



Controlador borroso en un ondulator trifásico

Agustín Garzón
Modesto Angulo
Ariel Domínguez

Recibido: Octubre del 2004
Aprobado: Diciembre del 2004

Resumen / Abstract

Se presenta la implementación de un controlador borroso diseñado para obtener un voltaje de salida de magnitud y frecuencia constantes, mediante un ondulator trifásico. Se plantea el diseño de los esquemas de potencia y control. Es tratada igualmente la determinación de los valores de ciertos parámetros que se usarán para comprobar el funcionamiento del sistema: frecuencia de muestreo, conmutación, filtro de salida, para realizar experimentos. Se muestran y analizan los resultados obtenidos en las simulaciones para cargas resistiva e inductiva. Palabras clave: modulación de ancho de pulso, simulación, convertidor, control borroso

The implementation of a fuzzy controller is presented, designed in order to obtaining a voltage of constant value and fixed frequency, by means of a three-phase inverter. The design of the power and control parts is shown, before detailing the characteristics of the architecture of the chosen inverter target of the control. The determination of the values of certain parameters will be used to check the operation of the system is treated equally: sampling frequency, commutation, output filter, to carry out experiments. They are shown and analyzed the results obtained in the simulations for R and L loads.

Key words: pulse-width-modulated, simulation, inverters, fuzzy control

INTRODUCCIÓN

En este trabajo se realiza la implementación de un controlador borroso en un ondulator trifásico, cuyo objetivo es obtener voltajes y corrientes trifásicas, de frecuencia fija para alimentar tanto cargas resistivas como inductivas. Todo esto con bajo nivel de ruido. Se plantea como una alternativa los actuales problemas relacionados con la falta de calidad de la energía que se distribuye por la red eléctrica, en cuanto a las oscilaciones de voltaje por debajo y por encima del valor nominal, los picos sostenidos, y la distorsión.

Algunos factores derivados del propio desarrollo tecnológico atentan contra la calidad de la energía. Por ejemplo, las PCs, autómatas, los dispositivos

electrónicos así como los de comunicaciones se alimentan de un rectificador o de una fuente conmutada, los cuales al carecer de filtraje inyectan armónicos a la red.

Si se usan sistemas de alimentación ininterrumpida (SAI), se puede resolver el problema, si se analiza desde la perspectiva de las cargas. Estos sistemas proporcionan una tensión sinusoidal de frecuencia fija y de baja distorsión armónica.

Los SAI cuentan con baterías para almacenar energía, lo cual permite que en caso de un fallo en la alimentación, el equipo no lo perciba. Además, garantizan un correcto funcionamiento de las cargas conectadas independientemente de la tensión de la

red en cualquier instante. Estos dispositivos funcionan como un inversor (ondulador), que convierte la tensión de continua en alterna.

Estos sistemas posibilitan la conmutación automática del suministro de la energía de la red al de la batería, de manera que no se pierdan datos ni se afecten las comunicaciones.

Existen diferentes aplicaciones en las cuales se usan una variada gama de dispositivos, pero a la hora de implementarlas se tienen en cuenta los siguientes aspectos: velocidad de conmutación, pérdidas de conmutación, pérdidas de conducción, capacidad de sobrecorriente, capacidad de sobrevoltaje, etcétera.

En los trabajos experimentales para mejorar el rendimiento y la distorsión armónica de los onduladores, en muchas ocasiones, se controla la tensión de salida. La utilización de microprocesadores y DSPs ha hecho posible la realización de cálculos de manera más rápida, permitiendo un control de la tensión de salida de una manera continua.

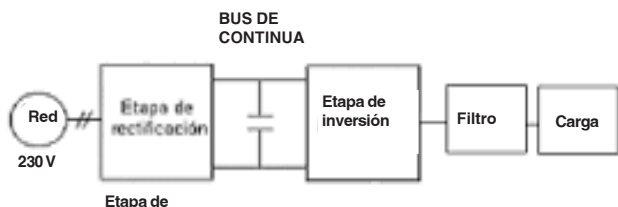
Así mismo, Se han realizado estudios para implementar los esquemas típicos del control de sistemas en los onduladores como control PID, cuyos resultados han sido satisfactorios. Actualmente se están estudiando otros esquemas de control no lineal como el control en modo deslizante y que también están reportando excelentes resultados.¹

Existe la tendencia (y esto se puede observar en algunos trabajos bibliográficos) a realizar simulaciones de onduladores controlados con lógica difusa.²⁻⁴

La realización de tales trabajos se ha basado en la implementación física del control del ondulador mediante un DSP. La lógica difusa tiene también como ventajas que se pueden manejar no linealidades de complejidad arbitraria y que está basado en estructuras lingüísticas generales If.. then que es la base de la lógica humana.⁵

IMPLEMENTACIÓN DEL CONTROL EN EL ONDULADOR TRIFÁSICO

La simulación se realiza en PSIM y se parte del esquema del inversor mostrado en la figura 1.



Esquema del ondulador.

1

Para diseñar el ondulador, se determinan los valores de la frecuencia de muestreo, de conmutación y los valores del filtro de salida.

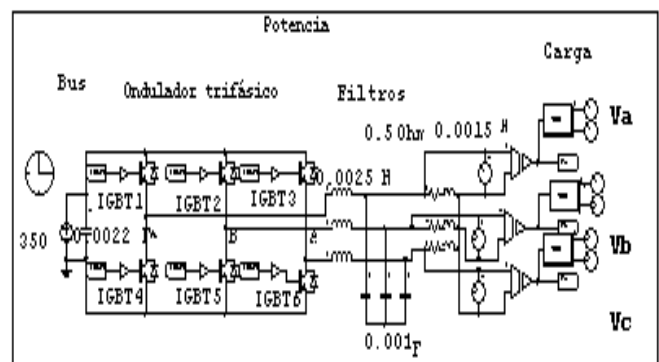
En la literatura técnica se habla de frecuencias entre 10 y 20 kHz y hasta superiores. Mediante la simulación se determina la adecuada para el caso (20 kHz).

La frecuencia de muestreo usada en este caso es la misma que la de conmutación, ya que el tiempo de cálculo que se necesita para realizar las operaciones es elevado y solo permite efectuar una lectura en cada período de conmutación.

También se ha comprobado que a medida que aumenta la inductancia del valor del filtro de salida la tensión presenta una menor distorsión. También mediante simulaciones, se obtuvo que la inductancia adecuada aquí es de 0,0025 mH.

Algo similar ocurre con la capacidad del filtro y la distorsión. En este caso, el valor aceptado es 0,001 F. A partir de ahí, se implementó un esquema donde aparecen la parte de potencia y la de control como se observa en las figuras 2 y 3.

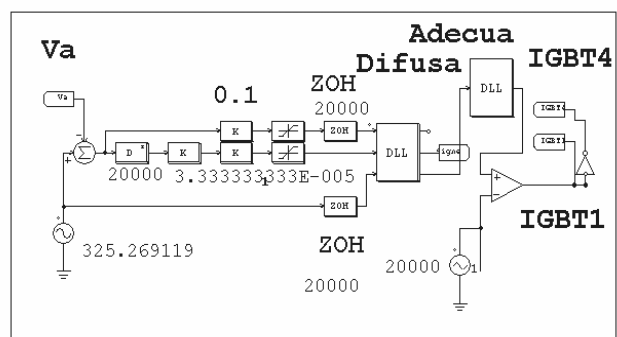
Ondulador trifásico controlado con lógica difusa + carga inductiva



Etapa de potencia.

2

Control con lógica difusa



Etapa de control.

3

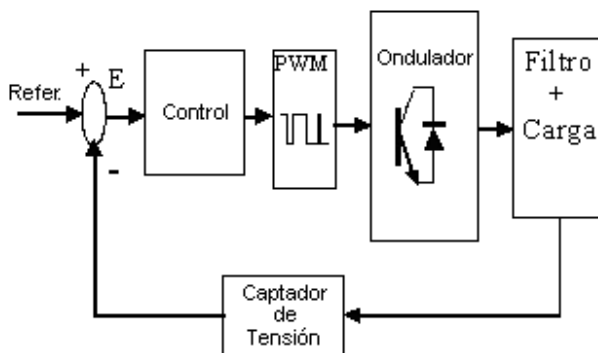
Este esquema es similar en las otras dos fases. Lo que se hace es comparar el voltaje V_a , V_b y V_c con el de referencia (una tensión sinusoidal de 325V eficaz y de 60 Hz, desfasadas 120° entre sí), obteniéndose el error. Este se lleva a escala con la constante K_{error} y se limita para que no lleguen al control valores muy grandes. Luego se muestrea para mantenerlo fijo durante un período, a una frecuencia igual a la de las rampas en forma de diente de sierra, que servirán para generar los pulsos PWM.

Con el error obtenido al hacer la diferencia también se obtiene la variación del error a través de un bloque que realizará una derivada en tiempo discreto. El valor de la variación del error, se multiplica por el período de muestreo; también se lleva a escala y se limita para realizar el cálculo; luego se introducen al bloque de la DLL **difusa**, que es donde está implementado el control.

Se utilizó el método de modulación PWM, por lo que el resultado de la comparación de la onda portadora (diente de sierra a 20 kHz) y la moduladora (en este caso la salida de la DLL **adecua**, que garantiza el defasaje de la onda, en dependencia de si recibe un 0 o un 1 lógico), irá directamente a las puertas de los IGBTs. Como en cada rama debe conducir solo uno de los interruptores, se ha usado un inversor a la salida de los inferiores, es decir, de los IGBTs 3, 5 y 6.

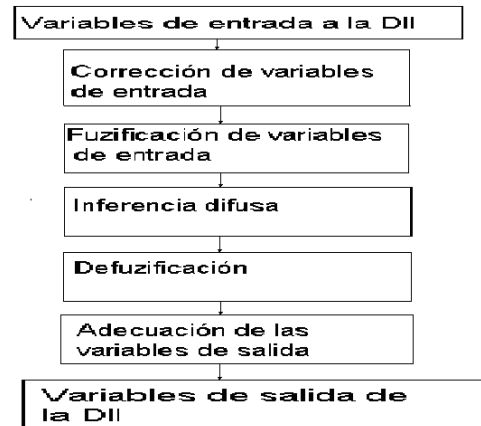
El diagrama en bloques del esquema de control, se muestra en la figura 4.

El control borroso que se implementó se hizo a través de una DLL (**difusa**) escrita en C, la cual realiza el emborronado, la inferencia y el desemborronado. Esta intercambia parámetros con el PSIM. Su lógica se muestra en los bloques de la figura 5.



Esquema en bloques del sistema de control.

La salida del controlador borroso se adecua para ser comparada con la señal diente de sierra. Las señales que se obtienen después de realizar la comparación con la portadora, son pulsos que se aplican a los IGBTs adecuados para lograr las conmutaciones.



Esquema de bloques de la DLL difusa.

5

Emborronado

Para realizar el control se utilizan dos variables, el error y la variación del error. Cada una de estas variables está asociada a un conjunto borroso formado por cinco funciones de pertenencia de forma triangular.

Previendo la implementación del control mediante un DSP y para simplificar los cálculos, las funciones de pertenencia se han escogido de pendiente unitaria.

Inferencia

La inferencia se ha realizado por el método de mínimo-máximo. El control evaluará el error y la variación del error, para calcular la duración de los pulsos que se aplicarán a la salida. Las relaciones entre estos parámetros se muestran en la tabla 1.

Tabla 1

| Error | DError | DEN | DNS | DEZ | DEPS | DEP |
|-------|--------|-----|-----|-----|------|-----|
| | EN | OZ | OZ | OZ | OZ | OZ |
| | NS | OZ | OZ | OZ | OZ | OZ |
| | EZ | OZ | OZ | OZ | OZ | OS |
| | EPS | OS | OS | OS | OS | OB |
| | EP | OB | OB | OB | OB | OB |

Leyenda:

(1) Si Error = EN y DError = DEN
entonces Salida = OZ

(2) Si Error = EN y DError = DNS
entonces Salida = OZ

EN ⇒ Error Negativo

DEN ⇒ Variación del Error Negativo

EPS ⇒ Error Positivo Pequeño

Desemborronado

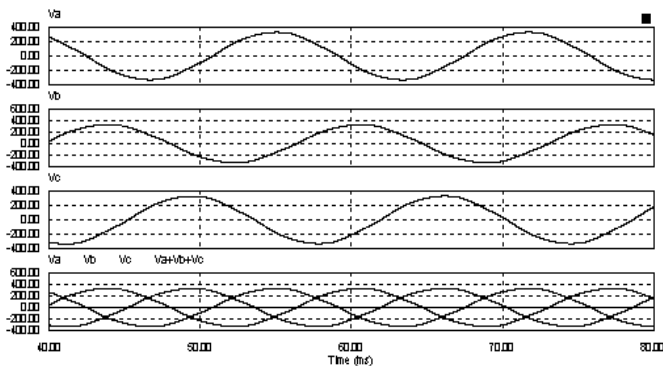
El desemborronado se ha realizado por el método del máximo. El sistema para encontrar el máximo ha sido mediante comparaciones.

SIMULACIÓN

Simulación con carga resistiva

Para la simulación con carga resistiva, se usó un valor de resistencia de 5Ω por fase.

El resultado obtenido por cada fase en cuanto al voltaje de salida se muestra en la figura 6.

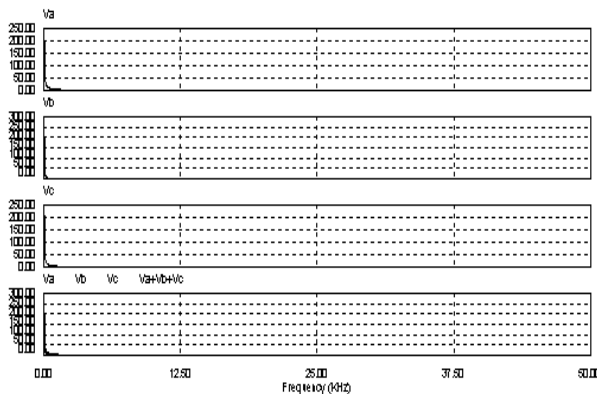


Formas de onda de voltaje de salida en cada fase.

6

En este resultado se aprecia que las formas de onda son trifásicas, de la misma amplitud para una frecuencia fija de 60 Hz. La sumatoria de los voltajes es cero, lo que da una idea del balance de las fases.

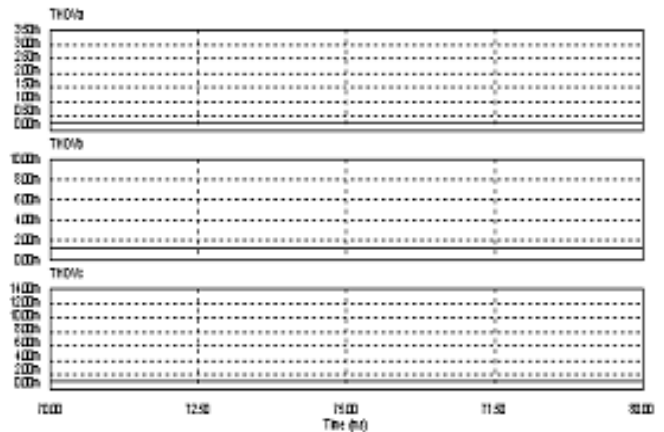
El resultado de aplicarle la transformada rápida de Fourier a estas señales de voltaje, se muestra en la figura 7. No aparecen armónicos de orden superior, y la amplitud de las señales es solo apreciable para la frecuencia fundamental.



Transformada rápida de Fourier aplicada a las señales de voltaje.

7

Asimismo se halló la distorsión armónica total de cada uno de los voltajes (figura 8).



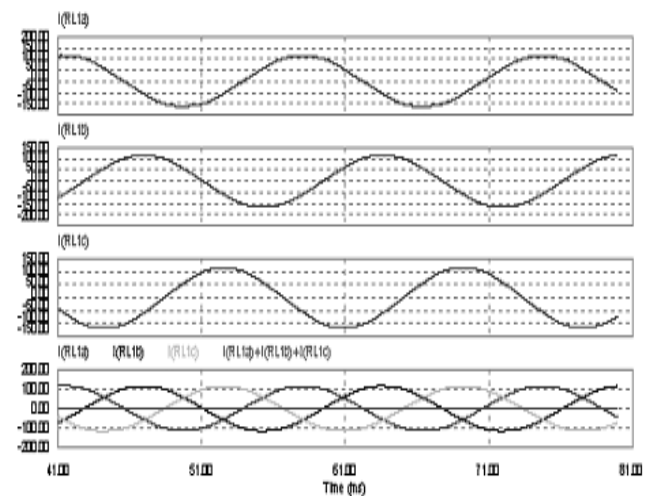
Distorsión armónica de las señales de voltaje de cada fase.

8

La distorsión armónica se encuentra entre 0,01 % y 0,02 %, intervalo de valores muy buenos para estos casos, según reportes de la literatura técnica.

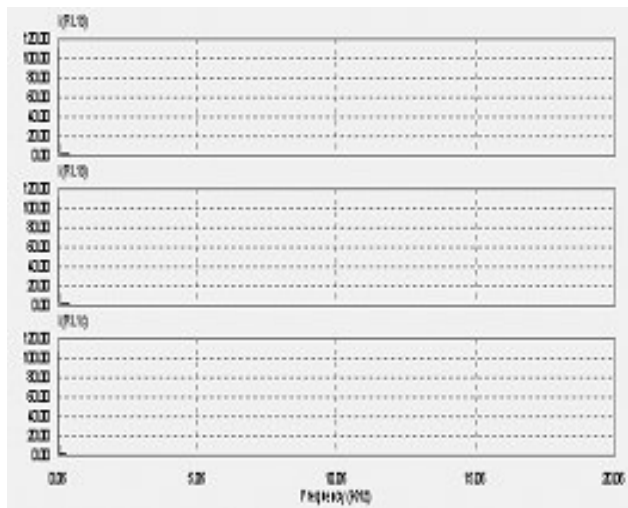
Simulación con carga inductiva

Se utiliza un esquema similar al del caso resistivo, pero con una inductancia ($0,0015 \text{ H}$) y una resistencia ($0,5 \Omega$) en serie, en las tres fases. El resultado de la corriente de salida por fase se muestra en la figura 9. Se aprecian formas de onda trifásicas, balanceadas, de la misma amplitud para una frecuencia fija de 60 Hz. La aplicación de la transformada rápida de Fourier a estas señales de corriente, se muestra en la figura 10. No aparecen armónicos y es solamente apreciable la señal de la frecuencia fundamental.



Formas de onda de las corrientes de salida en cada fase.

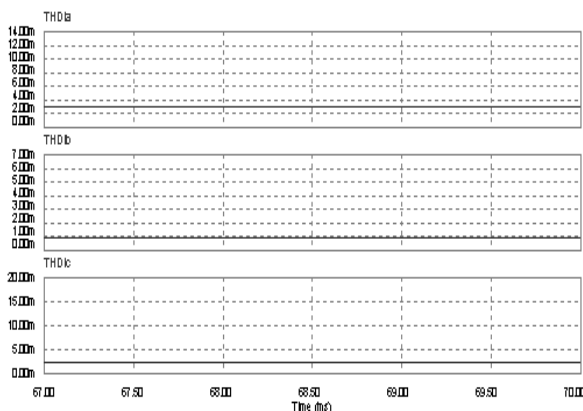
9



Aplicación de la transformada de Fourier a las señales de voltaje.

10

La figura 11, muestra que la distorsión armónica es aproximadamente 0,02 %.



Distorsión armónica de las señales de corriente de cada fase.

11

CONCLUSIONES

1. Se han obtenido corrientes y voltajes con formas de onda trifásicas, sinusoidales con amplitud y frecuencia constantes para distintas cargas: resistiva e inductiva, con baja distorsión armónica (0,01 % a 0,02 %), a partir de un ondulator trifásico controlado con lógica difusa.
2. Se demuestra la posibilidad de implementar el control borroso en una DLL en C.
3. Se valida el uso de la modulación PWM para obtener salidas (voltajes y corrientes) con formas de onda sinusoidales de gran calidad.

REFERENCIAS

1. Rafecas, J.: *Diseño e implementación de un ondulator monofásico de onda completa controlado con lógica Fuzzy*, Universidad Politécnica de Catalunya, 2002.
2. LIN: *Analysis of Fuzzy Inverter Control*, ETEP, Vol. 5, No. 4, july/august, 1995.
3. Beierke, Königbauer and Krause Von Altröck: *Enhanced Control of an Alternating Current Motor Using Fuzzy Logic and a TMS320 Digital Signal Processor*, Texas Instruments, Dallas, USA, 1996.
4. Maussion, Grandpierre and Hacheucher: *On the Way to Real Time Fuzzy Control of a PWM Source Inverter with Nonlinear Loads*. The European Power Electronics Association, 1993.
5. Uddin, M.; S. Radwan and M. Rahman: *Performance of Novel Fuzzy Logic Based Indirect Vector Control for Induction Motor Drive*, 2000.

AUTORES

Agustín Garzón Carbonell

Ingeniero Electricista, Máster en Ciencias en Automática, CEDAI, Santiago de Cuba, Cuba
e-mail: garzon032@yahoo.es

Modesto Angulo Aguilera

Ingeniero Electricista, Doctor en Ciencias Técnicas, Profesor Auxiliar, Facultad de Ingeniería Eléctrica, Universidad de Oriente, Santiago de Cuba, Cuba
e-mail: angulo@ee.fie.uo.edu.cu

Ariel Domínguez Cardosa

Ingeniero Electricista, Profesor Auxiliar, Facultad de Ingeniería Eléctrica, Universidad de Oriente, Santiago de Cuba, Cuba
e-mail: arield@ee.fie.uo.edu.cu