

Diseño y análisis de desempeño de un inversor de voltaje utilizando controladores inteligentes

Juan José Salazar Salvador

Resumen El presente documento describe el desarrollo de controladores inteligentes, para la supresión de armónicos en inversores monofásicos con modulación senoidal por ancho de pulso (SPWM). En la primera fase se diseñó un controlador PI que sirve como modelo de referencia para la obtención de los patrones de entrenamiento de la red neuronal. Posteriormente se diseñó un controlador PD lógico difuso utilizando una base de 25 reglas. Las simulaciones realizadas con el modelo matemático del inversor y utilizando "SimPowerSystems" de MATLAB indican que es posible obtener una onda sinusoidal pura con un mínimo de distorsión armónica total (THD) mediante el uso de los controladores inteligentes propuestos.

Palabras Clave Electrónica de Potencia, inversor de tensión, distorsión armónica, THD, red neuronal, control lógico difuso.

I. INTRODUCCIÓN

Este documento se enfoca en los dispositivos de potencia denominados inversores (convertidores DC/AC), los inversores son ampliamente usados para inyectar corriente a la red, proveniente de generación de energía eléctrica, además de sistemas de alimentación ininterrumpida UPS. Con el empleo de inversores, por ejemplo en granjas eólicas y fotovoltaicas, es posible inyectar la energía eléctrica permitiendo que operen en isla o conectados a la red.

Los inversores no son capaces de proporcionar un voltaje sinusoidal cuando operan bajo condiciones de carga no lineal y generan corrientes armónicas, por lo tanto se requiere controlar la forma de la señal a fin de que tenga la menor distorsión. Las soluciones para este problema se encuentran en plena fase de desarrollo, se sabe que un sistema de control podría corregir dicha distorsión de manera favorable, sin embargo las alternativas tradicionales no entregan resultados eficaces al trabajar con cargas no lineales. Existen diversas alternativas para controlar sistemas no lineales, entre ellas se encuentran: lógica difusa, algoritmos genéticos y redes neuronales.

En control los sistemas inteligentes ofrecen ventajas como: Aprendizaje adaptativo, tolerancia a fallos, operación en tiempo real y fácil inserción en computadores dedicados y controladores. Por estos motivos los controladores inteligentes son una estrategia de control ideal para modelos matemáticos no lineales como es el caso de determinados sistemas de potencia.

II. PRINCIPIO DE FUNCIONAMIENTO INVERSOR MONOFÁSICO PUENTE COMPLETO SPWM

El inversor monofásico propuesto consta de tres etapas que se describen mediante la Fig. 1:

- Generador PWM
- Etapa de potencia

- Filtro

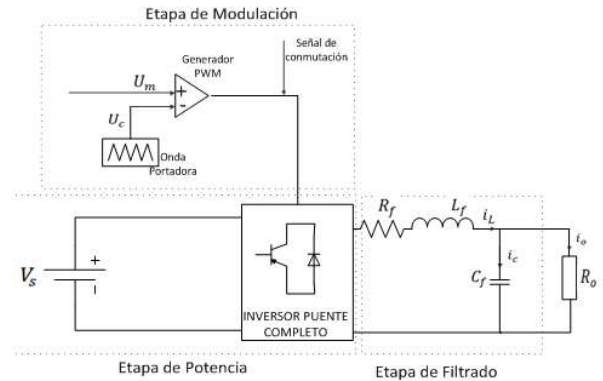


Fig. 1. Convertidor DC/AC Monofásico SPWM de puente completo

A. Generador PWM

El generador PWM es el encargado de entregar la señal de conmutación a los dispositivos semiconductores de potencia. Para este sistema se utilizó una modulación senoidal por ancho de pulso unipolar como se muestra en la Fig. 2. Este tipo de modulación consta de un generador de señal triangular (onda portadora) y un generador de señal de referencia sinusoidal (onda moduladora u onda de referencia). La tensión instantánea de la onda moduladora u_m es comparada con la tensión de la señal portadora u_c y de esta manera se obtiene la señal de conmutación.

El índice de modulación debe ser de un valor lo suficientemente alto para no tener distorsión armónica en frecuencias cercanas a la fundamental, mientras que no podrá tener un valor demasiado elevado para evitar pérdidas en la conmutación de los dispositivos de potencia y reducir el costo computacional, en este caso se utilizó un índice de modulación de 100.

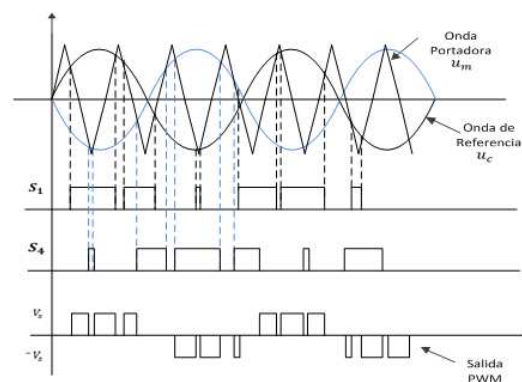


Fig. 2. Formas de onda modulación senoidal por ancho de pulso

La frecuencia fundamental de la onda moduladora debe tener un valor igual al de la salida deseada. En este caso la frecuencia deseada es igual a 60 Hz.

$$m_f = \frac{f_c}{f_m}$$

$$f_c = 60 * 100 = 6000\text{Hz}$$

Por lo tanto la frecuencia de la onda portadora triangular queda establecida en un valor igual a 6000Hz. Otro aspecto a considerar es el índice de modulación en amplitud el cuál debe tener un valor igual o inferior a 1 para asegurar la conmutación de los componentes electrónicos de potencia, la señal moduladora tendrá una amplitud estándar en sistemas de almacenamiento de energía en corriente continua, el cual corresponde a 12 Voltios.

$$m_a = \frac{U_m}{U_c} = 1$$

$$U_c = U_m = 12\text{V}$$

Para generar la onda triangular la pendiente se representa de la forma indicada en la siguiente ecuación:

$$m = \frac{4V}{T}$$

Donde m es la pendiente de la onda triangular y T representa el periodo de la onda el cual es igual a:

$$T = \frac{1}{60} = 0.0001667$$

Por lo tanto las ecuaciones que representan a la onda portadora se indican a continuación:

$$V = \begin{cases} m * t & ; \quad \left(0 < t \leq \frac{T}{4}\right) \\ U_c - m * t & ; \quad \left(\frac{T}{4} < t \leq \frac{3T}{4}\right) \\ -U_c + m * t & ; \quad \left(\frac{3T}{4} < t \leq T\right) \end{cases}$$

Donde U_c es la amplitud de la onda portadora y t representa el tiempo en segundos.

La onda moduladora tiene una forma sinusoidal y puede ser representada mediante la siguiente ecuación:

$$V(t) = 12 \cdot \text{sen}(2\pi \cdot 60 \cdot t)$$

B. Etapa de Potencia

La etapa de potencia consta de los dispositivos semiconductores de conmutación, en este caso se modeló un sistema de conversión DC/AC tipo puente completo como se indica en la Fig. 3, las señales de control de conmutación de los dispositivos son entregadas por el generador PWM. La tensión en cada uno de los brazos del inversor de tensión se representa de las siguientes ecuaciones:

$$V_a = \begin{cases} V_s & (u_m \geq u_c) \\ 0 & (u_m < u_c) \end{cases}$$

$$V_b = \begin{cases} V_s & (-u_m \leq u_c) \\ 0 & (-u_m > u_c) \end{cases}$$

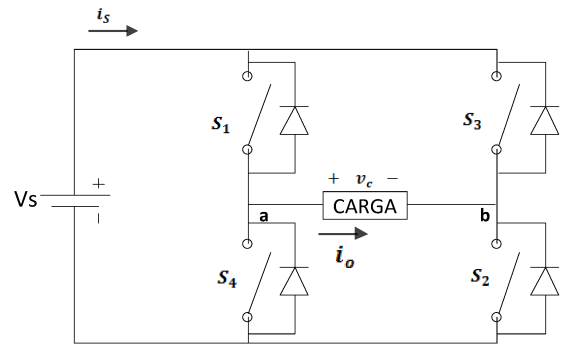


Fig. 3. Etapa de potencia inversor monofásico puente completo

La ecuación que resume el comportamiento del puente completo se presenta a continuación:

$$V_c = (V_a - V_b)$$

C. Filtro

Para reducir la distorsión armónica total es necesario utilizar filtros y de este modo obtener una forma de onda sinusoidal pura. Para este efecto se diseña un filtro LC que elimina las componentes armónicas en frecuencias superiores a la fundamental (60Hz). Es decir que se diseñó un filtro pasa bajos.

Los valores de los componentes resultantes del diseño del filtro son:

$$L_f = 200\mu\text{H}$$

$$C_f = 50\mu\text{F}$$

$$R_f = 0.02\Omega$$

El diagrama del inversor monofásico SPWM modelado en SIMULINK se muestra en la Fig. 4. En la Tabla I se muestran los parámetros del inversor.

TABLA I. PARÁMETROS DEL INVERSOR

| Parámetro | Valor | Unidad |
|-------------------------------|-------|---------------|
| Frecuencia de Conmutación, fs | 6 | KHz |
| Tensión nominal de salida | 48 | V_{pico} |
| Frecuencia nominal de salida | 60 | Hz |
| Inductancia del filtro, Lf | 200 | μH |
| Resistencia del inductor, Rf | 0.02 | Ω |
| Capacitor del filtro, Cf | 50 | μF |

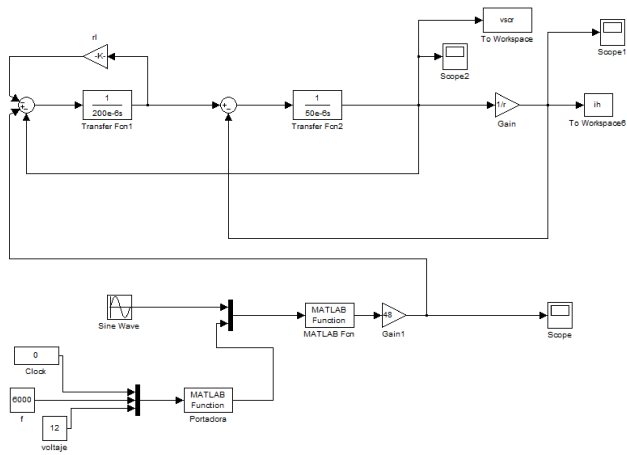


Fig. 4. Modelo inversor SPWM con Filtrado

III. DISEÑO DE CONTROLADORES

A. Controlador PI

Para obtener valores de referencia para la construcción de los controladores inteligentes se diseñó un modelo de referencia utilizando controladores clásicos. Por lo tanto se diseñó el controlador PI representado por el diagrama de bloques de la Fig. 55.

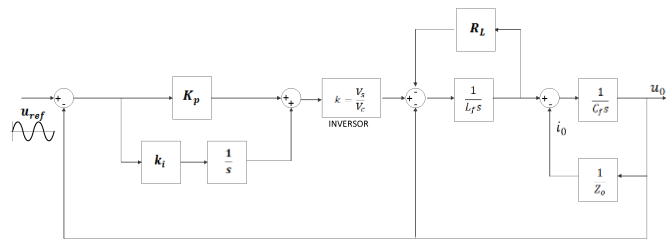


Fig. 5. Diagrama De Bloques Inversor con controlador PI

El controlador PI actúa sobre la onda de referencia u onda moduladora modificando el índice de modulación para compensar las corrientes armónicas que trabajan en los múltiplos de la frecuencia portadora de 6KHz. Los valores de las ganancias del controlador se muestran en la Tabla II.

TABLA II VALORES CONTROLADOR CLÁSICO

| Ganancia | Valor |
|----------|-------|
| k_p | 4560 |
| k_i | 3500 |

En la Fig. 6 se muestra el diagrama de bloques del inversor como modelo matemático utilizando un control de tipo PI.

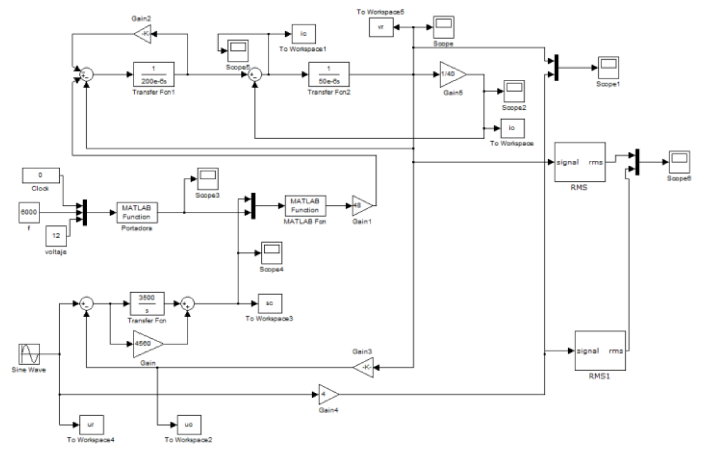


Fig. 6. Diagrama de bloques SIMULINK del controlador PI del inversor PWM

B. Controlador Redes Neuronales

El controlador PI se utilizó como modelo de referencia para el entrenamiento de la red neuronal, es necesario definir las entradas primordiales que permitan un correcto desempeño del controlador basado en RNA, para poder controlar el inversor SPWM. Las entradas utilizadas son las siguientes:

- Corriente de capacitor i_c
- Corriente de carga i_o
- Tensión de salida u_o
- Error entre tensión de salida y tensión de referencia e_o

Mientras que la salida de la red neuronal es la señal de compensación que modificará el índice de modulación en frecuencia m_f y en amplitud m_a , y por lo tanto elimina las componentes armónicas.

La estructura de la red neuronal tendrá la forma que se muestra en el diagrama de la Fig. 7. Para la elección de la arquitectura de la red neuronal se debe considerar que el número de neuronas en la capa oculta debe ser bajo para reducir el costo computacional, pero no se puede sacrificar la eficiencia de la red, por lo cual se propuso una red con una capa de cuatro entradas, una capa oculta con 5 neuronas y una sola neurona de salida.

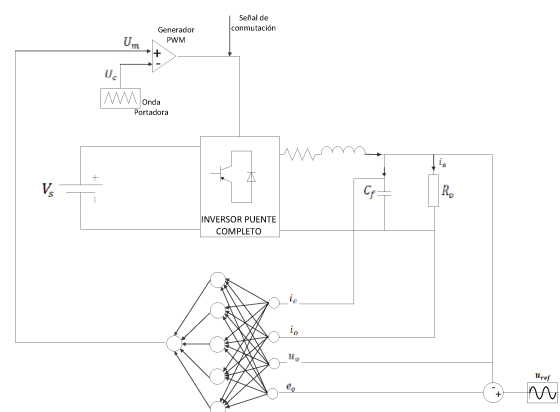


Fig. 7. Diagrama Inversor SPWM controlado mediante RNA

Para el entrenamiento fuera de línea de las RNA se necesitó de una amplia base de datos que contenga las relaciones de entrada y salida. En el caso del inversor propuesto, la base de datos debe incluir los patrones de entrada y salida bajo todas las condiciones de carga posibles. Para la obtención de los patrones se simula el modelo del controlador PI.

La red neuronal que actúa de forma similar al controlador PI se entrena utilizando la herramienta de MATLAB (Neural Network Training)

A continuación se presenta un resumen de los pasos a seguir para el diseño del controlador con redes neuronales artificiales para aplicaciones de inversores.

- 1) Construir el controlador PI simulado como se muestra en la Figura 5.
- 2) Para cada condición de carga, recolectar la salida de tensión, corriente de carga, y corriente de capacitor como entradas de la RNA, y la señal de compensación como la salida deseada de la misma. Estos patrones forman una base de datos para el entrenamiento de la red neuronal artificial
- 3) Seleccionar una estructura de red neuronal que sea simple y además suficiente para el control adecuado del inversor
- 4) Entrenar la red neuronal utilizando herramientas de software (MATLAB con “Neuronal Network Toolbox”)
- 5) Simular el modelo utilizando el bloque de la red neuronal generado. Como se muestra en la Fig. 8.

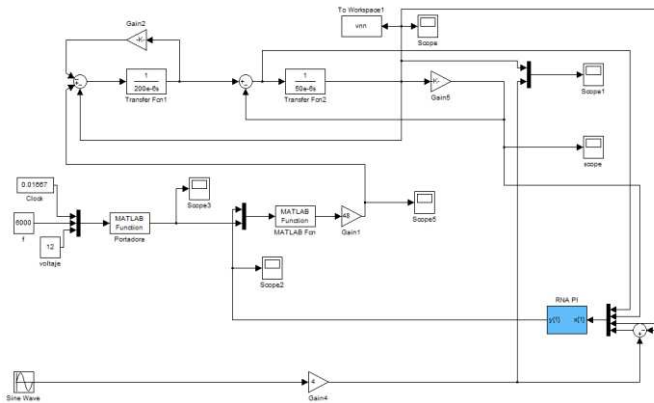


Fig. 8. Modelo matemático SIMULINK del inversor controlado con RNA

C. Controlador Difuso

Para el diseño del controlador difuso se utilizó la herramienta “FIS Editor” de MATLAB donde se diseña el sistema difuso de inferencia considerando las entradas:

- Error (Control Proporcional)
- Cambio de error (Control Derivativo)

Mientras que la salida es la señal compensada que hace las funciones de onda moduladora o señal de referencia. Para conseguir los rangos en que el error y el cambio de error se presentan, se obtuvieron los valores con el sistema sin controlador. El valor de salida del sistema difuso se obtuvo de acuerdo a la variación en la tensión de salida del controlador PI diseñado anteriormente. Al realizar estas acciones se consiguieron los siguientes resultados:

TABLA III. RANGOS DE ERROR Y CAMBIO DE ERROR

| | Error | Δ error | Salida |
|---------------|---------|----------------|--------|
| Mínimo | -0.5097 | -5825 | -200 |
| Máximo | 0.5710 | 5963 | 200 |

La base de reglas se resume en la tabla mostrada a continuación:

TABLA IV. REGLAS DEL SISTEMA DIFUSO

| | | Error | | | | |
|----------------|----|-------|----|----|----|----|
| | | GN | PN | Z | PP | GP |
| Δ error | GN | GN | GN | GN | PN | Z |
| | PN | GN | GN | PN | z | PP |
| | Z | GN | GN | Z | PP | GP |
| | PP | PN | Z | PP | GP | GP |
| | GP | z | PP | GP | GP | GP |

En la Fig. 9 se observa el modelo matemático del inversor con el controlador lógico difuso, como se puede ver no es necesario añadir ganancias proporcional ni derivativa, ni tampoco ganancia a la salida del sistema difuso, ya que el controlador funciona correctamente con los rangos establecidos.

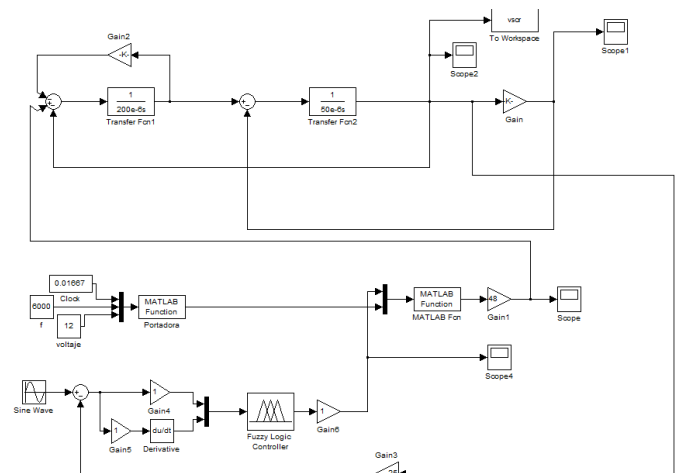


Fig. 9. Inversor modelo Matemático con controlador Difuso

IV. MODELAMIENTO MEDIANTE “SIMPOWERSYSTEMS”

Para el modelamiento del sistema en “SimPowerSystems” se utilizó los datos de un transistor MOSFET de potencia con las características principales enunciadas en la siguiente tabla:

TABLA V. CARACTERÍSTICAS DEL ELEMENTO CONMUTADOR DE POTENCIA

| | |
|------------------|-------|
| $I_D(A)$ | 50 |
| $V_{DS}(V)$ | 50 |
| $P_D(W)$ | 200 |
| $R_{DS}(\Omega)$ | 0.028 |

Para la simulación del puente que actuó como etapa de potencia se utilizó el bloque “Universal Bridge”, en el cual se configura un puente de dos brazos tipo MOSFET con las características anteriormente señaladas en la Tabla V.

El filtro fue diseñado utilizando los bloques RLC de Simulink con los mismos valores indicados en el modelamiento matemático. Mientras que la etapa de comparación de la onda moduladora y la onda portadora se la realizó mediante el bloque “PWM Generator” el mismo que trabaja como amplificadores operacionales que permiten la comparación de ondas, y a la salida se obtienen cuatro señales de conmutación para los cuatro elementos de potencia del puente inversor. En la Fig. 10 se muestra el sistema de potencia completo del inversor SPWM modelado en “SimPowerSystems”.

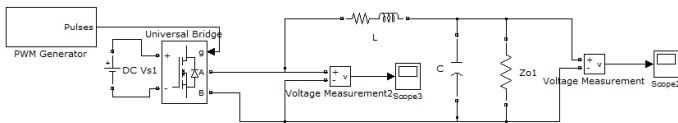


Fig. 10. Inversor de potencia SPWM modelado en “SimPowerSystems”

En las Fig. 11, 12 y 13 se muestran los modelos del inversor con controlador PI, RNA y difuso respectivamente.

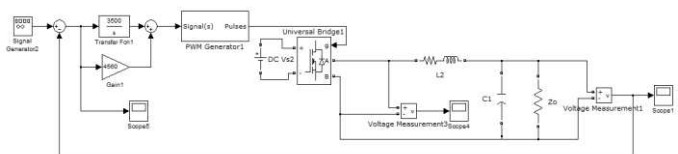


Fig. 11. Modelo de transistor del inversor SPWM con controlador PI

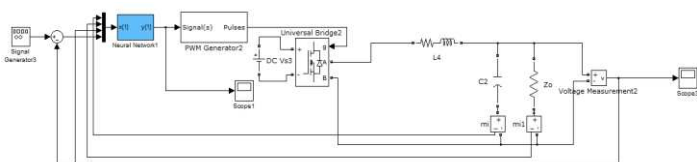


Fig. 12. Modelo de transistor del inversor SPWM con RNA.

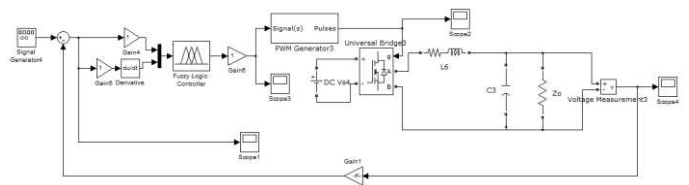


Fig. 13. Modelo de transistor del inversor SPWM con controlador difuso

V. RESULTADOS

Para medir la eficiencia del controlador se obtuvo la THD con cada uno de los controladores diseñados y con varios controladores de carga.

A. Resultados Carga lineal modelo matemático

Utilizando una carga resistiva de 40Ω combinada con varias cargas inductivas y capacitivas se obtuvieron los resultados de THD mostrados en la Tabla VI. En las Fig. 14, 15, 16 y 17 se muestran las formas de onda para carga de 40Ω , sin controlador, con control PI, RNA y difuso.

TABLA VI DISTORSIÓN ARMÓNICA CARGA LINEAL MODELO MATEMÁTICO

| Tipo de Carga | Impedancia | THD% Sin Control | THD %PI | THD % RNA | THD % FLC |
|---------------|----------------------|------------------|---------|-----------|-----------|
| R | 40Ω | 1.59 | 0.11 | 0.08 | 0.08 |
| RL | $40\Omega-0.1mH$ | 1.58 | 0.28 | 0.07 | 0.07 |
| | $40\Omega-1mH$ | 1.42 | 0.25 | 0.10 | 0.09 |
| | $40\Omega-10mH$ | 1.30 | 1.13 | 1.08 | 1.08 |
| RC | $40\Omega-10\mu F$ | 1.43 | 0.21 | 0.10 | 0.09 |
| | $40\Omega-100\mu F$ | 0.96 | 0.33 | 0.11 | 0.10 |
| | $40\Omega-1000\mu F$ | 1.01 | 0.26 | 0.10 | 0.09 |

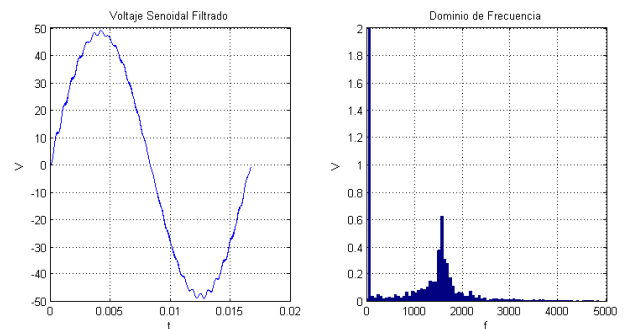


Fig. 14 Forma de onda Tensión de salida sin controlador modelo matemático

TABLA VII. DISTORSIÓN ARMÓNICA CARGA NO LINEAL MODELO MATEMÁTICO

| Tipo de Carga | Impedancia | THD% Sin Control | THD %PI | THD % RNA | THD % FLC |
|---------------|---------------------|------------------|---------|-----------|-----------|
| R | 40 Ω | 4.38 | 0.24 | 0.06 | 0.09 |
| RL | 40 Ω -0.1mH | 4.37 | 0.17 | 0.08 | 0.07 |
| | 40 Ω -1mH | 4.37 | 0.19 | 0.06 | 0.08 |
| | 40 Ω -10mH | 4.51 | 0.17 | 0.06 | 0.08 |
| RC | 40 Ω -10uF | 3.87 | 0.07 | 0.05 | 0.07 |
| | 40 Ω -100uF | 4.77 | 0.09 | 0.07 | 0.09 |
| | 40 Ω -1000uF | 4.85 | 0.10 | 0.07 | 0.08 |

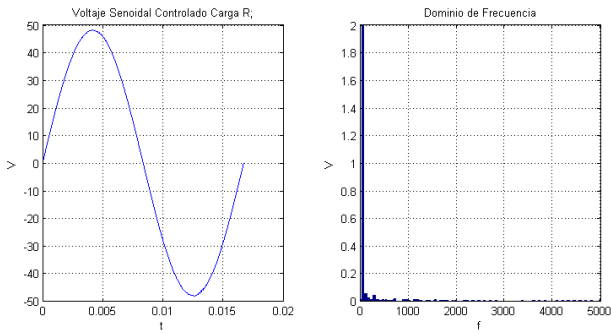


Fig. 15. Forma de onda Tensión de salida controlador PI modelo matemático

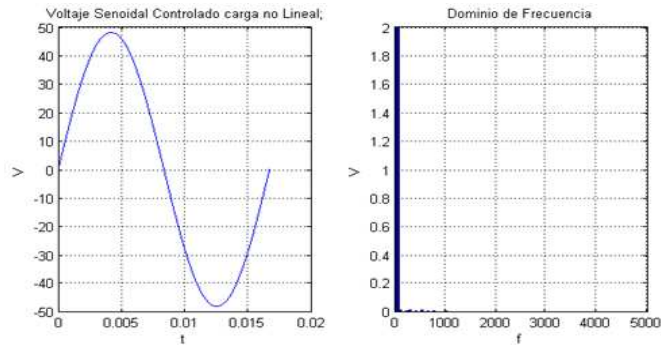


Fig. 16. Forma de onda Tensión de salida controlador RNA modelo matemático

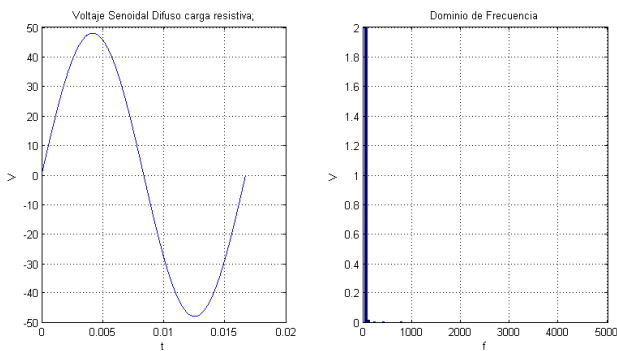


Fig. 17. Forma de onda Tensión de salida controlador difuso modelo matemático

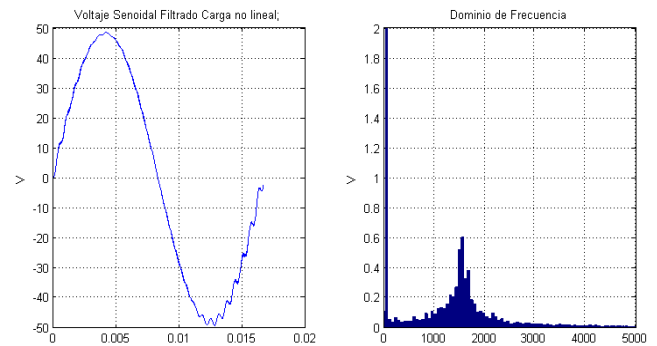


Fig. 18. Forma de onda Tensión de salida sin controlador carga no lineal modelo matemático

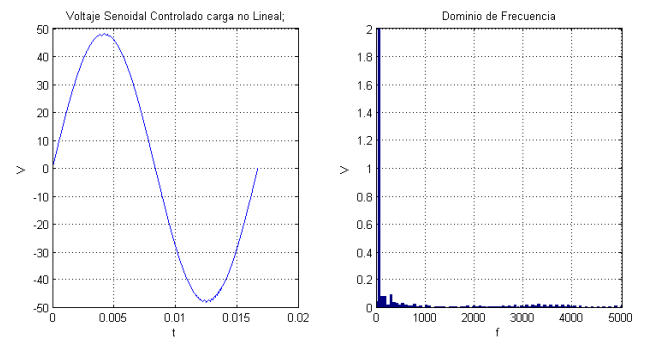


Fig. 19. Forma de onda Tensión de salida controlador PI carga no lineal modelo matemático

B. Resultados carga no lineal modelo matemático

Para medir la distorsión armónica bajo condiciones de carga no lineal se utilizó un puente rectificador conectado a diferentes cargas R, RL y RC. En la Tabla VII se muestra el resumen de THD analizado con varios valores de carga. En las Fig. 18, 19, 20 y 21 se muestran las formas de onda para carga de no lineales con impedancia de 40 Ω , sin controlador, con control PI, RNA y difuso.

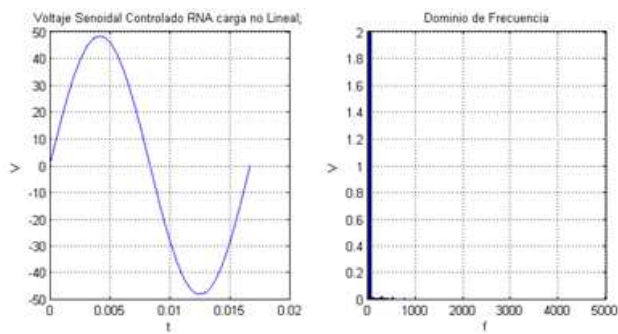


Fig. 20. Forma de onda Tensión de salida controlador RNA carga no lineal modelo matemático

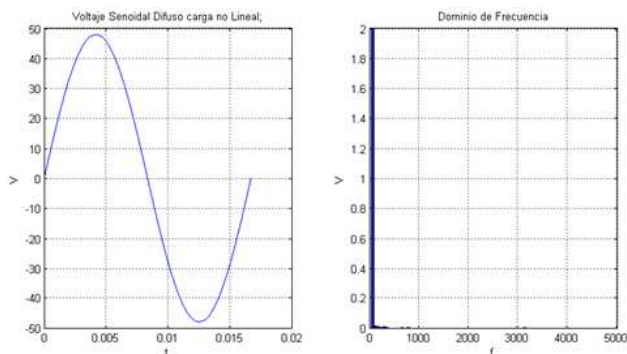


Fig. 21. Forma de onda Tensión de salida controlador RNA carga no lineal modelo matemático

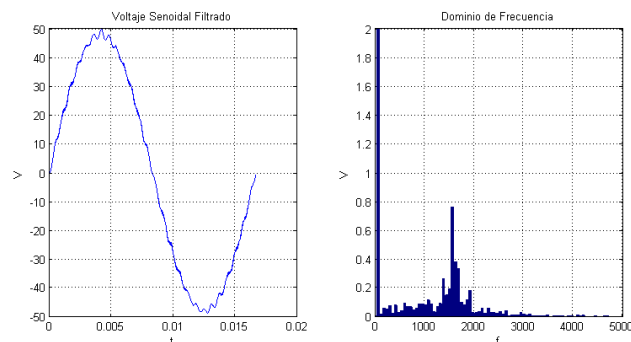


Fig. 22. Forma de onda Tensión de salida sin controlador carga lineal modelo "SimPowerSystems"

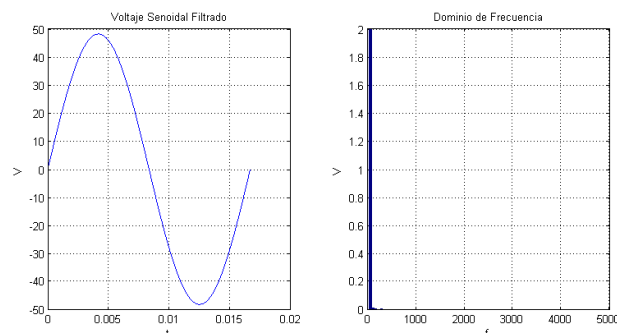


Fig. 23. Forma de onda Tensión de salida controlador PI carga lineal modelo "SimPowerSystems"

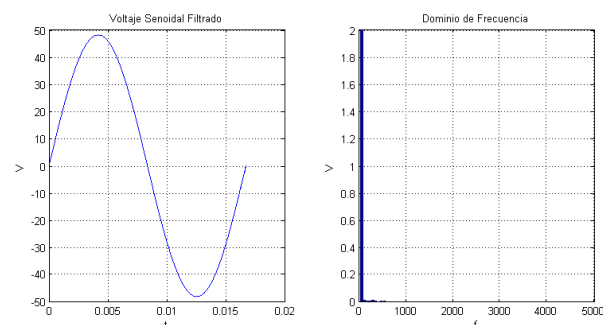


Fig. 24. Forma de onda Tensión de salida controlador RNA carga lineal modelo "SimPowerSystems"

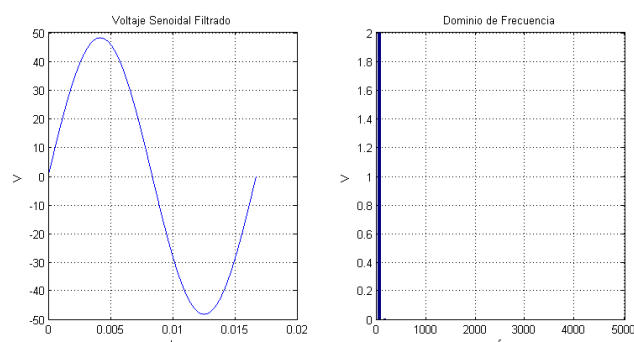


Fig. 25. Forma de onda Tensión de salida controlador difuso carga lineal modelo "SimPowerSystems"

C. Resultados carga lineal modelo "SimPowerSystems"

Con el modelo de "SimPowerSystems" con carga lineal se realizaron las pruebas utilizando una carga resistiva de 40Ω combinada con varias cargas inductivas y capacitivas se obtuvieron los resultados de THD mostrados en la Tabla VIII. En las Fig. 22, 23, 24 y 25 se muestran las formas de onda para carga de 40Ω , sin controlador, con control PI, RNA y difuso.

TABLA VIII. DISTORSIÓN ARMÓNICA CARGA LINEAL MODELO "SIMPOWERSYSTEMS"

| Tipo de Carga | Impedancia | THD% Sin Control | THD% PI | THD% RNA | THD% FLC |
|---------------|----------------------------|------------------|---------|----------|----------|
| R | 40Ω | 1.27 | 0.06 | 0.13 | 0.05 |
| RL | $40\Omega-0.1\text{mH}$ | 1.27 | 0.06 | 0.07 | 0.05 |
| | $40\Omega-1\text{mH}$ | 1.28 | 0.07 | 0.29 | 0.05 |
| | $40\Omega-10\text{mH}$ | 1.61 | 0.07 | 0.08 | 0.05 |
| RC | $40\Omega-10\mu\text{F}$ | 1.30 | 0.06 | 0.06 | 0.07 |
| | $40\Omega-100\mu\text{F}$ | 1.27 | 0.06 | 0.07 | 0.07 |
| | $40\Omega-1000\mu\text{F}$ | 1.27 | 0.06 | 0.07 | 0.07 |

D. Resultados carga no lineal modelo “SimPowerSystems”

Con el modelo de “SimPowerSystems” con no carga lineal, es decir un puente rectificador, se realizaron las pruebas utilizando una carga resistiva de 40Ω combinada con varias cargas inductivas y capacitivas se obtuvieron los resultados de THD mostrados en la Tabla VIII. En las Fig. 26, 27, 28 y 29 se muestran las formas de onda para carga de 40 Ω, sin controlador, con control PI, RNA y difuso.

Tabla IX. DISTORSIÓN ARMÓNICA CARGA NO LINEAL MODELO “SIMPOWERSYSTEMS”

| Tipo de Carga | Impedancia | THD % Sin Control | THD % PI | THD % RNA | THD % FLC |
|---------------|-------------|-------------------|----------|-----------|-----------|
| R | 40 Ω | 24.22 | 2.04 | 1.11 | 0.30 |
| RL | 40 Ω-0.1mH | 24.22 | 1.95 | 1.14 | 0.30 |
| | 40 Ω-1mH | 24.22 | 1.94 | 1.14 | 0.30 |
| | 40 Ω-10mH | 24.23 | 1.65 | 1.15 | 0.30 |
| RC | 40 Ω-10uF | 24.50 | 1.78 | 1.04 | 0.06 |
| | 40 Ω-100uF | 24.35 | 1.74 | 1.02 | 0.27 |
| | 40 Ω-1000uF | 24.24 | 1.69 | 1.05 | 0.30 |

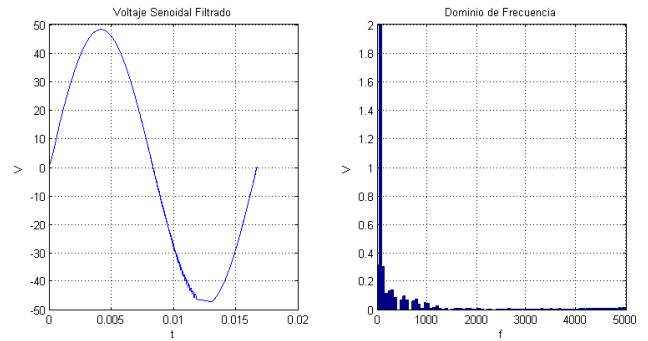


Fig. 28. Forma de onda Tensión de salida controlador RNA carga no lineal modelo “SimPowerSystems”

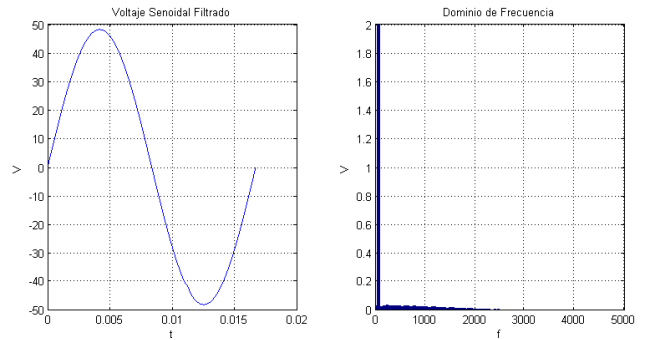


Fig. 29. Forma de onda Tensión de salida controlador Difuso carga no lineal modelo “SimPowerSystems”

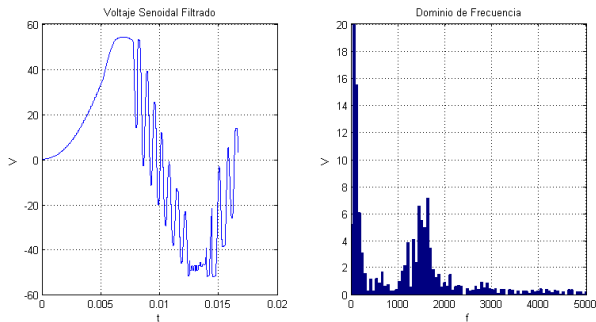


Fig. 26. Forma de onda Tensión de salida sin controlador carga no lineal modelo “SimPowerSystems”

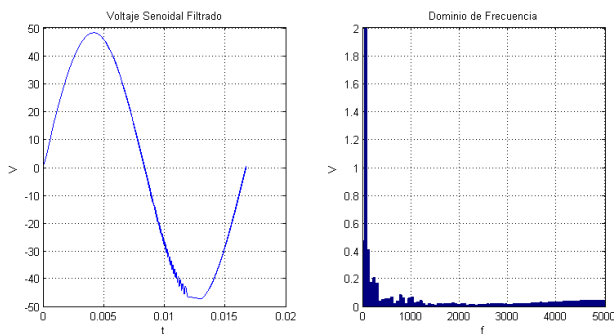


Fig. 27. Forma de onda Tensión de salida controlador PI carga no lineal modelo “SimPowerSystems”

VI. CONCLUSIÓN

En el presente documento se presentó alternativas de control inteligente para obtener una tensión de salida con baja distorsión armónica total para un inversor monofásico con modulación senoidal por ancho de pulso (SPWM). Los controladores propuestos se basan en redes neuronales artificiales y control difuso. Los controladores fueron diseñados utilizando el modelo matemático del inversor, además se comprobó su funcionamiento utilizando el modelo de transistor mosfet utilizando “SimPowerSystems” de MATLAB. El comportamiento de cada uno de los controladores fue medido utilizando cargas lineales y un puente rectificador que trabajó como carga no lineal.

Los controladores inteligentes mostraron un mejor desempeño que el controlador clásico en líneas generales, especialmente al actuar bajo condiciones de carga no lineal, el controlador neuronal es capaz de trabajar con cargas para las cuáles no fue entrenado además de reducir la THD, mientras que el control difuso disminuye a casi cero el valor de distorsión armónica total.

El uso de controladores inteligentes para la regulación de armónicos nos permite tener un equipo altamente robusto y que prevenga los efectos instantáneos y a largo plazo, que generan la distorsión armónica.

Los controladores inteligentes al suprimir la mayoría de corrientes armónicas son capaces de prevenir falsas conmutaciones de dispositivos de potencia, además son

capaces de eliminar fenómenos como vibración y calentamiento de equipos principalmente electromagnéticos, además de evitar inconvenientes con los sistemas de protección.

La eficiencia mostrada por los controladores inteligentes podría permitir reducir el tamaño de los sistemas de potencia al eliminar pérdidas por calor, además de ser sistemas ideales ante el uso de cargas no lineales tales como fuentes conmutadas. Con el avance de los procesadores modernos los controladores inteligentes pueden ser implementados de manera económica por lo cual presentan una alternativa muy eficiente para el control de sistemas de potencia.

REFERENCIAS

- [1] RASHID, Muhammad, Electrónica de Potencia Circuitos Dispositivos y aplicaciones, Tercera edición, Prentice Hall, México, 2004.
- [2] HART, Daniel, Electrónica de Potencia, Primera Edición, Prentice Hall, Madrid, 2001.
- [3] [http://tec.upc.es/el/TEMA-5%20EP%20\(v1\).pdf](http://tec.upc.es/el/TEMA-5%20EP%20(v1).pdf), Convertidores u onduladores.
- [4] http://catarina.udlap.mx/u_dl_a/tales/documentos/meie/fernandez_n_jm/capitulo1.pdf, Introducción a los controladores CD-AC.
- [5] MOHAN, UNDELAND, ROBBINS, Ned, Tore, William, Power Electronics Converters applications and design, Segunda Edición, John Wiley, Nueva York, 2002.
- [6] DÍAZ, Juan, Inversores PWM, Oviedo-España, 1998.
- [7] BHOOPAL, MADHAV, Neural and Neuro-Fuzzy Controllers for UPS Inverter Applications, International Journal of Recent Trends in Engineering, Volumen 2, Nro: 8, Noviembre 2009.
- [8] SHAHGHOULIAN, FAIZ, JABBARI, Ghazanfar, Jawad, Masoud, Voltage Control Techniques in Uninterruptible Power Supply Inverters International Review of Electrical Engineering (I.R.E.E.), Vol. 6, N. 4, Julio-Agosto 2011.
- [9] XIAO SUN, Martin, Analogue Implementation of a Neural Network, Controller for UPS Inverter Applications, IEEE transactions on power electronics, vol. 17, no. 3, mayo 2002.
- [10] DJAFFAR, WIRA, MERCKLE, Abdeslam, Patrice, Jean, Artificial Neural Networks to Control an Inverter in a Harmonic Distortion Compensation Scheme, International Symposium on Industrial Electronics (ISIE 2008), Cambridge, Inglaterra, 2008.
- [11] HUDSON, HAGAN, DEMUTH, Mark, Martin, Howard Neural Network Toolbox User's Guide, The MathWorks Inc, 2010.