac{2}{3}V_d e^{j0}$$

Repitiendo estas consideraciones es posible demostrar la existencia de dos vectores nulos para los estados (+, +, +) y (-, -, -), y seis vectores no nulos para los demás estados. Luego, es fácil notar que los seis vectores no nulos, llamados activos, pueden ser representados por vectores espaciales de la siguiente forma:

$$\vec{V}_k = \frac{2}{3} V_d e^{j(k+1)\frac{\pi}{3}} \quad (2)$$

Donde k es un entero en 1 y 6

y que forman un hexágono regular dividido en sectores.

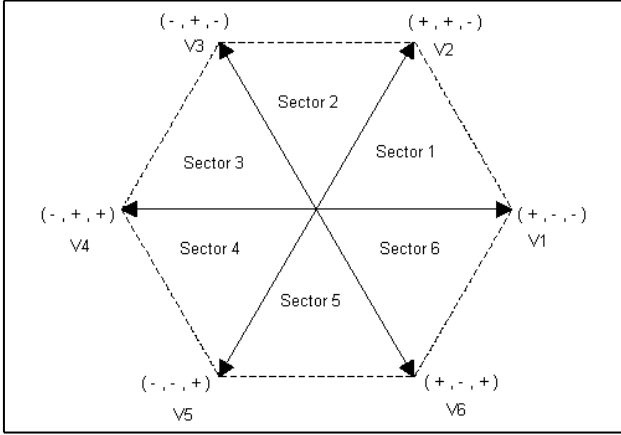


Figura 4. Valores asumidos por la modulación de seis pasos en SVM.

Definiendo un vector espacial promedio \vec{V} en un período de conmutación T_s y asumiendo que T_s es lo suficientemente pequeño, el vector promedio puede ser considerado aproximadamente constante durante este intervalo, generando así el comportamiento fundamental de la máquina.

La técnica de SVM continua se basa en el hecho de que cada vector \vec{V}_{Ref} dentro del hexágono, puede ser representado como una combinación de los dos vectores espaciales activos adyacentes y los vectores espaciales nulos 0 y 7. De la Figura 4 se obtiene que, asumiendo \vec{V}_{Ref} dentro del sector k ,

los vectores adyacentes activos son \vec{V}_k y \vec{V}_{k+1} en donde $k+1$ asume el valor de 1 para $k=6$. Con el fin de obtener mejor desempeño armónico y menor frecuencia de conmutación para los componentes de potencia, la secuencia es programada de manera que la transición de un sector al siguiente se da mediante la conmutación de sólo una de las ramas del inversor. Tal condición se da si la secuencia comienza con uno de los estados nulos y los polos del inversor son conmutados hasta que el siguiente estado nulo se alcance. Para completar el ciclo, la secuencia es reversada, terminando con

la primera condición nula. Por ejemplo, si en un momento determinado, el vector de referencia se localiza en el sector 1, la secuencia de estados debe ser ...0127210..., mientras que para el sector 4 sería ...0547450....

La columna vertebral de SVM es la combinación adecuada de los estados activos y nulos para cada ciclo de modulación.

Si se asume que T_k denota la mitad del tiempo activo del vector \vec{V}_k y que T_0 es la mitad del tiempo del estado nulo, los tiempos activos pueden ser evaluados mediante las siguientes ecuaciones:

$$\int_0^{\frac{T_s}{2}} \vec{V}_{Ref} dt = \int_0^{\frac{T_0}{2}} \vec{V}_0 dt + \int_{\frac{T_0}{2}}^{\frac{T_0}{2}+T_k} \vec{V}_k dt + \int_{\frac{T_0}{2}+T_k}^{\frac{T_0}{2}+T_k+T_{k+1}} \vec{V}_{k+1} dt + \int_{\frac{T_0}{2}+T_k+T_{k+1}}^{\frac{T_s}{2}} \vec{V}_7 dt \quad (3)$$

$$T_0 + T_k + T_{k+1} = \frac{T_s}{2} \quad (4)$$

Teniendo en cuenta que $\vec{V}_0 = \vec{V}_7 \equiv \vec{0}$, que \vec{V}_{Ref} se asume constante y que \vec{V}_k, \vec{V}_{k+1} son vectores constantes, la ecuación (3) se reduce a:

$$\vec{V}_{Ref} \cdot \frac{T_s}{2} = \vec{V}_k \cdot T_k + \vec{V}_{k+1} \cdot T_{k+1} \quad (5)$$

Separando esta ecuación vectorial en sus componentes reales e imaginarios, de (2) se obtiene:

$$\begin{pmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{pmatrix} \frac{T_s}{2} = \frac{2}{3} V_d \left(T_k \begin{pmatrix} \cos \frac{(k-1)\pi}{3} \\ \sin \frac{(k-1)\pi}{3} \end{pmatrix} + T_{k+1} \begin{pmatrix} \cos \frac{k\pi}{3} \\ \sin \frac{k\pi}{3} \end{pmatrix} \right)$$

$$= \frac{2}{3} V_d \begin{bmatrix} \cos \frac{(k-1)\pi}{3} & \cos \frac{k\pi}{3} \\ \sin \frac{(k-1)\pi}{3} & \sin \frac{k\pi}{3} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} T_k \\ T_{k+1} \end{pmatrix} \quad (6)$$

Donde k se determina a partir del argumento del vector de referencia tal que:

$$\frac{(k+1)\pi}{3} \leq \arg \begin{pmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{pmatrix} \leq \frac{k\pi}{3} \quad (7)$$

El requisito de mínimas conmutaciones por ciclo es alcanzado si en cada sector impar la secuencia de vectores aplicados es:

$$\vec{V}_0 \quad \vec{V}_k \quad \vec{V}_{k+1} \quad \vec{V}_7 \quad \vec{V}_{k+1} \quad \vec{V}_k \quad \vec{V}_0$$

mientras que en sectores pares, los vectores son aplicados en orden inverso, o sea:

$$\vec{V}_0 \quad \vec{V}_{k+1} \quad \vec{V}_k \quad \vec{V}_7 \quad \vec{V}_k \quad \vec{V}_{k+1} \quad \vec{V}_0$$

Resolviendo el sistema planteado en (6) se obtiene:

$$\begin{pmatrix} T_k \\ T_{k+1} \end{pmatrix} = \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{T_s}{V_d} \begin{bmatrix} \sin \frac{k\pi}{3} & -\cos \frac{k\pi}{3} \\ -\sin \frac{(k-1)\pi}{3} & \cos \frac{(k-1)\pi}{3} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{pmatrix} \quad (8)$$

El tiempo total de estado nulo T_0 puede dividirse arbitrariamente entre los dos estados nulos, sin embargo resulta más sencillo dividirlo en partes iguales para ambos vectores \vec{V}_0 y \vec{V}_7 . De (4), T_0 resulta:

$$T_0 = \frac{T_s}{2} - (T_k + T_{k+1}) \quad (9)$$

A manera de ejemplo se muestra el siguiente esquema para la conmutación en el sector 1.

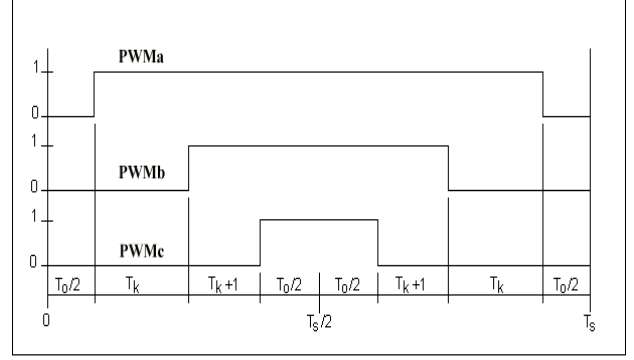


Figura 5. Señales PWM para vector de referencia en sector 1

Asumiendo que se desea producir un sistema de voltajes de fase balanceados, se es necesario que la trayectoria del vector espacial correspondiente sea circular.

Haciendo que:

$$\begin{aligned} \vec{V}_{Ref} &= |\vec{V}_{Ref}| e^{j\omega \cdot t} \\ &= |\vec{V}_{Ref}| \cdot (\cos(\omega \cdot t) + j \sin(\omega \cdot t)) \end{aligned}$$

donde $|\vec{V}_{Ref}|$ es la magnitud y ω es la frecuencia angular de los voltajes de fase deseados, se tiene de (8) que:

$$\begin{pmatrix} T_k \\ T_{k+1} \end{pmatrix} = \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{|\vec{V}_{ref}|}{V_d} \cdot T_s \begin{bmatrix} \sin \frac{k\pi}{3} & -\cos \frac{k\pi}{3} \\ -\sin \frac{(k-1)\pi}{3} & \cos \frac{(k-1)\pi}{3} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} \cos(\omega \cdot t) \\ \sin(\omega \cdot t) \end{pmatrix} \quad (10)$$

y dado que cuando $0 \leq \omega \cdot t \leq \pi/3$, el vector de referencia cae en el sector 1, por lo que la ecuación (10) se reduce a:

$$\begin{pmatrix} T_1 \\ T_2 \end{pmatrix} = \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{|\vec{V}_{Ref}|}{V_d} T_s \begin{pmatrix} \sin\left(\frac{\pi}{3}\right) - \omega \cdot t \\ \sin(\omega \cdot t) \end{pmatrix} \quad (11)$$

Los valores promedio de los voltajes de fase del inversor son los siguientes:

$$\begin{aligned} V_{A0}(\omega \cdot t) &= \frac{V_d}{2T_s} \left(-\frac{T_0}{2} + T_1 + T_2 + T_0 + T_2 + T_1 - \frac{T_0}{2} \right) \\ &= \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{|\vec{V}_{Ref}|}{V_d} V_d \cdot \cos\left(\omega \cdot t - \frac{\pi}{6}\right) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} V_{B0}(\omega \cdot t) &= \frac{V_d}{2T_s} \left(-\frac{T_0}{2} - T_1 + T_2 + T_0 + T_2 - T_1 - \frac{T_0}{2} \right) \\ &= \frac{3}{2} \frac{|\vec{V}_{Ref}|}{V_d} V_d \cdot \sin\left(\omega \cdot t - \frac{\pi}{6}\right) \end{aligned}$$

$$V_{C0}(\omega \cdot t) = -V_{A0}(\omega \cdot t) \quad (12)$$

Resolviendo análogamente la ecuación (10) para los demás sectores se obtiene:

$$\begin{aligned} V_{A0}(\omega \cdot t) &= \frac{\sqrt{3}}{2} |\vec{V}_{Ref}| \cos\left(\omega \cdot t - \frac{\pi}{6}\right) \\ &0 \leq \omega \cdot t \leq \frac{\pi}{3} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} &= \frac{3}{2} |V_{Ref}| \cos(\omega \cdot t) \\ &\frac{\pi}{3} \leq \omega \cdot t \leq \frac{2\pi}{3} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} &= \frac{\sqrt{3}}{2} |V_{Ref}| \cos\left(\omega \cdot t + \frac{\pi}{6}\right) \\ &\frac{2\pi}{3} \leq \omega \cdot t \leq \pi \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} &= \frac{\sqrt{3}}{2} |V_{Ref}| \cos\left(\omega \cdot t - \frac{\pi}{6}\right) \\ &\pi \leq \omega \cdot t \leq \frac{4\pi}{3} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} &= \frac{3}{2} |V_{Ref}| \cos(\omega \cdot t) \\ &\frac{4\pi}{3} \leq \omega \cdot t \leq \frac{5\pi}{3} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} &= \frac{\sqrt{3}}{2} |V_{Ref}| \cos\left(\omega \cdot t + \frac{\pi}{6}\right) \\ &\frac{5\pi}{3} \leq \omega \cdot t \leq 2\pi \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} V_{B0}(\omega \cdot t) &= V_{A0}\left(\omega \cdot t - \frac{2\pi}{3}\right) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} V_{C0}(\omega \cdot t) &= V_{A0}\left(\omega \cdot t - \frac{4\pi}{3}\right) \end{aligned} \quad (13)$$

$V_{A0}(\omega \cdot t)$ es mostrado en la Figura 6.

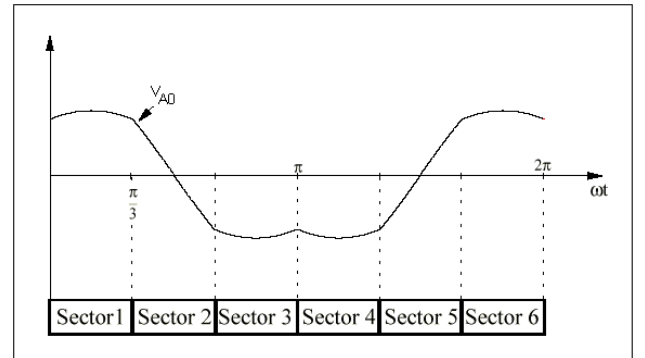


Figura 6. Voltaje de fase para SVM ideal

Evaluando los voltajes de línea se tiene:

$$\begin{aligned} V_{AB}(\omega \cdot t) &= V_{A0}(\omega \cdot t) - V_{B0}(\omega \cdot t) \\ &= \sqrt{3} |\vec{V}_{Ref}| \sin\left(\omega \cdot t + \frac{\pi}{3}\right) \end{aligned}$$

$$V_{BC}(\omega \cdot t) = V_{AB}\left(\omega \cdot t - \frac{2\pi}{3}\right)$$

$$V_{CA}(\omega \cdot t) = V_{AB}\left(\omega \cdot t - \frac{4\pi}{3}\right)$$

$$\text{para } 0 \leq \omega \cdot t \leq 2\pi \quad (14)$$

Resultando ser voltajes senoidales como era de esperarse.

3.3.2 CAPACIDAD DEL INVERSOR Y VECTOR DE REFERENCIA

El hexágono de la Figura 4 representa el rango de voltajes que se pueden obtener por medio de un vector espacial. Mediante el proceso de SVM es posible lograr cualquier voltaje confinado dentro del hexágono. El máximo voltaje de fase que puede ser producido por el inversor ocurre durante la ya mencionada modulación seis pasos.

Por medio del análisis de Fourier la magnitud del voltaje fundamental está dada por:

$$V_{\max(\text{seis.pasos})} = \frac{4}{\pi} \cdot \frac{V_d}{2} \quad (15)$$

Siendo V_d el voltaje del bus de D.C. Alcanzar tal voltaje requiere un aumento en la distorsión armónica total. Ya se había mencionado que, para una modulación PWM convencional, el voltaje máximo posible está dado por:

$$V_{\max(\text{pwm})} = \frac{V_d}{2} \quad (16)$$

Es útil definir el índice de modulación como la relación entre el pico de la fundamental deseada y la fundamental máxima de salida en modulación seis pasos, o sea:

$$m = \frac{|\vec{V}_{Ref}|}{V_{\max(\text{seis.pasos})}} \quad (17)$$

Por lo tanto para una modulación PWM convencional el índice de modulación viene dado por:

$$m = \frac{V_d/2}{2V_d/\pi} = 0.785 \quad (18)$$

Resultando que sólo el 78.5% de la capacidad del inversor es aprovechada.

Si SVM ha de producir un sistema trifásico balanceado de voltajes senoidales de magnitud V_{ref} y velocidad angular ω dados por:

$$V_{AN} = V_{Ref} \cos(\omega \cdot t) \quad (19)$$

el vector de espacio de referencia viene dado por:

$$\begin{aligned} \vec{V}_{Ref} &= \vec{V}_{Ref} [\cos(\omega \cdot t) + j \sin(\omega \cdot t)] \\ &= V_{Ref} e^{j\omega t} \end{aligned} \quad (20)$$

Por lo tanto el vector espacial de referencia describe una trayectoria circular de radio V_{Ref} a una velocidad angular ω en el plano complejo. Claramente el máximo voltaje alcanzado utilizando la técnica de SVM corresponde al radio del máximo círculo que puede ser inscrito en el hexágono. Tal círculo es tangencial a los puntos medios de las líneas que conectan los fines de los vectores correspondientes a los estados activos. Así, el voltaje máximo de fase viene dado por:

$$|\vec{V}_{Ref}|_{\max} = \frac{2}{3} V_d \frac{\sqrt{3}}{2} = \frac{\sqrt{3}}{3} V_d \quad (21)$$

De acuerdo con la definición de índice de modulación introducida anteriormente, el máximo índice de modulación correspondiente es:

$$m_{\max(\text{cont})} = \frac{|\vec{V}_{\text{Ref}}|_{\max}}{V_{\max(\text{seis-pasos})}} = \frac{\frac{\sqrt{3}}{3}V_d}{\frac{2}{\pi}V_d} = \frac{\pi}{2\sqrt{3}} = 0.906 \quad (22)$$

Como se puede apreciar, el máximo valor de la fundamental que puede ser obtenido con SVM es de cerca del 90.6% de la capacidad del inversor, lo que representa un incremento del 15% en comparación con la modulación PWM convencional. Por otra parte, de la ecuación 15, el voltaje de línea máximo es:

$$\hat{V}_{AB\max} = \sqrt{3} |\vec{V}_{\text{Ref}}|_{\max} = V_d \quad (23)$$

Es posible incrementar el índice de modulación hasta operación en seis pasos ($m=1$) operando en SVM discontinuo pero introduciendo mayor distorsión en las corrientes de línea. Esta técnica se denomina *sobremodulación* y consiste en modificar la magnitud y/o el ángulo del vector de referencia.

3.3.3 DETERMINACIÓN DEL SECTOR

Dado un vector de referencia arbitrario $V_\alpha + jV_\beta$ el ángulo de fase puede evaluarse mediante:

$$\Theta = \arctan\left(\frac{V_\beta}{V_\alpha}\right) \quad \Theta \in [0, 2\pi] \quad (24)$$

Sin embargo, esta aproximación involucra las operaciones $\arctan(x)$, la división y adicionalmente impone la condición de que V_α sea diferente de cero. Tales dificultades pueden ser superadas teniendo en cuenta que cada cuadrante es compartido por dos sectores. El cuadrante en el que el vector de referencia se encuentra se puede hallar mediante el signo de las componentes real e imaginara. Una vez determinado el cuadrante, por ejemplo el 1, el vector se encuentra en el sector 1 si:

$$\arctan\left(\frac{V_\beta}{V_\alpha}\right) \leq \frac{\pi}{3} \quad (25)$$

así:

$$V_\beta \leq V_\alpha \tan\left(\frac{\pi}{3}\right) = \sqrt{3}V_\alpha \quad (26)$$

de otra forma el vector se encuentra en el sector 2. En nuestro caso esta condición se reduce a $\sin(\omega \cdot t) \leq \sqrt{3} \cdot \cos(\omega \cdot t)$, necesitándose sólo una multiplicación y unas cuantas comparaciones.

De forma análoga, para el cuadrante 2 (con $V_\alpha < 0, V_\beta > 0$) se tiene el sector 3 si:

$$\arctan\left(\frac{V_\beta}{-V_\alpha}\right) \leq \frac{\pi}{3} \quad (27)$$

ó

$$V_\beta \leq \sqrt{3} \cdot (-V_\alpha) \quad (28)$$

o sector 2 de no cumplirse la condición anterior.

3.4 SOBREMÓDULACION

La Figura 7 es una representación gráfica del problema. En ella se muestra el sector uno del hexágono de la Figura 4. La sobremodulación es necesaria cuando el índice de modulación (la longitud del vector espacial) causa que la cabeza del vector se localice por fuera del hexágono.

.En la Figura 7, el tiempo nulo, T_0 , sólo será negativo si $\alpha_1 < \alpha < \alpha_2$. Un simple método de sobremodulación es basado en el ángulo α del vector \vec{V}_{Ref} como se muestra en la Tabla 6.

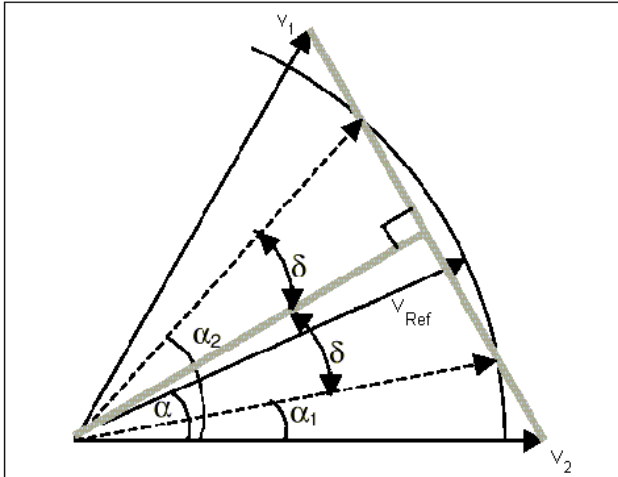


Figura 7. Descripción gráfica de un índice de modulación > 0.866

Ángulo de V_{Ref} (α)	Ángulo
$\alpha_1 < \alpha < \alpha_2$	α
$\alpha < \alpha_1 < \pi/6$	α_1
$\pi/6 < \alpha < \alpha_2$	α_2

Tabla 6. Ángulos de sobremodulación

Cuando α es menor que α_1 SVM puede desempeñarse normalmente utilizando $|\vec{V}_{Ref}|$ y α ya que la cabeza del vector $|\vec{V}_{Ref}|$ se encuentra dentro del hexágono y por lo tanto T_0 será mayor a cero. Cuando α está entre α_1 y $\pi/6$, T_0 sería menor a cero. Para evitar esto SVM se llevará a cabo utilizando α_1 y $|\vec{V}_{Ref}|$. Esto dará origen a un T_0 igual a cero. Cuando α está entre $\pi/6$ y α_2 , de nuevo T_0 será menor a cero. Para evitar esto, SVM se llevará a cabo utilizando α_2 y $|\vec{V}_{Ref}|$. Una vez α sea mayor que α_2 , SVM puede continuar normalmente.

Este método obviamente no produce voltajes línea-línea y línea-neutro tan "limpios" como en la SVM normal, pero permite índices de modulación por encima de 0.866 y provee al motor de un mayor voltaje. Por supuesto la distorsión armónica total se incrementa.

Cuando el índice de modulación es igual a uno (1), la sobremodulación produce señales equivalentes a la "modulación de seis pasos". En ésta, la magnitud de la frecuencia fundamental es

aproximadamente 112% de la fuente de alimentación del inversor.

Los valores de α_1 y α_2 se pueden determinar examinando la Figura 7.

$$\alpha_1 = \pi/6 - \delta$$

$$\alpha_2 = \pi/6 + \delta$$

donde:

$$\delta = \arccos(1/2(3^{1/2}) / |\vec{V}_{Ref}|)$$

4. SISTEMA DE CONTROL POR LÓGICA DIFUSA

La herramienta de control utilizada hace parte de las técnicas de control moderno y se basa en la lógica difusa para determinar la salida hacia la planta. El control difuso ha sido de gran aceptación en el medio ya que puede servir tanto en sistemas lineales como en sistemas no lineales para plantas difíciles de modelar o que presenten alinealidades. El control implementado consta de dos entradas: el error y la derivada del error, de una salida que determina el incremento o decremento en la amplitud de la señal senoidal aplicada al motor, e internamente está constituido por una matriz de 121 reglas que se activan de acuerdo a las condiciones de las entradas.

El error en el instante t_0 es el resultado de la diferencia que existe entre la referencia dada por el usuario por medio del mando de velocidad y la velocidad que presenta el vehículo en ese instante, por lo tanto:

$$Error_{t_0} = Velocidad\ de\ Referencia_{t_0} - Velocidad\ Real_{t_0}$$

La derivada del error en el instante t_0 es el resultado de la diferencia existente entre el error actual ($Error_{t_0}$) y el error anterior ($Error_{t-1}$). O sea que:

$$dError_{t_0} = Error_{t_0} - Error_{t-1}$$

La función del control difuso es regular la magnitud del índice de modulación U_s del vector de espacio de referencia en la técnica SVM, de forma que sea el mínimo posible para entregar el torque necesario con el fin de mantener la velocidad de consigna. En otras palabras, mantener la amplitud de la señal de potencia entregada al motor tan baja como se permita para economizar energía, pero manteniendo la velocidad del motor que dicte la referencia.

En la Tabla 2 se muestra la cuantificación de los niveles de certeza para las entradas y la salida del controlador difuso. En la figuras 10 y 11 se puede

apreciar la distribución de las funciones de membresía para las entradas y las funciones de membresía para la variable de salida respectivamente, presentando ésta última una distribución no uniforme con el fin de mejorar la resolución de la salida en sectores cercanos al punto de equilibrio.

Certeza	Equivalente numérico
Altamente positiva	5
Muy positiva	4
Bastante positiva	3
Medio positiva	2
Poco positiva	1
Cero	0
Poco negativa	-1
Medio negativa	-2
Bastante negativa	-3
Muy negativa	-4
Altamente negativa	-5

Tabla 2. Cuantificación de los niveles de certeza de las entradas y salida del control difuso.

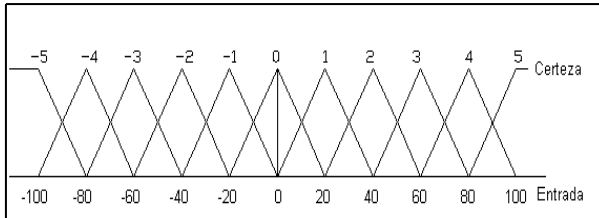


Figura 10. Distribución de las funciones de membresía para el error y para la derivada del error.

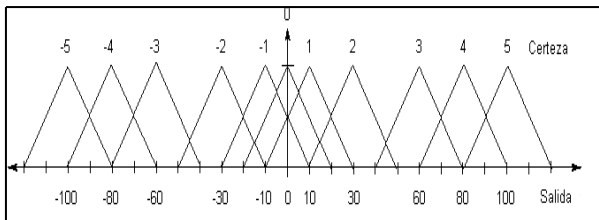


Figura 11. Distribución de las funciones de membresía para la salida del controlador.

Mediante la matriz de reglas se determina el comportamiento del controlador. Esta puede ser graficada con respecto a las entradas del sistema conformando la superficie de control.

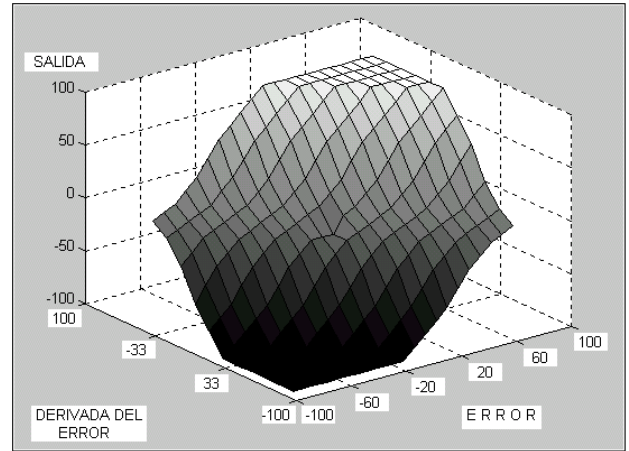


Figura 12. Superficie de control del sistema

La implementación de un control inteligente capaz de optimizar el consumo de energía de las baterías debe reflejarse en un aumento de la autonomía del sistema. Con el fin de cuantificar la mejora en el rendimiento se realizó una prueba para encontrar la relación entre la autonomía de las baterías sin el control difuso implementado y la autonomía de las mismas con el control actuando sobre la amplitud de la señal de salida.

Con las baterías cargadas al máximo se fijó una consigna de velocidad y con el control en lazo abierto se puso en marcha el motor sin carga apreciable. Como parámetro para la medición de la autonomía se eligió el tiempo que tomaba el sistema en disminuir a un 60 por ciento la velocidad del motor respecto a la velocidad inicial de consigna.

Las condiciones y resultados para la prueba con el control en lazo abierto (máxima amplitud de la señal de salida) fueron:

Voltaje inicial de las baterías: 51.3V.

Velocidad de consigna: 1700 R.P.M.

Velocidad final: 1020 R.P.M. aprox.

Tiempo T_A de duración de la prueba: 5.4 horas.

Voltaje final de las baterías: 44.6 V.

Por otro lado, las condiciones y resultados para la prueba con el control en lazo cerrado (amplitud optimizada por medio del control) fueron:

Voltaje inicial de las baterías: 51.1V.

Velocidad de consigna: 1700 R.P.M.

Velocidad final: 1020 R.P.M. aprox.

Tiempo T_B de duración de la prueba: 7.0 horas.

Voltaje final de las baterías: 43.8 V.

Los resultados anteriores permiten hallar una relación entre el tiempo que demora el sistema en disminuir su velocidad de consigna a un 60 por ciento, antes y después de implementar el control inteligente. Tal relación se expresa como:

$$M = \frac{T_B}{T_A} = \frac{7.0hrs.}{5.4hrs.} = 1.2968$$

De lo anterior se puede concluir que la implementación del control difuso aumentó en un 29.68% la autonomía del sistema.

5. SISTEMA MICROCONTROLADO Y HARDWARE

El comportamiento del sistema esta gobernado por la unidad microcontrolada que cuenta con dos procesadores de 8 bits de la familia HC08 de Motorola. Uno de ellos se encarga exclusivamente de la visualización de las variables más relevantes, como la frecuencia de referencia, la frecuencia de realimentación y el porcentaje de amplitud de voltaje entregado al motor, y de la comunicación hacia un PC, mediante una interfase RS-232, en caso de ser deseada. El otro procesador se encarga del control general del sistema: la generación de las señales que van a activar el puente inversor adecuadamente, el control de la amplitud de la señal de salida que regula el torque del motor, el control de la frecuencia de la senoidal de salida que determina la velocidad del motor, las señales de protección y demás funciones del sistema.

Los pulsos lógicos que van desde el microcontrolador hacia el puente inversor deben pasar por una circuitería intermedia que permita el aislamiento de los dos sistemas. Es así como éstos pasan primero por circuitos tipo *buffer* que refuerzan las señales antes de ingresar a módulos opto-acopladores de alta velocidad para dar aislamiento y evitar que ruido eléctrico o corrientes inversas ingresen al sistema de control provocando daños en los puertos digitales. Luego del aislamiento óptico se refuerzan de nuevo las señales con circuitos *buffer* y se llevan a un circuito que va a general pulsos de alta energía para el disparo de los MOSFET y que a su vez crean una tierra virtual para permitir el disparo de éstos con una sola fuente de poder. La figura 13 muestra el diagrama en bloques del sistema desarrollado.

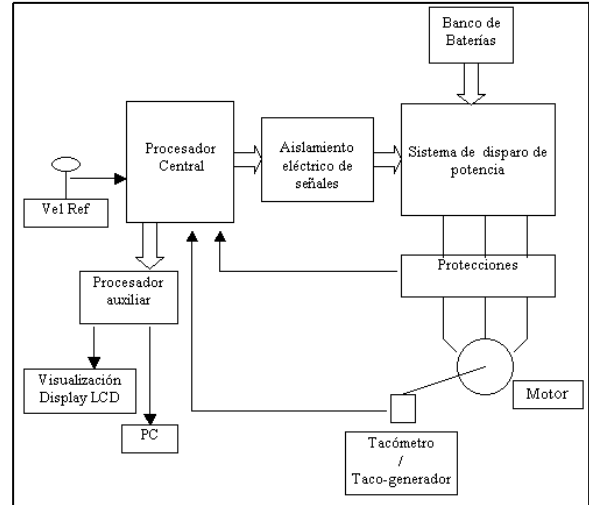


Figura 13. Diagrama general en bloques del sistema

Adicionalmente se cuenta con protecciones para evitar daños en los componentes tales como fusibles de respuesta rápida en cada una de las ramas del inversor trifásico, fusibles en cada una de las fases del motor y un fusible en cada uno de los terminales que van conectados a las baterías. Adicionalmente se cuenta con un dispositivo *shunt* colocado en el bus de D.C., que sensa permanentemente la corriente que circula por el sistema y que deshabilita, por medio de una señal, las conmutaciones de todos los MOSFET en caso de presentarse un corto circuito entre los buses positivo y negativo de la fuente o un exceso de corriente drenada por parte del motor.

La señal inhibidora de pulsos es el resultado de la comparación de la corriente medida, traducida en voltaje por medio del dispositivo *shunt*, con un voltaje límite. Cualquier medición por encima del voltaje límite se traducirá en una señal que es recibida por el microcontrolador y por los circuitos integrados encargados de disparar los MOSFET dando como resultado la suspensión total de la secuencia de conmutación.

6. DESEMPEÑO DEL SISTEMA

Las siguientes gráficas muestran el comportamiento del sistema ante funciones escalón a la entrada.

Condiciones de prueba:
 Voltaje del Bus DC: 48.1 V
 Motor en vacío

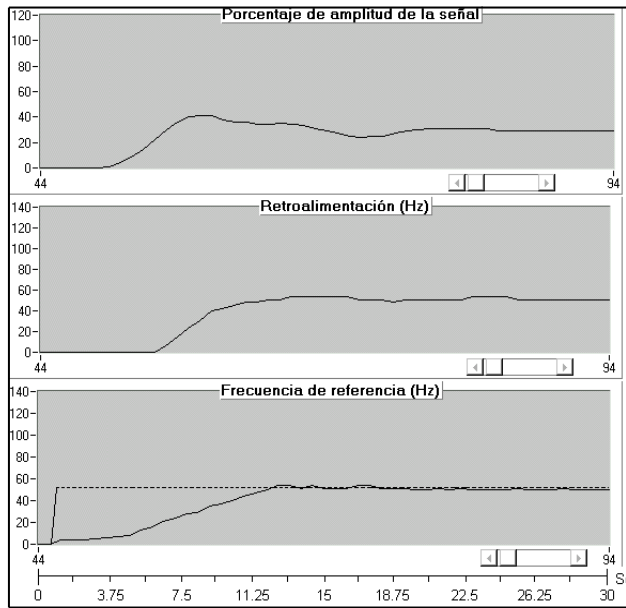


Figura 14. Respuesta ante escalón desde el reposo

Voltaje del Bus DC: 48.1 V
 Aumento súbito de carga con referencia constante

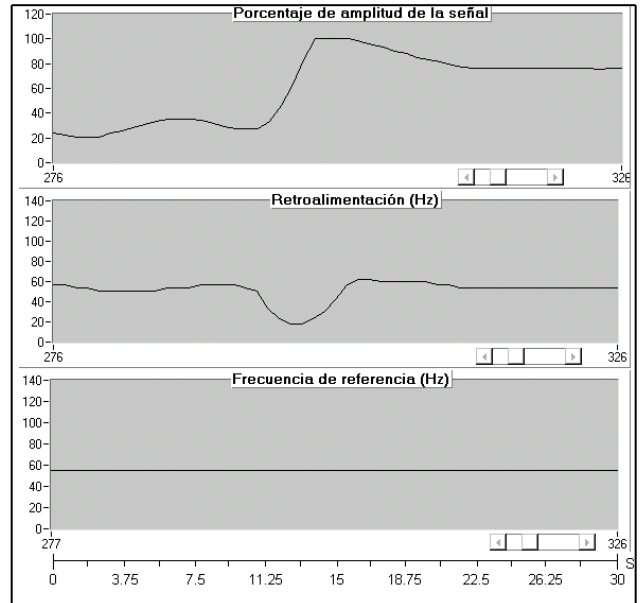


Figura 16. Respuesta del sistema ante aumento súbito de carga con referencia constante.

Condiciones de prueba:
 Voltaje del Bus DC: 48.1 V
 Motor bajo carga constante

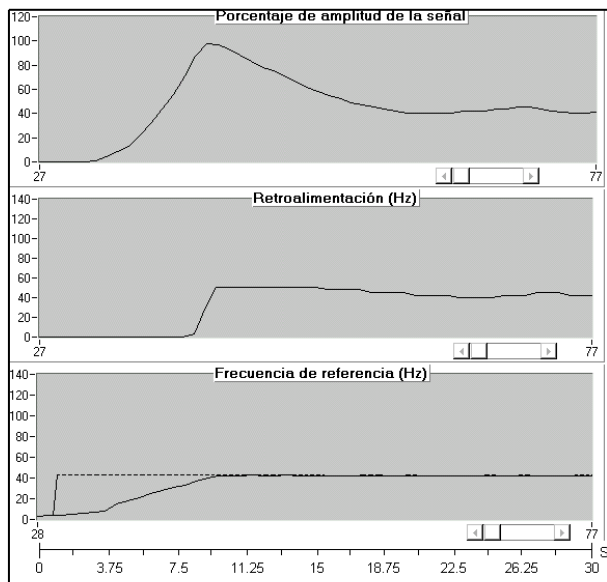


Figura 15. Respuesta ante escalón positivo desde el reposo con carga

Condiciones de prueba:

Condiciones de prueba:
 Voltaje del Bus DC: 48.1 V
 Disminución súbita de carga

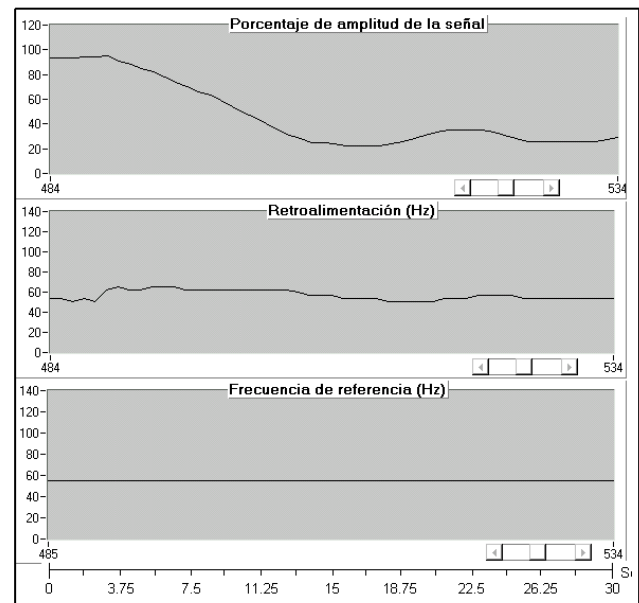


Figura 17. Respuesta del sistema ante una disminución súbita de la carga con referencia constante

7. APLICACIONES

Además de la aplicación ya mencionada, es también posible valerse de este sistema en otras áreas tales como:

- Automóviles de carga en plantas industriales en donde se requiera baja contaminación, centros comerciales o almacenes.
- Sistemas AVG (*Autonomous Guide Vehicle*)
- Sistemas de vigilancia remota.
- Sistemas de transporte masivo.
- Variadores de velocidad para bandas o cintas transportadoras.

8. CONCLUSIONES

Por medio del desarrollo de este trabajo se ha logrado un sistema inversor trifásico basado en la técnica de modulación vectorial y controlado mediante un control difuso implementado con un microcontrolador para el control de un motor de inducción trifásico, con las siguientes características

- Motor a 48 voltios AC y 1.0 caballos de fuerza.
- Rango de frecuencia entre 0 y 130 Hz.
- Velocidad máxima del motor 3850 RPM.
- Relación no lineal de la característica voltaje-frecuencia.
- Incremento de hasta un 30% en la autonomía de las baterías con respecto a un sistema similar sin control de optimización.
- Control de sobrecarga.
- Regulación de torque y velocidad.
- Indicación visual permanente de parámetros del sistema como son velocidad de referencia, velocidad del motor, frecuencia y amplitud del voltaje.
- Indicación visual titilante y en *display* de avisos de alarma.

- Control de aceleración y desaceleración gradual.
- Inversión de marcha.
- Autonomía promedio de 2 horas medida con base en una pérdida del 10% de la velocidad de consigna, utilizando un juego de 4 baterías en serie de 12 voltios y 7.2 Ah cada una.

La utilización de la técnica de Modulación por Vector de Espacio o *Space Vector Modulation (SVM)* para inversores trifásicos, es una herramienta que permite maximizar las capacidades de la fuente del inversor, permitiendo magnitudes de voltaje superiores a las alcanzadas mediante modulaciones tradicionales y disminuyendo la distorsión armónica de la señal producida. Es por esto que SVM es en la actualidad el tipo de modulación más utilizado en los variadores industriales a nivel mundial.

La lógica difusa, se ha vuelto más común gracias a sus ventajas sobre otros métodos de control tradicionales. Por medio de ella es posible lograr controladores que se ajusten a las características y necesidades de la planta, inclusive en sistemas no lineales, mediante la edición de la matriz de reglas. Un único control difuso puede manejar adecuadamente sistemas que normalmente requerirían más de un control tradicional de tipo PI, PD, PID, u otro.

La modulación por vector de espacio controlada por lógica difusa ha permitido el adecuado manejo del sistema desarrollado en este trabajo. Con la combinación de estas dos técnicas fue posible la administración eficiente de la energía entregada al puente inversor y permitir que sólo se utilice la potencia necesaria para mantener la consigna deseada.

El sistema es estable, comportándose mejor cuando existe carga sobre él, siendo éste el estado normal al que se espera sea sometido. Sin embargo es necesario considerar situaciones en las que el dispositivo sea sometido a poca carga, ya que existen muchas posibilidades para su utilización y diversos tipos de aplicaciones.

El desarrollo permite el reemplazo de sus componentes por otros de mayor capacidad dado el caso de requerir mayor potencia o mayor capacidad de carga. Si se requiere un motor de mayor caballaje es posible acoplarlo cambiando los elementos de disparo, las protecciones y, si es

necesario, aumentando el número de baterías. En ningún momento se requiere cambiar el algoritmo de control, resultando éste un sistema que puede ser fácilmente adaptable a diferentes tipos de necesidades a nivel de potencia y rendimiento.

6. BIBLIOGRAFÍA

[1.] DIEZ Darío A – Francisco Garcés. Diseño e implementación de un sistema de control electrónico para automóvil eléctrico. Trabajo de Grado. UPB. Medellín. 2002. 277p

[2.] VALENZUELA Darío. Principios básicos del inversor PWM. Trabajo de Grado. UPB. Medellín. 1979. 346p

[3.] PASSINO Kevin – Stephen Yurkovich. Fuzzy Control. Addison Wesley. U.S.A 1998. 475p

[4.] Página web
www.infineon.com

[5.] Página web
www.irf.com



AUTORES



Francisco José Garcés Uribe.

Ingeniero Electrónico de la Universidad Pontificia Bolivariana año 2002.

Actualmente se desempeña como ingeniero de desarrollo en la empresa Tecnología Apropriada Ltda.

Dirección: Cra.41 # 36 sur 67

Teléfono: 270 25 24

Medellín – Colombia

e-mail: fraguri@hotmail.com



Darío Arturo Díez Ángel.

Ingeniero Electrónico de la Universidad Pontificia Bolivariana año 2002.

Actualmente se desempeña como ingeniero de proyectos en la empresa Ascom Colombia S.A.

Dirección: Calle 2 # 66-13

Teléfono: 255 45 02

Medellín – Colombia

e-mail: dariodiez@hotmail.com



César Augusto Quintero Vallejo

Especialista en Automática de la Universidad Pontificia Bolivariana, año 2002. Actualmente se desempeña como profesor e investigador en el grupo de investigación en Automática de la Universidad Pontificia Bolivariana.

Dirección: Calle 51 # 46-11

Teléfono: 371 12 10

Itagüi – Colombia

e-mail: cesarq@epm.net.co

Muy buenos días, en esta hoja le indicamos los calificadores para nuestro artículo.

Muchas Gracias!!!

Atentamente,

Darío Arturo Díez Angel dariodiez@hotmail.com

Francisco Garcés Uribe fraguri@hotmail.com

Calificador Número 1

Luis Benigno Gutierrez Zea
PhD student Electrical and Computer Engineering
Georgia Institute of Technology, Atlanta Georgia, 30332
Email: lbgutie@yahoo.com
Tel: 1-404-352 4540

David Llanos R

Control Engineering and Intelligent Systems Group -
eXiT
University of Girona - UdG
Av. Lluís Santalo s/n.
P-IV
17071 Girona (Spain)
+ 34 972 418 391

Calificador Número 2

Manuel J. Betancur B.
Estudiante Doctorado en Ingeniería

Coordinación Automatización Of.313
Ed.12 Instituto de Ingeniería UNAM
Circuito exterior S/N
Ciudad Universitaria, COYACAN,
C.P. 04510 MEXICO, D.F.
Tel: (52) (55) 562 281 31
Fax: (52) (55) 562 281 30
cel: (52)(04455) 914 448 95
mbetancurb@ingen.unam.mx

Calificador Número 3

David Alejandro Llanos Rodríguez
Ingeniero Electrónico U.P.B.
dllanosr@eia.udg.es

Estudiante de segundo año de doctorado en el programa
de Tecnologías de la Información; opción: Supervisión
Experta y Control.
Impartida en la Universidad de Girona - España.

<http://eia.udg.es>

Pertenece al grupo Control Engineering and
Intelligent Systems Group -eXiT.

Vinculado al proyecto de investigación titulado
"Supervisión Experta de la Calidad del Servicio
Eléctrico"- SECSE

<http://eia.udg.es/~secse/>

Dirección:
University of Girona - UdG
Av. Lluís Santalo s/n.
P-IV
17071 Girona (Spain)
+ 34 972 418 391

=====
==