

DISEÑO Y SIMULACIÓN DE SISTEMA DE CONTROL ESCALAR CON MODULACIÓN VECTORIAL MULTINIVEL

ARTURO ANTONIO LETELIER DÍAZ
Universidad Tecnológica Metropolitana
e-mail: arletelier_87@hotmail.com

JUAN JOSÉ NEGRONI VERA
Doctor en Ingeniería Electrónica, Universidad Tecnológica Metropolitana
Departamento de Electricidad
Av. José Pedro Alessandri 1242, Ed. Fac. de Ingeniería, Santiago, Chile
e-mail: juan.negroni@utem.cl

RESUMEN

En este trabajo se propone un diseño de un sistema de control escalar que permite la regulación de la velocidad en un motor asíncrono ocupando para ello un inversor multinivel cascada que es modulado con técnicas de modulación vectorial, además se presentaran simulaciones del comportamiento del sistema para distintas demandas y para inversores de distinto nivel.

Palabras Clave: Control Vectorial, multinivel, control, puente completo.

ABSTRACT

This paper proposes a basic design of a scalar control based system, which allows the regulation of asynchronous motor speed, a configuration cascade multilevel inverter by using modulated vector techniques. finally, we present simulations of the dynamic behavior of the system.

Keywords: Vector Control, multilevel converter, full bridge cascade.

1 INTRODUCCIÓN

El motor asíncrono es una de las máquinas más ideales para muchísimos trabajos debido a su robustez y rendimiento(1), sin embargo por la falta de sincronía entre las frecuencias eléctricas y mecánicas, el modelo dinámico de la máquina muy complejo, y limita su utilización para procesos en donde no se necesita regulación de velocidad(1). Últimamente gracias a la electrónica de potencia y la tecnología de microcontroladores se han desarrollado algunos sistemas que permiten regular la velocidad de motores asíncronos pero son demasiado complejos y costosos(1)(2).

Los inversores multinivel representan un gran avance en el control de motores, ya que permiten obtener tensiones alternas de amplitud y frecuencia variables con una baja distorsión armónica y un alto rendimiento(3)(4)(5)(6), por ello, en este trabajo se diseña un sistema de control escalar con inversores multinivel, la gran ventaja de este sistema es que permite una regulación de velocidad de una forma simple y eficiente, con insensibilidad respecto al par de carga demandado y sin tener que comprender demasiado el modelo dinámico del motor, ya que se ocupan métodos iterativos para diseñar el controlador(7)(8).

2 CONTROL ESCALAR

El control escalar es una de las técnicas más completas y versátiles para la regulación de la velocidad de los motores asíncronos(9)(10), siendo tan solo superada en eficiencia por el control vectorial(2), el cual se puede considerar una actualización del control escalar, sin embargo, debido a la elevada complejidad y costo de este último, para muchas aplicaciones el control escalar sigue siendo la mejor forma de regulación de velocidad, ya que ofrece rápidas respuestas, buen rendimiento y estabilidad con un bajo costo y sencillez.

2.1 CONTROL ESCALAR EN LAZO ABIERTO

La velocidad de un motor asíncrono está dada por la siguiente expresión(1)

$$n = \frac{60f_1}{p}(1 - s)$$

En donde

- n : Velocidad de giro del rotor (rpm)
- f_1 : Frecuencia eléctrica en el estator (Hz)
- p : Pares de polos
- s : Deslizamiento

La velocidad de giro del rotor es directamente proporcional a la frecuencia de la red que alimenta al estator, por lo tanto al variar la frecuencia de la red es posible variar la velocidad de giro.

Pero al variar la frecuencia de la red no tan solo se obtienen cambios en la velocidad, si además se tiene que la magnitud del flujo magnético está dada por(1)

$$\varphi_m \approx a \left(\frac{V_1}{f_1} \right)$$

En donde a es una constante que depende de las características de la máquina

El flujo magnético del entrehierro es inversamente proporcional con la frecuencia del estator, así al variar la frecuencia no tan solo se modifica la velocidad sino que también se altera la magnitud del flujo magnético del entrehierro, ya que el comportamiento del flujo es no lineal (1).

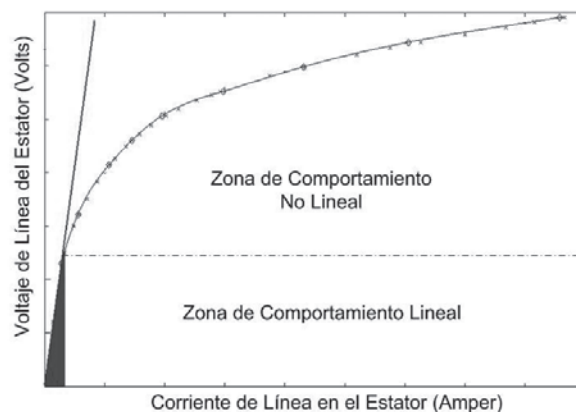


Figura 2.1 Zonas de comportamiento lineal y no lineal dentro de la curva característica del núcleo

Si se observa con detención la curva característica de la Figura 2.1, antes de que ocurra la saturación del núcleo la relación entre el flujo y la corriente es prácticamente lineal, por lo que se puede asumir linealidad en el comportamiento del motor para valores de flujo magnético que se encuentren dentro de ese rango, por lo tanto, si se desea que el motor tenga un comportamiento lineal, debe mantenerse la magnitud del flujo magnético constante, y para ello debe mantenerse constante la relación entre la tensión y la frecuencia de la red.

En resumen, para regular la velocidad de giro de un motor de inducción se debe variar la frecuencia de la red mientras se mantienen las siguientes condiciones:

$$\varphi_m = cte. \Rightarrow \frac{V_1}{f_1} = cte.$$

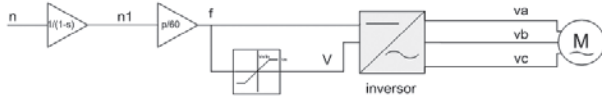


Figura 2.2 Sistema de control escalar en lazo abierto.

La principal desventaja de este sistema es de se debe conocer de antemano el deslizamiento al cual va a operar la maquina, esto es sumamente incomodo ya que el deslizamiento depende del torque demandado por la carga(1).

2.2 CONTROL ESCALAR EN LAZO CERRADO

Para obtener un sistema más estable y eficiente se puede aplicar una realimentación negativa al sistema de control escalar(8), en primer lugar se ocupa algún medidor de velocidad como un tacómetro, para obtener la lectura instantánea de la velocidad en el rotor, la cual debe ser comparada con la velocidad de referencia que es la velocidad a la cual se desea que trabaje la maquina, la señal de error proveniente de la comparación de estas velocidades debe ser ingresada al compensador, que es un sistema del tipo PID que estabiliza, mejora

la dinámica y minimiza el error del sistema, luego de esto es necesario transformar desde las unidades en que se mide la velocidad a Hertz, que usualmente es en rpm, luego se obtiene la frecuencia eléctrica del estator mediante la Ec. 2.4(1)

$$f_1 = f_2 + f$$

Una vez obtenida la frecuencia eléctrica del estator se obtiene la tensión de este mediante generadores de funciones que mantienen la razón de voltaje a frecuencia(9)(11)(12), y por último estos valores de tensión y frecuencia activan a un inversor quien genera la tensión trifásica de salida necesaria en el motor. Algunas veces se agrega un limitador de frecuencia para impedir que el motor trabaje con un deslizamiento mayor que el deslizamiento al cual se produce el par máximo (11)(12).

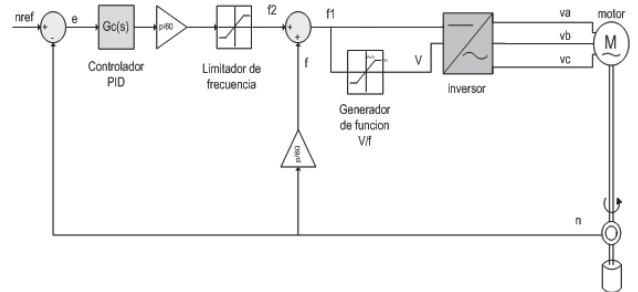


Figura 2.3 Sistema de control escalar en lazo cerrado.

3 INVERSOR MULTINIVEL

Una de las etapas más importantes dentro del sistema de control escalar es el inversor, que es un tipo de convertidor electrónico que realiza una transformación desde una fuente de corriente continua a una salida de corriente alterna(13). La configuración básica de un inversor es el llamado inversor de puente completo, en el cual la tensión de salida puede alcanzar hasta tres niveles distintos, ya que la tensión de salida corresponde a la resta de los medios puentes que lo componen, así se agrega una salida de valor cero cuando los dos puentes son iguales.

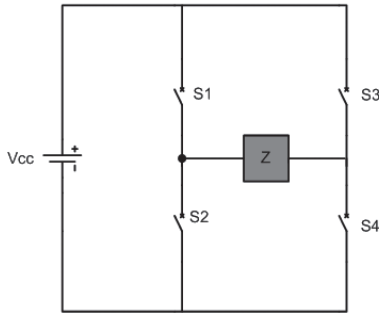


Figura 3.1. Inversor de puente completo

Un inversor que puede generar una cantidad de niveles mayor que tres es conocido como inversor multinivel, existen distintas topologías en base a la cual se puede implementar un inversor multinivel, entre ellas una de las más utilizadas es la del inversor multinivel cascada(3)(6)(14).

3.1 INVERSOR MULTINIVEL CASCADA

El principio de funcionamiento del inversor en cascada es el siguiente, cuando se activa solo uno de los inversores la tensión de salida corresponde a la tensión producida por él y podrá variar entre los niveles generados por ese inversor, al activar dos inversores, la tensión de salida corresponderá a la suma de las tensiones individuales, como la salida de cada inversor puede variar en n niveles la salida total producida por los dos inversores conectados en cascada corresponde a todas las combinaciones posibles de la suma de tensiones individuales de los inversores, así al aumentar la cantidad de inversores acoplados se eleva considerablemente la cantidad de niveles producidos.

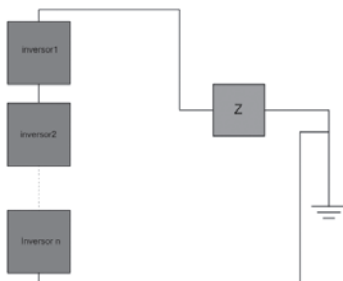


Figura 3.2 Inversor en cascada

Una característica principal de los inversores en cascada es que necesitan que las fuentes de alimentación que proveen de energía a las etapas individuales estén aisladas galvánicamente, ya que para poder sumar efectivamente las tensiones de los convertidores es necesario que estas tensiones no estén referidas a los mismos nodos.

Si todas las etapas son iguales, entonces la tensión por etapa se puede expresar como

$$v_{etapa} = v_{cc}u$$

En donde u es una función de conmutación, que posee tantos valores múltiples como niveles tenga la etapa.

$$u = 0, \pm \frac{1}{k} \quad k = 1, 2, \dots, m - 1, m$$

Al sumar una cantidad de n etapas, se obtiene una salida de la siguiente forma

$$v_0 = v_{cc}(u_1 + u_2 + \dots + u_n)$$

Como u_1, u_2, \dots son variables de múltiples valores, la suma de ellas posee una multiplicidad equivalente a todas las posibles combinaciones de u_1 y u_2 , según la teoría de la probabilidad, las posibles combinaciones de una cantidad de n variables con multiplicidad m es

$$c = m^n$$

Si en todos los inversores se generan hasta m niveles partiendo desde cero, entonces se puede obtener una cantidad de niveles de

$$c_m = nm + 1$$

En el caso de etapas compuestas por inversores de puente completo, la cantidad de niveles está definida por

$$c_m = 2n + 1$$

4 MODULACIÓN VECTORIAL

El proceso de modulación consiste en la forma en la que se gobierna la conmutación de los dispositivos del inversor(4), existen numerosos tipos distintos de modulación con diversas propiedades, en este caso se empleara la modulación vectorial, más conocida como Space Vector Modulation(15)(16)(17).

En este esquema de modulación, y a diferencia de la gran mayoría de esquemas de modulación de inversores, está enfocado para sistemas trifásicos, asegurando una correcta modulación de la tensión de línea, quedando la tensión por fase automáticamente modulada. Para hacer este proceso se realiza una transformación lineal desde las variables trifásicas abc a un espacio equivalente $\alpha\beta 0$, en donde las variables se encuentran desacopladas y pueden formar un conjunto ortonormal de funciones, esta transformación es conocida como transformación de Clarke y está definida como(1).

$$\begin{bmatrix} \alpha \\ \beta \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a^* \\ v_b^* \\ v_c^* \end{bmatrix}$$

Figura 4.1 Transformación de Clarke

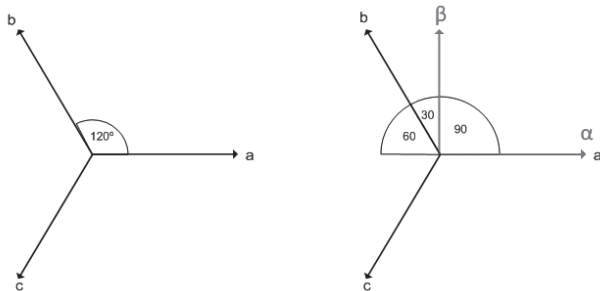


Figura 4.2 Transformación de Clarke

Al aplicar esta transformación lineal a una terna de señales trifásicas se obtiene un vector rotativo dentro del plano $\alpha\beta$, este vector de referencia debe ser expresado por el inversor en la salida, sin embargo el inversor solo es capaz de sintetizar una cantidad limitada de estados, que se distribuyen dentro del plano $\alpha\beta$ en forma de Hexágono.

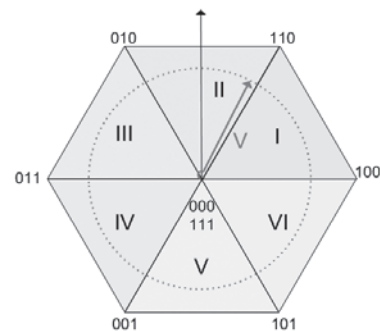


Figura 4.3 Vector rotativo sobre el plano $\alpha\beta$ para un inversor de 2 niveles

Este Hexágono de tensiones se encuentra dividido por regiones triangulares limitadas por tres vértices, cada uno de los vértices corresponden a estados posibles que el inversor es capaz de sintetizar en la salida junto a sus estados redundantes, dentro de cada región el vector de referencia puede ser expresado como una combinación lineal de los estados vértices de la región

$$(\alpha, \beta) = D_1V_1 + D_2V_2 + D_0V_0$$

En donde los cofactores escalares corresponden al ciclo de trabajo en el cual se activan los vectores

4.1 ALGORITMO DE CONSIDERACIONES GEOMÉTRICAS

Existen numerosas técnicas para determinar los vectores de estado que corresponden a la salida(15)(16)(17), en (18) se desarrolló un método para determinar los estados ocupando un algoritmo de consideraciones geométricas, la principal ventaja de esta técnica consiste en la baja cantidad de procesos que el algoritmo ejecuta lo que lo vuelve sumamente eficiente, además es independiente de la cantidad de niveles del inversor.

Existen numerosas técnicas para determinar los vectores de estado que corresponden a la salida, en se desarrollo un método para determinar los estados ocupando un algoritmo de consideraciones geométricas, la principal ventaja de esta técnica consiste en la baja cantidad de procesos que el algoritmo ejecuta lo que lo vuelve sumamente eficiente, además es independiente de la cantidad de niveles del inversor.

El primer paso del algoritmo de consideraciones geométricas consiste en transformar el plano $\alpha\beta$ en un plano equivalente $\alpha^*\beta^*$ mediante la siguiente transformación lineal

$$\alpha^* = \alpha \quad \beta^* = \frac{\beta}{\sqrt{3}}$$

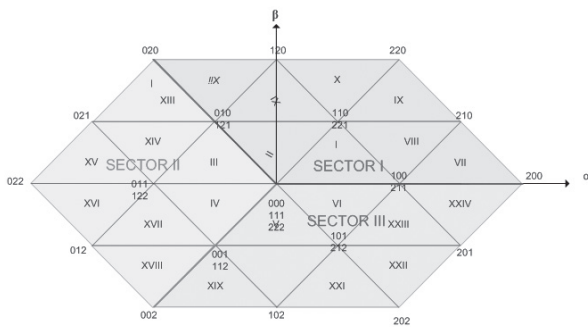


Figura 4.4 Hexágono de tensiones transformado

Si se eliminan los estados redundantes, se puede dividir el hexágono en tres zonas, dentro de cada una de las tres componentes de la señal trifásica vale cero, según la figura estas zonas se encuentran limitadas por las rectas

$$\beta = 0, \beta = \alpha, \beta = -\alpha$$

Tomando en cuenta estas consideraciones, además de otras consideraciones geométricas relacionadas con las pendientes de rectas paralelas resulta el siguiente algoritmo (18)

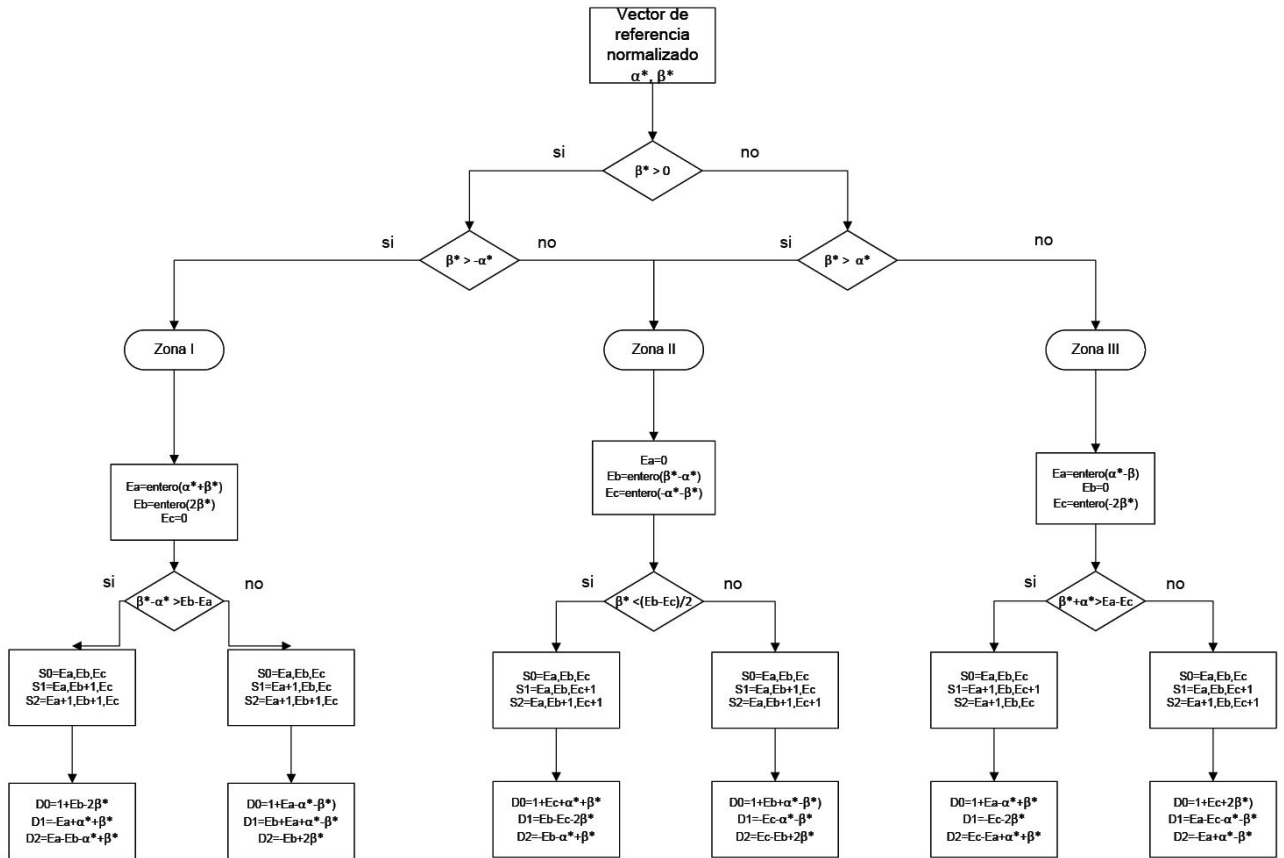


Figura 4.5 Algoritmo de consideraciones geométricas

Al aplicar el algoritmo de consideraciones geométricas en un inversor de dos niveles se obtienen los siguientes resultados

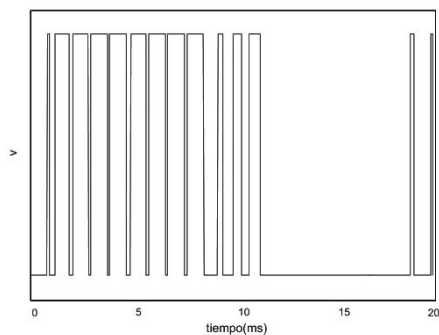


Figura 4.6 Tensión de fase al aplicar el algoritmo de consideraciones geométricas.

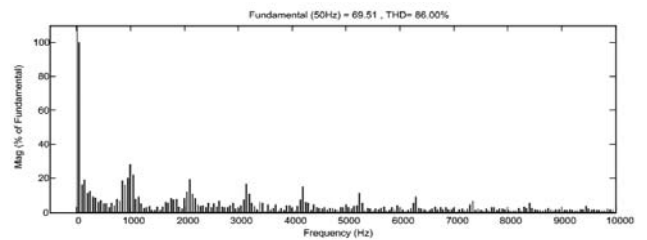


Figura 4.7 Espectro armónico de la tensión de fase.

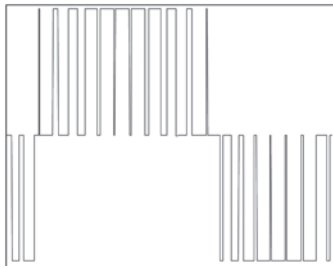


Figura 4.8 Tensión de línea al aplicar el algoritmo de consideraciones geométricas

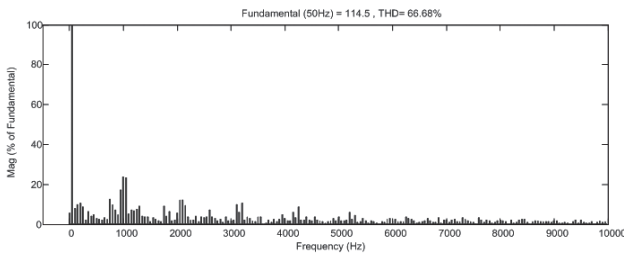


Figura 4.9 Espectro armónico de la tensión de línea

Se puede apreciar de que esta técnica de modulación está orientada para sistemas trifásicos, ya que la tensión de línea queda modulada perfectamente, en cambio la tensión monofásica posee un alto grado de distorsión, debido a que posee un tercio del ciclo en estado de off esto es debido a que el algoritmo no considera la existencia de estados redundantes.

4.2 ALGORITMO DE ALTERNACIÓN DE VECTOR CERO

Una forma de disminuir la distorsión armónica de la tensión de fase es agregando un par de estados redundantes al algoritmo de consideraciones geométricas.

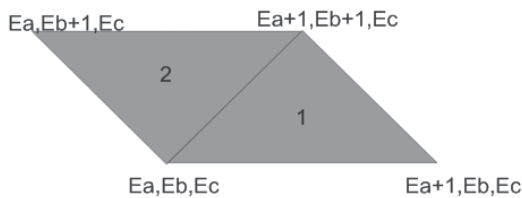


Figura 4.10 Región en donde se encuentra el vector de referencia

En la figura se puede ver que los triángulos están compuestos por tres vectores, uno de ellos posee los valores más bajos y es vértice común con los triángulos adyacentes, este vector es considerado como el vector nulo, este vector posee múltiples estados redundantes que dependen de la cantidad de niveles del inversor, considerando tan solo el primer estado redundante, que está dado por

$$V'_0 = E_a + 1, E_b + 1, E_c + 1$$

Al agregar un estado redundante se pueden obtener distintas secuencias para aplicar los vectores de estado a la salida, una de las secuencias más fáciles y efectivas para implementar es la secuencia de alternación del vector cero, consiste en activar en un periodo de muestreo el vector nulo original, luego en el siguiente aplicar el primer estado redundante, y así sucesivamente, además, por cada periodo de conmutación los vectores de estado se van alternando de posición, de esta forma se obtienen señales con mayor simetría y existe además solo un dígito de diferencia entre estados adyacentes, minimizando las pérdidas por conmutación.

El siguiente algoritmo permite agregar el estado redundante y la secuencia de alternación de vector cero

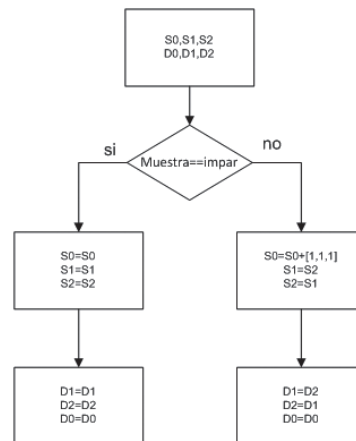


Figura 4.11 algoritmo de alternación del vector cero

Con esta secuencia se obtienen las siguientes señales de salida

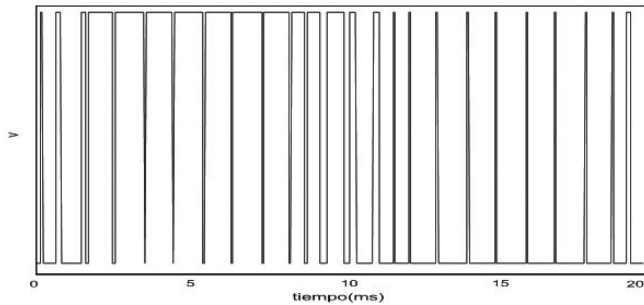


Figura 4.12 Tensión de fase al aplicar el algoritmo de modulación vectorial con alternación de vector cero

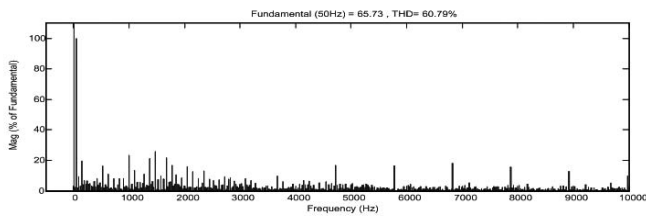


Figura 4.13 Espectro armónico de la tensión de fase

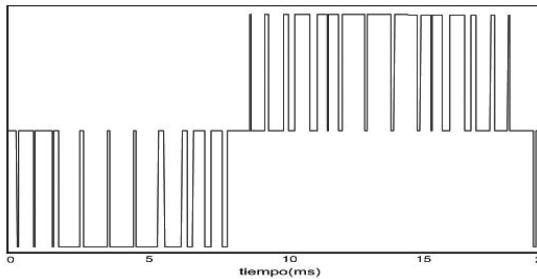


Figura 4.14 Tension de línea

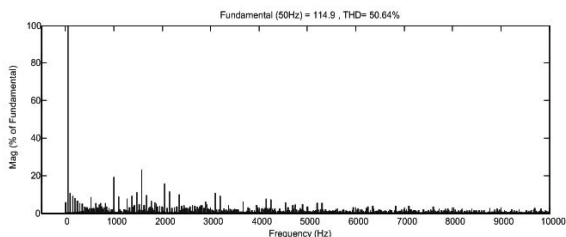


Figura 4.15 Espectro armónico de la tensión de línea

Se puede ver que al agregar el estado redundante y ocupar la secuencia alternada la distorsión armónica de las señales de fase y de línea disminuye notablemente, por lo que al agregar esta pequeña secuencia se obtienen resultados bastante mejores que los obtenidos con el algoritmo de consideraciones geométricas original.

Extendiendo este procedimiento para inversores de más niveles se tiene

INVERSOR DE PUENTE COMPLETO

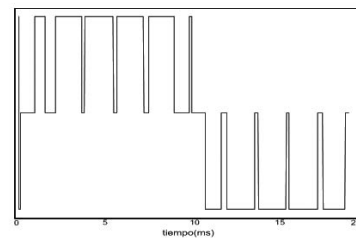


Figura 4.16 Tensión de fase con un inversor de tres niveles

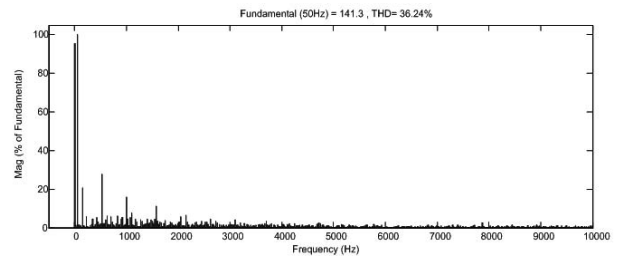


Figura 4.17 Espectro armónico de la tensión de fase con un inversor de tres niveles

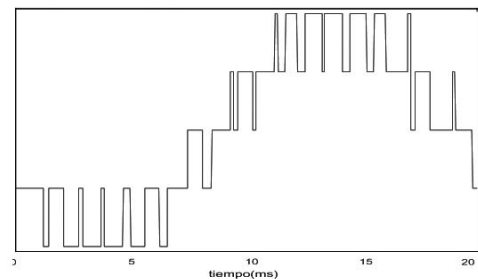


Figura 4.18tension de línea con un inversor de tres niveles

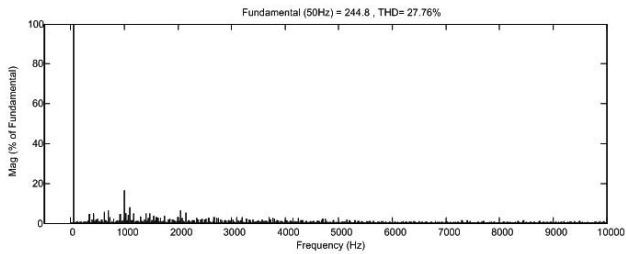


Figura 4.19 Espectro armónico de la tensión de línea en un inversor de tres niveles

INVERSOR DE 5 NIVELES

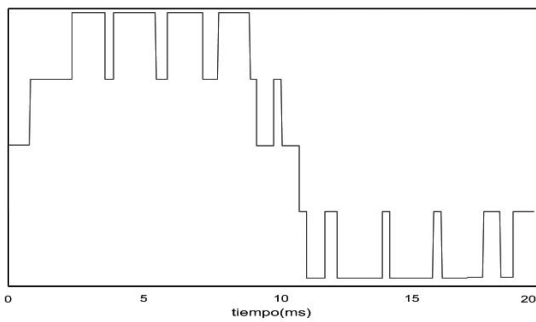


Figura 4.20 Tensión de fase en un inversor de 5 niveles

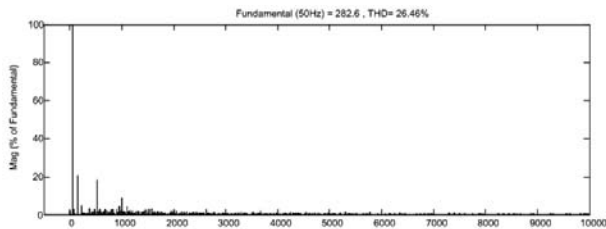


Figura 4.21 Espectro armónico de la tensión de fase en un inversor de 5 niveles

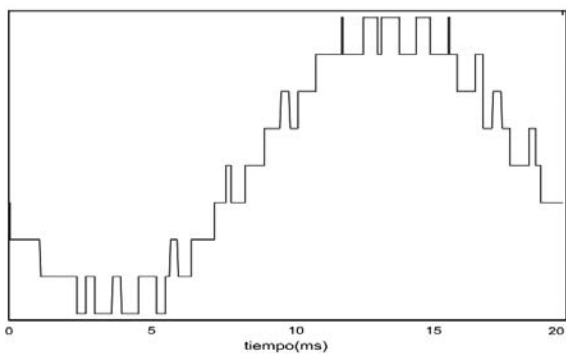


Figura 4.22 Tensión de línea en un inversor de 5 niveles

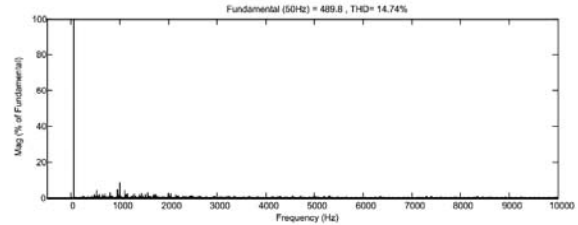


Figura 4.23 Espectro armónico de la tensión de línea

7 niveles

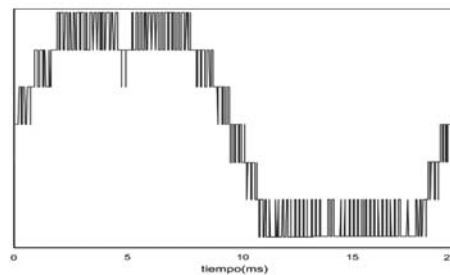


Figura 4.24 Tensión de fase en un inversor de 7 niveles

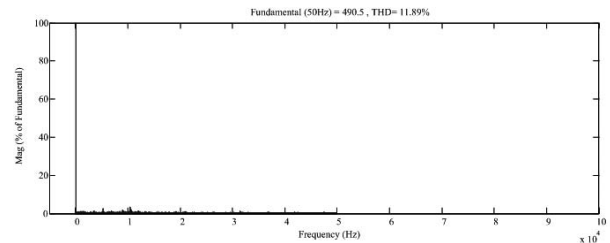


Figura 4.25 Espectro armónico de la tensión de fase en un inversor de 7 niveles

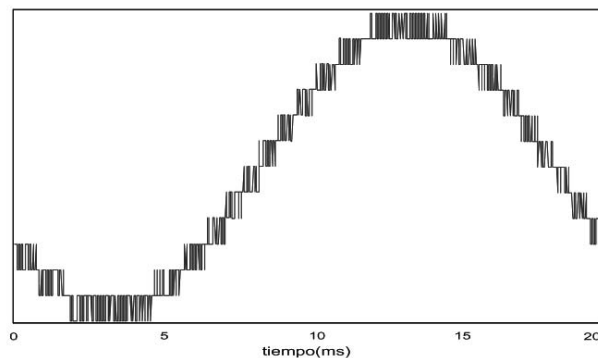


Figura 4.26 Tensión de línea en un inversor de 7 niveles

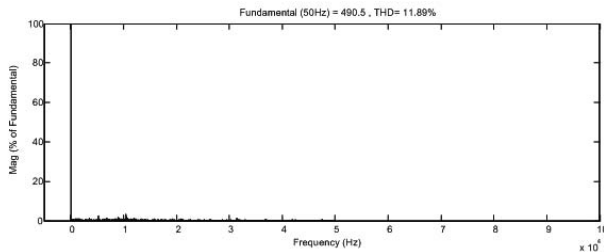


Figura 4.27 Espectro armónico de la tensión de línea en un inversor de 7 niveles

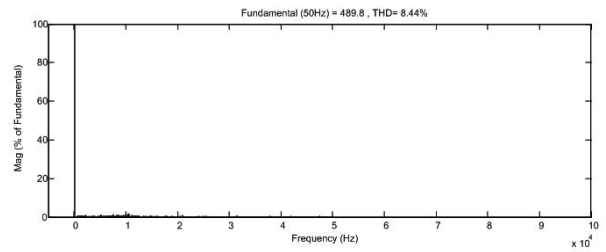


Figura 4.31 Espectro armónico de la tensión de línea en un inversor de 9 niveles

9 NIVELES

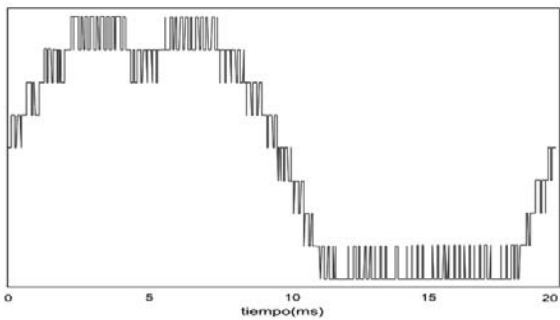


Figura 4.28 Tensión de fase en un inversor de 9 niveles

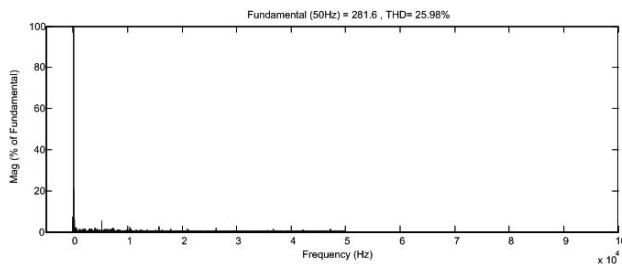


Figura 4.29 Espectro armónico de la tensión de fase en un inversor de 9 niveles

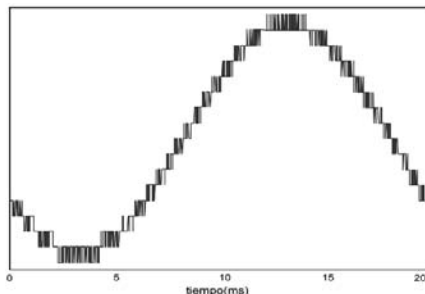


Figura 4.30 Tensión de línea en un inversor de 9 niveles

4.3 CORRECTOR DEL OFFSET

Al aplicar el algoritmo de alternación de vector cero con un vector de referencia que varía en amplitud se obtienen tensiones de salida que poseen un notable offset negativo de salida

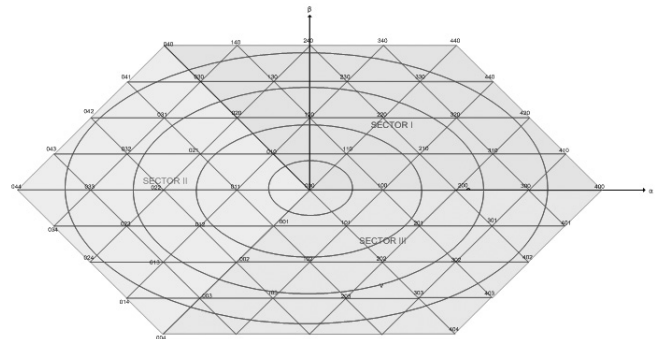


Figura 4.32 Hexágono de tensiones con vectores de referencia de distinto índice de modulación

Al observar el hexágono de tensiones con distintos vectores de referencia se puede ver de que al disminuir el índice de modulación los triángulos por los que circula el vector de referencia están definidos por estados que están compuestos por los valores más bajos de tensión, de esta manera, para cada fase los valores de tensión más bajos siempre serán activados siendo los valores de tensión más altos determinados por el índice de modulación del vector de referencia

Teniendo en cuenta consideraciones de paridad de números enteros y su correspondencia con la cantidad de niveles del inversor se necesita agregar una señal de offset de:

$$n_{offset} = \frac{1}{2}(n - 2 - entero(m(n - 1)))$$

La salida del algoritmo conduce a las tablas de conmutación, como estas aceptan solo valores enteros, para asegurar de que el valor que reciban sea entero el factor de corrección del offset debe ser entero también

$$n_{offset} = entero\left(\frac{1}{2}(n - 2 - entero(m(n - 1)))\right)$$

Al agregar la corrección del offset al algoritmo de modulación vectorial se obtienen las siguientes señales moduladas por fase

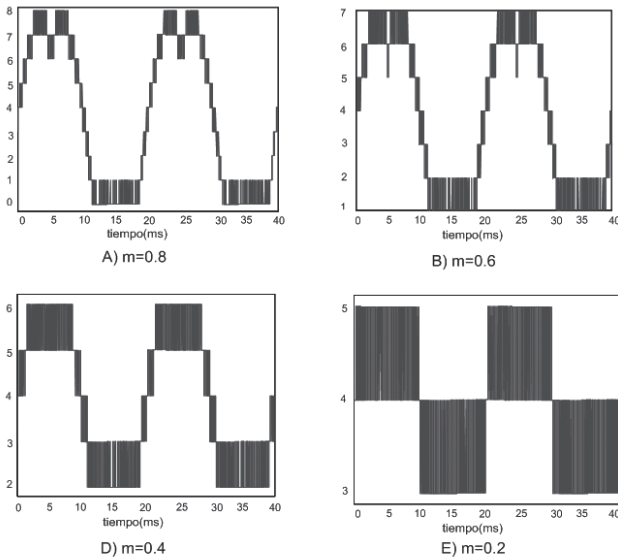


Figura 4.33 Señal de salida de un modulador vectorial de 9 niveles para distintos índices de modulación con corrección parcial del offset

Para determinados índices de modulación, la tensión de salida podría estar compuesta por una cantidad par de niveles de tensión, cuando esto sucede no es posible equilibrar en forma precisa la tensión de salida, ya que el punto medio no se encuentra en algún nivel si no en el punto medio entre dos niveles, aun así al aplicar el algoritmo de corrección del offset la tensión de salida

reducirá el offset de salida pero con un offset residual de valor igual a la mitad de la tensión de los niveles.

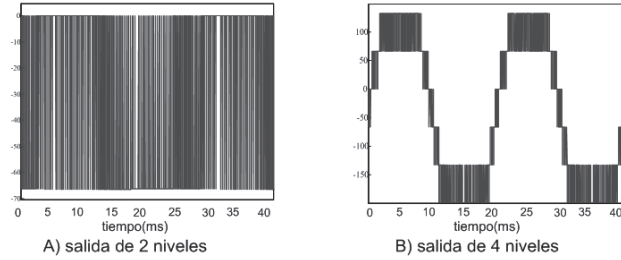


Figura 4.34 Tensiones de salida con niveles pares

En estos casos la única solución es añadir a los inversores una fuente de tensión continua de un valor de tensión igual a la mitad del valor de las fuentes de tensión que alimentan a los inversores, esta fuente de tensión debe ser aplicada cada vez que la tensión de salida contenga niveles pares, y esto ocurre cuando el offset no es un número entero, o sea si se cumple la Ec. 4.8 entonces la fuente debe aplicarse

$$n_{offset} - entero(n_{offset}) = 0$$

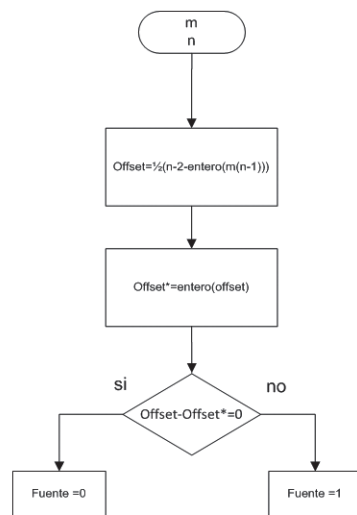


Figura 4.35 Algoritmo de corrección del offset

5 RESULTADOS

Por medio del software MATLAB SIMULINK se realizaron diversas simulaciones del sistema de control escalar en lazo cerrado, con el objetivo de verificar su funcionamiento.

Para determinar la función de transferencia del controlador se utilizó el segundo método de Ziegler y Nichols (19), por medio de diversas iteraciones se encontró que el controlador que da una mejor estabilidad y respuesta transitoria es

$$H(s) = 0.318(1 + 0.001s)$$

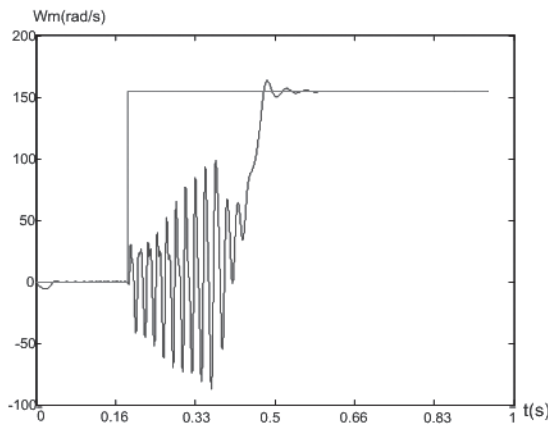


Figura 5.1 Respuesta al escalón de la planta

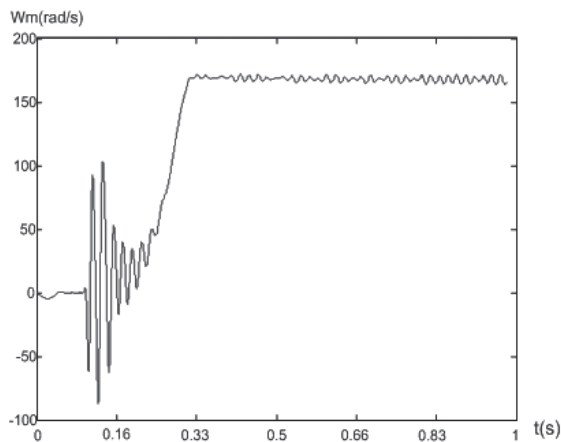


Figura 5.2 Respuesta al escalón para el controlador PD ajustado

Se diseñaron sistemas de control escalar en base a inversores de 5, 7 y 9 niveles, los que dieron la siguiente respuesta al seguimiento de la velocidad

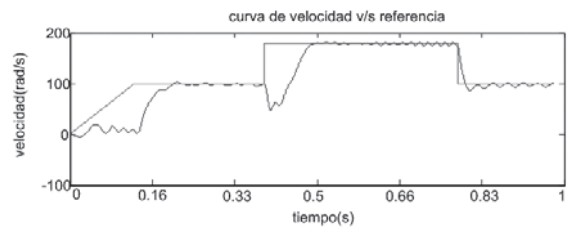


Figura 5.3 Seguimiento de velocidad para un inversor de 5 niveles

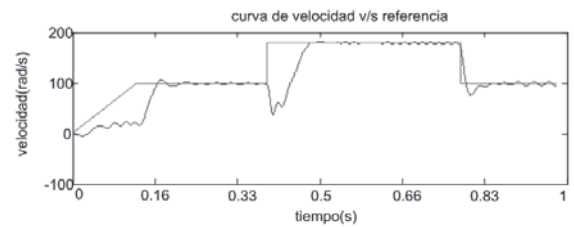


Figura 5.4 Seguimiento de velocidad en un inversor de 7 niveles

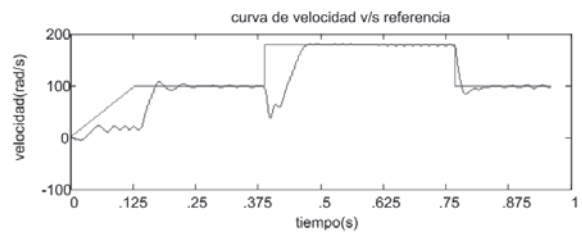


Figura 5.5 Seguimiento de velocidad en un inversor de 9 niveles

Se puede apreciar en las que la respuesta al seguimiento de la velocidad presenta un notable retardo de transporte en los cantos de subida, además la respuesta transitoria posee un sobrepaso que aumenta a la medida que se eleva la cantidad de niveles, junto con ello las oscilaciones disminuyen al elevarse la cantidad de niveles.

También se verificó la insensibilidad del sistema a las perturbaciones, para ello se fijó una demanda constante de velocidad mientras la demanda de par varía, cuando sucede este cambio la velocidad real posee un pequeño cambio en su oscilación.

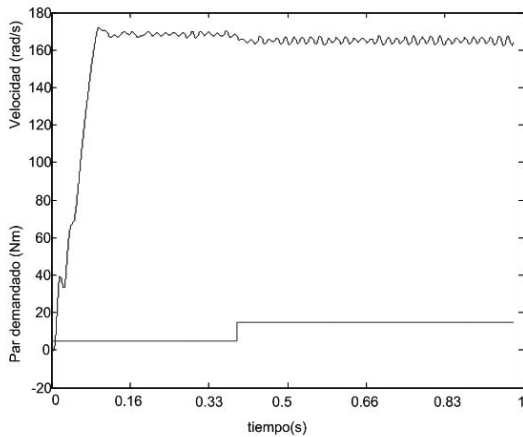


Figura 5.6 Respuesta a la perturbación del sistema de control escalar

6 CONCLUSIONES

Se pudo desarrollar un sistema de control escalar que realiza un mejor seguimiento de velocidad mejor en régimen de frenado que en aceleración, por lo que es apropiado para aplicaciones en donde el frenado es más importante que la aceleración.

Al agregar un estado redundante y la alternación del vector cero al algoritmo de consideraciones geométricas se obtiene un algoritmo que reduce la distorsión armónica de las tensiones de fase y de línea, sin tener que complejizar demasiado el algoritmo de consideraciones geométricas.

Al elevar la cantidad de niveles del inversor utilizado el seguimiento de velocidad presenta una mejor respuesta dinámica.

Al utilizar la modulación vectorial con alternación del vector cero la distorsión armónica es tan baja que elimina la necesidad de utilizar filtros de salida, como la topología de inversores en cascada no posee elementos inductivos o capacitivos, eso mejora la respuesta dinámica y en frecuencia del sistema, además, para una hipotética implementación disminuye el peso y volumen.

BIBLIOGRAFÍA

1. Mora, Jesus Fraile. Maquinas Electricas. Madrid : Mc Graw Hill, 2003.
2. Hernán, Francisco Aragoncillo. Implantación de técnicas de control vectorial mediante Simulink.
3. F., PEREIRA Ivo. Projetar, simular e implementar um inversor multinivel. Porto alegre, Brasil : Universidad do Porto.
4. Lozano, Xavier. Contenido armónico de modulaciones para convertidores multinivel. Barcelona, España : Universitat Politècnica de Catalunya. Departament d'Enginyeria Electrónica. , 2008.
5. Nava, Mariano Fernandez. Estudio e implementación de un convertidor multicelda apilable de 3X2 controlado por DSP.
6. Hernandez, Domitilio Martinez. Control digital para convertidor multinivel alimentado con energía solar.
7. Contreras, Jhonny Posada. Modulacion por ancho de pulso (PWM) y modulacion vectorial (SVM). una introduccion a las tecnicas de modulacion. Cali, Colombia : Universidad Autonoma de Occidente.
8. Ogata, Katsuhiko. Ingenieria de Control Moderna. s.l. : Prentice Hall.
9. Almendarez, Armando Alfonso Rodríguez. Sistema de Control Retroalimentado V/Hz para un Motor de Inducción Basado en Microcontroladores. San Luis de Potosi : Universidad autonoma de San Luis de Potosi.
10. Angel Vernavá, Roberto Gibbons, Antonio Nachez, Marcelo Arias, Armando Novello. CONTROL ESCALAR DEL MOTOR ASINCRONICO (SPWM). Rosario, Argentina : Universidad Nacional de Rosario.
11. Armando A. Rodríguez Almendarez, Dr. Daniel Ulises Campos Delgado. Sistema de Control Retroalimentado V/Hz para un Motor de Inducción. 2007.

-
12. Echavez, Luid Carlos Gomezcaerres. Control escalar aplicado al motor de induccion en lazo abierto. Pamplona, España : Universidad de Pamplona.
 13. Daniel, Hart. Electronica de Potencia. Valparaiso, Indiana : s.n., 2001.
 14. Miranda Homero., Cardenas Víctor., Palacios Elvira. Una alternativa para buses de cc en un filtro activo con inversor de 5 niveles en cascada. s.l. : Comité español de automática.
 15. A. Cataliotti, F. Genduso, G. Ricco Galluzzo. A Space Vector Modulation Control Algorithm for VSI Multi-Level Converters. Palermo, Italia : Università degli Studi di Palermo.
 16. Amit Kumar Gupta, Ashwin M. Khambadkone. A General Space Vector PWM Algorithm for Multilevel Inverters, Including Operation in Overmodulation Range.
 17. M.M.Prats, J.I.Leon, R.Portillo, L.G.Franquelo, E.Domínguez. Algoritmo de modulación vectorial para convertidores multinivel de cuatro ramas utilizando coordenadas naturales. Sevilla, España : Universidad de Sevilla.
 18. M.M.Prats, R. Portillo, J.M.Carrasco, L.G.Franquelo. Algoritmo de Modulación Vectorial basado en Consideraciones Geométricas para Convertidores Multinivel. Sevilla, España : Universidad de Sevilla.
 19. Ruíz, Víctor M. Alfaro. MÉTODOS DE SINTONIZACIÓN DE CONTROLADORES PID QUE OPERAN COMO REGULADORES. San José, Costa Rica : Universidad de Costa Rica.