# **Modelado de un inversor monofásico y desarrollo de sus controladores para aplicaciones en microrredes.**

# **Modeling of a single-phase inverter and controllers development for microgrid applications.**

José Luis Mata1, Rubén Ortega2, Víctor H. García2

1Instituto Politécnico Nacional – Escuela Superior de Ingeniería Mecánica y Eléctrica, México, e-mail: jmataledesma@outlook.com, México, 2Instituto Politécnico Nacional-Escuela Superior de Cómputo, México, e-mail: [rortegag@ipn.mx](mailto:rortegag@ipn.mx)

RESUMEN

En este trabajo se presenta el modelado de un inversor y el diseño de controladores para su operación dentro de una microrred. Se considera una microrred como un sistema capaz de gestionar la energía proveniente de una fuente renovable como la solar o la eólica con la finalidad de que esta energía se pueda suministra directamente a la red eléctrica (operación conectado a red) o a una carga local (operación desconectado de la red). Particularmente, en este trabajo se modela y desarrollan los controladores para operación de un inversor desconectado de la red. Con esta perspectiva se modela el inversor en el espacio de estados en valor promedio y se diseña un controlador bajo la técnica de modos deslizantes (SMC). El objetivo de esté controlador es mantener la forma de onda, amplitud y frecuencia de la señal de tensión que habrá de entregarse a la carga local; pudiendo ser esta lineal o no lineal. Es decir, mantener la distorsión armónica total de la señal de tensión (THDv) por debajo del 5% que se recomienda con forme a la normativa IEEE, establecida para este tipo de aplicaciones.

Palabras clave: Modelo; inversor; controlador; modos deslizantes; microrred.

**ABSTRACT**

This paper presents the inverter model and the controller design for its operation within a microgrid. A microgrid is considered as a system capable of managing the energy obtained from a renewable source such as: solar or wind, in order that this energy can be supplied directly to the grid (grid-connected operation) or to a local load (grid-disconnected operation). Particularly, in this work the model is obtained and develop the controllers for the grid-disconnected inverter operation. With this perspective, the inverter is modeled in the states space in average value and as a contribution, a controller is designed under the technique of sliding modes (SMC). The objective of this controller is to maintain the waveform, amplitude and frequency of the voltage signal to be delivered to the local load; this being linear or non-linear. That is, maintain the total harmonic distortion of the voltage signal (THDv) below 5% that is recommended in accordance with the IEEE standard, established for this type of applications.

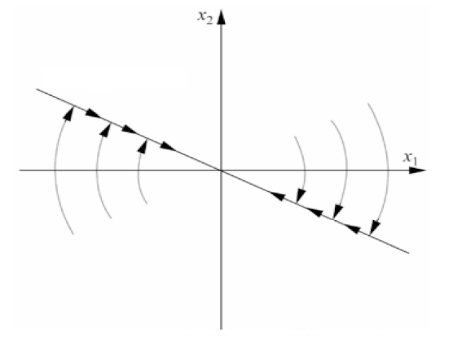
Keywords: Model; Inverter; controller; sliding modes; microgrid..

1. Introducción

El control en modos deslizante (SMC) aplicado a sistemas de estructura variable (VSC) surgió en la década de 1950 en la antigua Unión Soviética por Emelyanov y otros investigadores. Durante las últimas décadas se ha desarrollado en sistemas no lineales, multi entrada-salida, sistemas discretos y en aplicaciones de electrónica de potencia.

Las características más importantes son: es completamente insensible a la incertidumbre a los parámetros de la planta y las perturbaciones externas lo cual ocurre durante el modo de deslizamiento, una vez que ha alcanzado este modo el orden de la dinámica se reduce en un grado y las características de la superficie de deslizamiento se imponen al sistema [1].

De acuerdo a Sira Ramírez [2] una superficie en el espacio de estado de un sistema dinámico representa una relación entre las variables de estado que describen el comportamiento del sistema. Si este es forzado a evolucionar sobre esta superficie, las relaciones estáticas de la dinámica resultante quedan determinadas por los parámetros y ecuaciones que definen la superficie. Por otra parte, las acciones de control deben ser las apropiadas para que las trayectorias del sistema se dirijan hacia la superficie, al ocurrir esto se dice que el sistema se encuentra en régimen deslizante y la superficie se denomina superficie de deslizamiento. El diseño de esta estrategia de control se realiza en dos pasos; inicialmente, se escoge una superficie de conmutación que provea asintóticamente la dinámica deseada en régimen deslizante y posteriormente se diseña el circuito de control para lograrla [3]. La Figura 1 muestra una superficie de deslizamiento característica.



**Figura 1.-** Superficie de deslizamiento.

El SMC es particularmente apropiado para sistemas electrónicos de potencia debido a su naturaleza intrínsecamente discontinua; en el proceso de diseño de SMC se obtiene una expresión que se aplica a las posiciones en los interruptores de los convertidores de potencia, en el caso ideal esto ocurriría a una frecuencia infinita, lo cual es imposible de lograrlo, sin embargo al elevar la frecuencia de conmutación al máximo podríamos obtener la mejor aproximación de un modo deslizante ideal, sin embargo debido a las características de los interruptores actuales se debe imponer un límite superior a la frecuencia de conmutación, en muchas aplicaciones el tener una frecuencia de conmutación constante es lo más empleado [4]. Al emplear una frecuencia constante la solución se basa en la relación entre el SMC y el control promedio, esta relación surge del significado físico del control equivalente asociado con un SMC [5].

1. Relación de los controladores por modos deslizantes y los controladores promedio en electrónica de potencia

Un modelo para convertidores de potencia se puede escribir:

|  |  |
| --- | --- |
|  | (**1**) |
|  |  |

Donde es el vector de estado del sistema, *f(x)* y *g(x)* son campos de vectores continuos y el cual es la posicion del interruptor lo que hace al sistema discontinuo, el proceso de diseño para un SMC es proporcionar un controlador que determina la posición del interruptor [4] [6]. Esto se puede expresar:

(**2**)

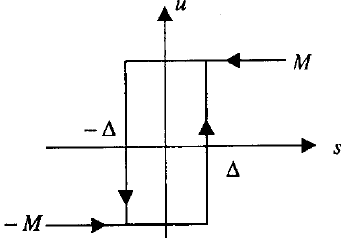
Donde ***S*** es una función escalar, se observa que el control es discontinuo, si el controlador por modos deslizantes trabaja correctamente en algún momento la trayectoria del sistema envolverá la superficie ***S=0***; cuando esto sucede la trayectoria del sistema esta descrita por:

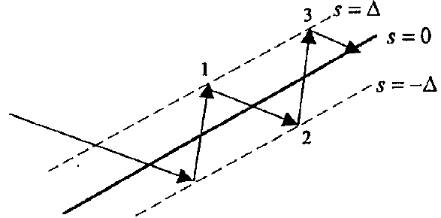
|  |  |
| --- | --- |
|  | (**3**) |
|  |  |

Donde ***ueq*** se denomina control equivalente y es la solución para ***u*** de la ecuación . La dinámica descrita será valida solo en el caso de una frecuencia de conmutación infinita, para el caso más práctico de tener un límite superior para la frecuencia de conmutación, la trayectoria del sistema no envuelve a la superficie, pero la mantiene dentro de una capa que la rodea. En este caso esto se puede escribir de la forma:

|  |  |
| --- | --- |
|  | (**4**) |

Donde es el promedio de ***x.*** El controlador no puede ser implementado directamente debido a que la frecuencia de operación estaría variando libremente y solo estría limitada por las consideraciones físicas del dispositivo de conmutación. Para obtener un buen rendimiento, y proteger al dispositivo se deben tener en cuenta, las consideraciones prácticas y asegurar un límite superior a la frecuencia de conmutación. Para lograr esto, se puede usar una banda de histéresis en lugar de la función ***S***, para lo cual, los interruptores deben estar en modo (encendido-apagado) para una constante de tiempo y modular el tiempo (encendido-apagado) la banda de histéresis y la constante de tiempo de encendido solo pueden llevar a una frecuencia de conmutación constante en estado estacionario. La Figura 2, muestra una banda de histéresis y las oscilaciones en la vecindad deslizante.





**Figura 2.-** (a) Banda de Histéresis (b) Oscilaciones en la vecindad deslizante.

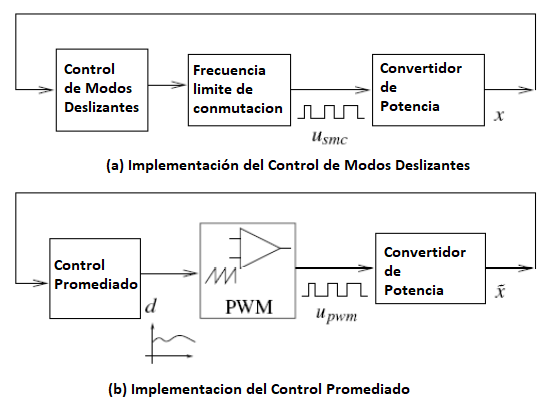
Por otra parte, el control promedio está basado en el modelo expresado en (5):

|  |  |
| --- | --- |
|  | (**5**) |

Donde es el vector de estado del sistema promedio, que consiste en el promedio de la corriente del inductor y del voltaje del capacitor, ***f*** y ***g*** son campos de vectores continuos y es el ciclo de trabajo. El proceso de diseño del controlador produce una expresión para el ciclo de trabajo (6).

|  |  |
| --- | --- |
|  | (**6**) |

Esta señal se obtiene a través de un PWM que permite realizar el proceso de conmutación del convertidor. Se prueba que ***ueq*** es el promedio de ***u***. De ahí el rendimiento de un controlador por modos deslizantes ***u*** debe ser como el rendimiento de un controlador promedio ***d*** siempre que ***ueq*** = ***d*** [7]. Es posible diseñar un controlador por modos deslizantes e interpretarlo con un PWM a partir de conseguir una frecuencia de conmutación constante, por medio de equivalencias entre ***ueq*** y ***d***. se puede asegurar que . La Figura 3 muestra la relación que existe entre un control de modos deslizantes y un control ´promediado.



**Figura 3.-** Relación entre el control SMC y Promediado. Si ***d*** = ***ueq*** entonces ***usmc*** y ***upwm*** son similares.

1. SMC de estructura integrada

Esta estructura es empleada para superar algunos de los problemas que puede tener la estructura en cascada, como su implementación física, y las dinámicas no modeladas que se presentan en el control de corriente, se propone a partir del principio de control de modo deslizante en el cual se puede seguir una trayectoria de un voltaje de referencia dado, en el cual el control de corriente de cierta manera está implícito. Las ventajas de emplear una estructura integrada son una rápida dinámica de respuesta y una alta robustez con respecto a las perturbaciones [1]. Para aplicar este tipo de control el sistema deberá estar descrito de la forma (7):

(**7**)

A continuación, se selecciona una superficie deslizante de la forma (8):

(**8**)

De tal forma que garantice la convergencia en tiempo finito el control deslizante asociado es (9):

(**9**)

El cual debe satisfacer las condiciones de existencia del control de modos deslizantes (10):

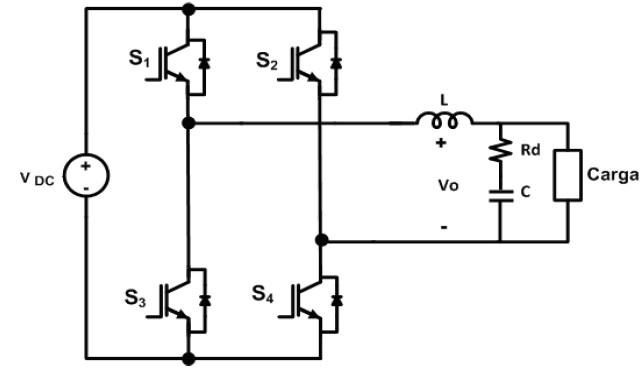
(**10**)

Para que exista un modo deslizante en la superficie de deslizamiento seleccionada, debemos garantizar (11):

(**11**)

Donde la superficie deslizante es independiente de los parámetros ***,, b*** y los disturbios en ***f(t)***.

1. Modelo matemático de un inversor empleando variables de estado

****

**Figura 4.-** Inversor monofásico con circuito LC

El voltaje de salida nuestro inversor se puede expresar como en (12):

(12)

Donde ***Vout***, ***VDC***, ***m***, ***f0***, representan el voltaje de salida, el voltaje de entrada, el índice de modulación y la frecuencia de salida [8], asumiendo que se consideran elementos ideales, podemos representar en variables de estado por (13).

|  |  |
| --- | --- |
|  | (13) |

Para implementar el SMC como una estructura integrada es conveniente emplear una descripción del sistema que involucre una señal de error [1], esto puede ser (14):

|  |  |
| --- | --- |
|  | (14) |

Donde tenemos que ***Vref*** es el voltaje de referencia para nuestro inversor, el voltaje de salida es forzado a ser igual al voltaje de referencia con el control deslizante apropiado [9]. Considerando ahora ***x1 = e*** y ***x2 =*** como variables de estado, podemos representar matricialmente Po (15).

(**15**)

De la teoría del SMC [10] [11] podemos definir una ley de control discreto en el cual los estados del sistema ***X*** puede seguir un valor deseado ***Xd.***, podemos definir una función escalar ***S(X)*** comola superficie deslizante por (16):

|  |  |
| --- | --- |
|  | (**16**) |

Donde ***n*** es el orden del sistema y es una constante estrictamente positiva, de acuerdo al teorema de estabilidad de Lyapunov para garantizar la estabilidad del sistema se debe satisfacer la desigualdad (17):

|  |  |
| --- | --- |
|  | (**17**) |

Esto significa que:

(**18**)

Si se cumplen las condiciones anteriores, denominadas condiciones de deslizamiento con cualquier condición inicial, la ley de control discontinua hace que la trayectoria del estado alcance la superficie deslizante en un tiempo finito y luego se deslice a lo largo de la superficie hacia ***Xd*** de forma exponencial. En el modo deslizante la dinámica del sistema está representado por de tal forma que resolviendo esta expresión para los voltajes de entrada de control se obtiene la expresión llamada control equivalente***.*** De acuerdo a lo anterior podemos diseñar nuestra superficie deslizante como en(19):

(**19**)

Calculando el control equivalente de para cuando , obtenemos (20):

|  |  |
| --- | --- |
|  | (20) |

Del sistema descrito en (**15**) podemos obtener (21):

(**21**)

Sustituyendo en (**15**) obtenemos:

(22)

Despejando el control equivalente ***ueq*** obtenemos (23).

(**23**)

Podemos reescribir el control equivalente como (24):

(**24**)

Con , de esta última expresión podemos hacer la consideración relativa respecto a que son los disturbios dentro del sistema para nuestro sistema en cuestión, estos se consideraran despreciables relativos en la superficie deslizante. De tal forma que el control equivalente mínimo para que el control de modos deslizantes pueda operar se obtiene de la expresión (**25**)

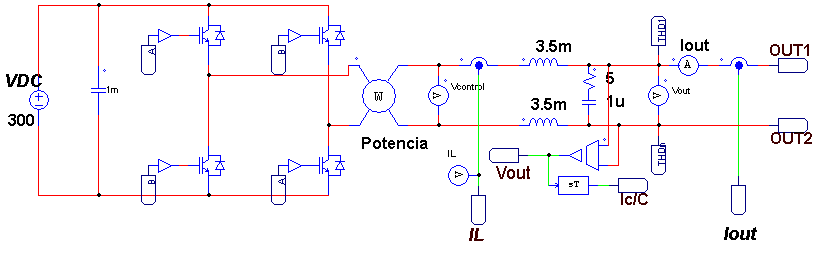
(**25**)

Se debe seleccionar un valor delo suficientemente grande, para que cumpla con la condición y tener una respuesta transitoria rápida, pero si este valor es muy grande el movimiento deslizante sobre la superficie de conmutación se puede perder debido a los límites de ***S(X)*** [12]. Por lo que el control deslizante que se debe aplicar a nuestro inversor es (26):

(**26**)

1. Resultados de simulaciones.

Para la realización de las simulaciones se implementó en PSIMTM, el circuito de la Figura 8.

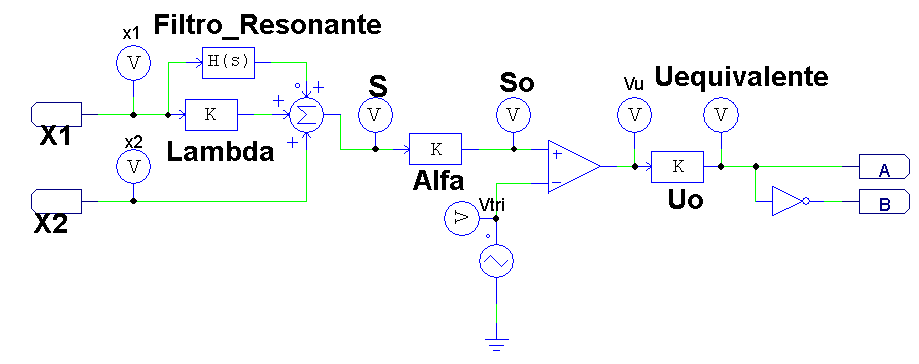


**Figura 8.-** Esquemático del inversor monofásico**.**

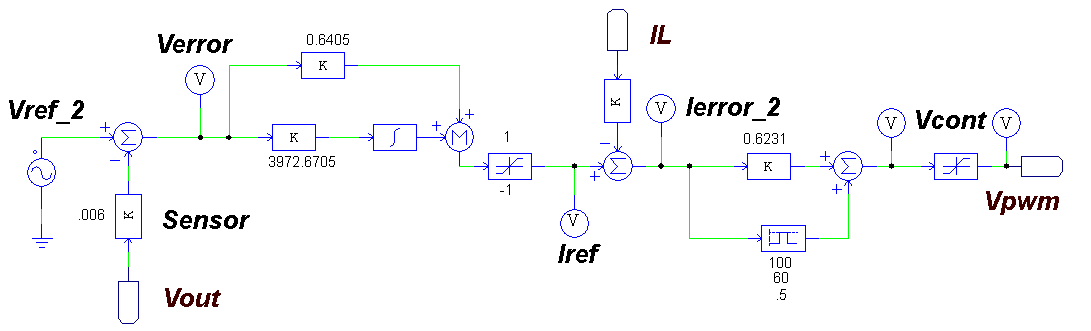
Los parámetros del inversor son los que se muestran en la Tabla 1.

**Tabla 1**. Parámetros del inversor (SMC)

|  |  |
| --- | --- |
| *Parámetros* | *Valor* |
| *Potencia nominal del inversor (P)* | *350 W* |
| *Tensión de la DC\_LINK (VDC)* | *300 [V]* |
| *Tensión de salida del inversor (VO)* | *127[V]rms* |
| *Frecuencia de salida del inversor (fg)* | *60 Hz* |
| *Inductancia del inversor (L)* | *7 [mH]* |
| *Condensador de salida del inversor(C)* | *1 [uF]* |
| *Resistencia de damping (Rd)* | *5 Ω* |
| *Frecuencia de conmutación del inversor (fsi)* | *20 [kHz]* |
| *Voltaje pico de la señal moduladora* | *1.5 [V]* |
| *Resistencia de carga (RCARGA)* | *43 [Ω]* |
|  |  |
|  | *150,000* |



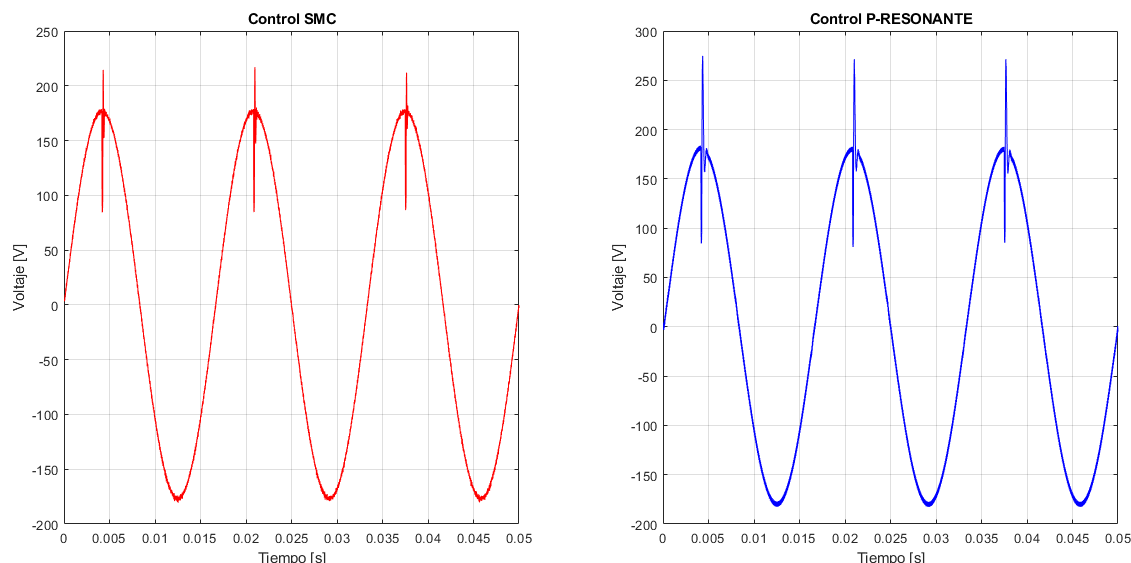
**Figura 9.-** Diseño del controlador (SMC)**.**



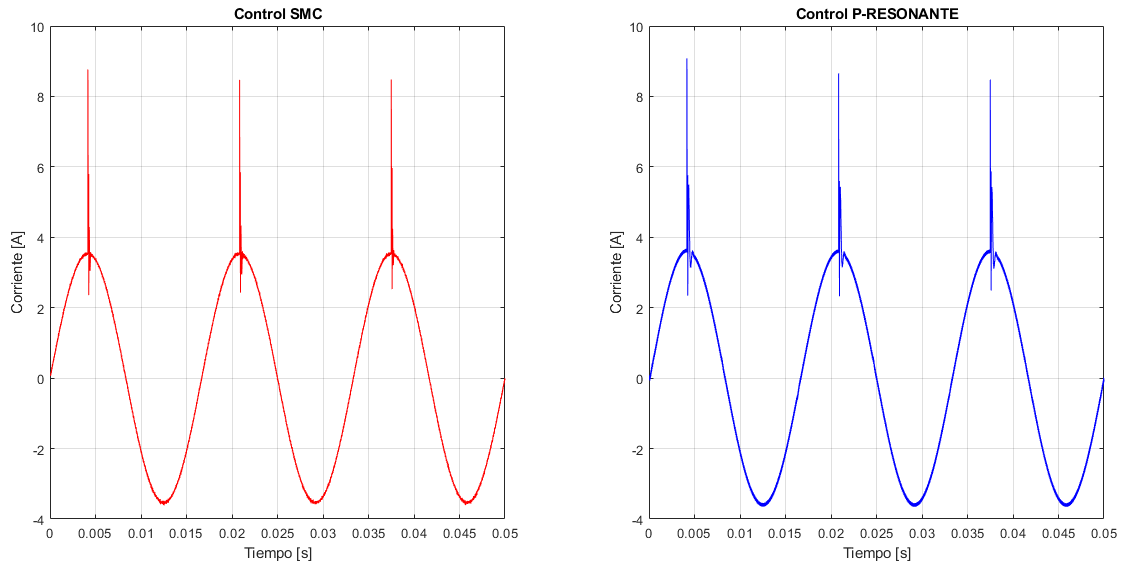
**Figura 10.-** Diseño del controlador (P-Resonante)**.**

Los controladores se diseñan, empleando una estructura (SMC) con una superficie deslizante de 1er orden y el otro una estructura P+Resonante para el lazo de corriente, utilizando para ello los parámetros del inversor. Se realizan las simulaciones con la implementación de ambos controles para:

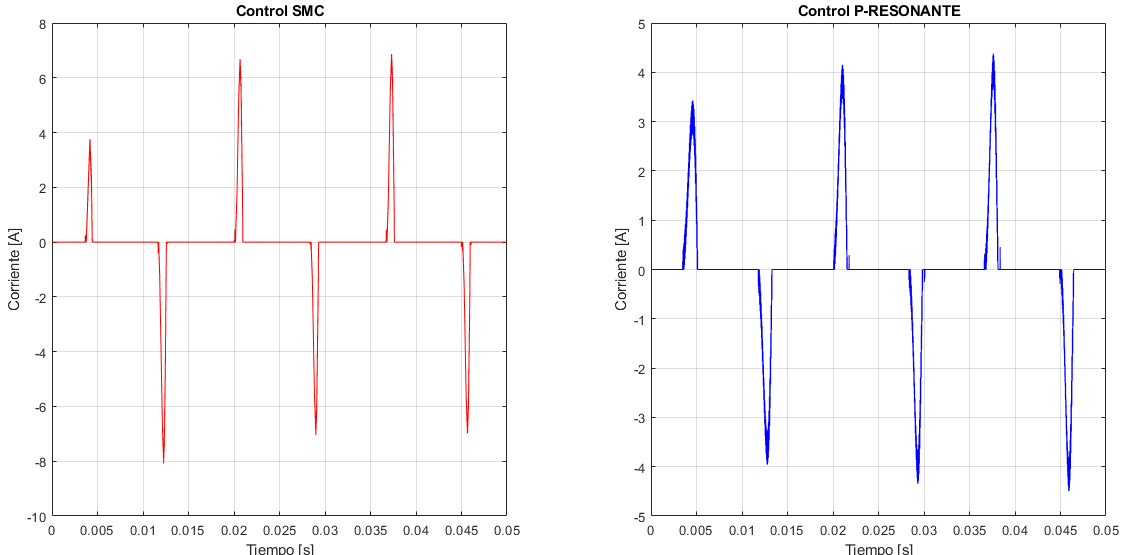
* Medición del THD para los diferentes valores, en la carga de prueba.
* Medición de voltajes pico y de formas de onda ante perturbaciones de poca duración.
* Mediciones de corriente con cargas RC Y RL.
* Análisis de forma de onda ante una carga no lineal, forma de onda y respuesta en corriente y voltaje.



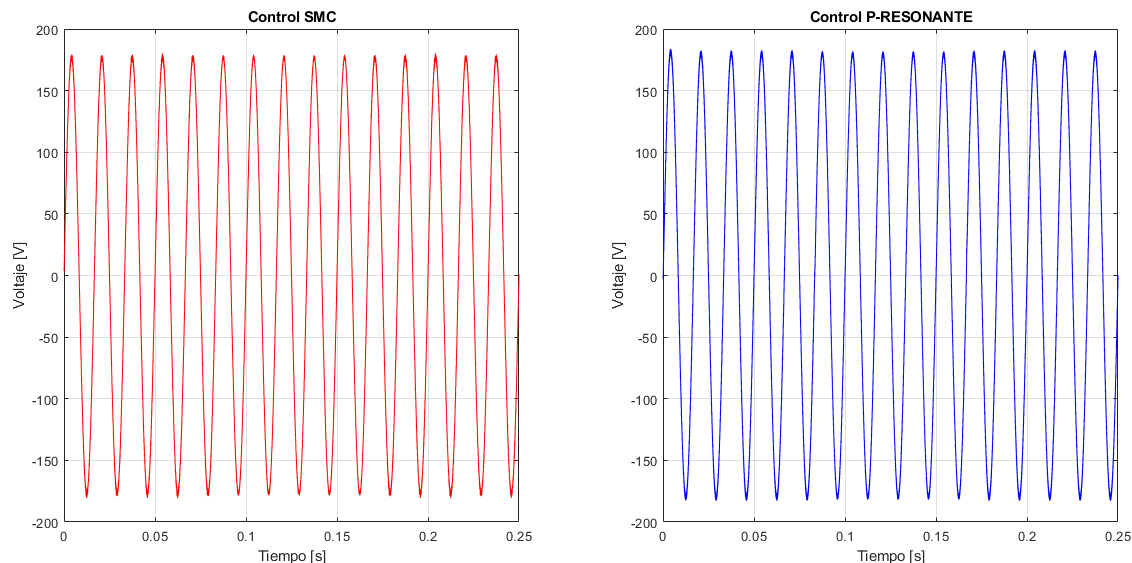
**Figura 11.-** Voltajes de salida con diferentes controladores para una perturbación de 50 [us] en la carga.



**Figura 12.-**Corrientes de salida con diferentes controladores para una perturbación de 50 [us] en la carga.



**Figura 13.-** Corrientes para una carga no lineal (rectificador puente) con R = 470 [Ω] y C = 270 [uF]**.**



**Figura 14.-** Voltajes para cuando hay una demanda de corriente 3 veces mayor a la original**.**

1. **CONCLUSIONES**

En este trabajo se presenta el modelado y diseño de controladores para operación en modo isla de un inversor monofásico, el modelo del inversor se obtuvo empleando variables de estado, mientras que se diseñaron dos controladores para los lazos de corriente y tensión del inversor. Particularmente, se diseñó un controlador resonante para el lazo de corriente y un controlador PI y un controlador SMC con una superficie deslizante de primer orden, ambos para el lazo de tensión. Se realizaron simulaciones con la implementación de los diferentes controladores obteniéndose un buen rendimiento d estos ante perturbaciones lo cual se puede apreciar en las Figuras 12 y 13. También se realizaron simulaciones alimentando carga no lineal destacando valores de Distorsión Total harmónica de la señal de tensión que se entrega a la carga (THDv) por debajo del 5%, es decir, valores cercanos al 2%, lo cual representa un buen rendimiento del control SMC implementado según se puede apreciar en las Figuras 13 y 14 respectivamente .

**6. REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS**

|  |  |
| --- | --- |
| [1] | J. G. J. S. Vadim Utkin, Sliding Mode Control in Electromechanical Systems, New York: Taylor and Francis Editors, 1999, pp. 1-2. |
| [2] | H. Sira-Ramirez, «Sliding Motions in Bilinear Switched Networks,» *IEEE Transaction on Circuits and Systems,* vol. 34, nº 8, pp. 919-933, 1989. |
| [3] | V. I. Utkin, Sliding Modes in Control and Optimization, Moscu: Springer-Verlag, 1992. |
| [4] | D. C. C. C. Eva M. Navarro Lopez, «Design of practical sliding mode controllers with constant switching frequency for power converters,» *Electric Power Systems Research,* nº 79, pp. 796-802, 2009. |
| [5] | D. d. I. E. y. Electronica, A Quick Introduction to Sliding Mode Control and Its Applications, Cagliari, Italia: Universita Degli Studi di Cagliari, 1999. |
| [6] | Y. M. L. C. O. T. Siew Chong Tan, Sliding Mode Control of Switching Power Converters Techniques and Implementation, New York: Taylor and Francis, 2012. |
| [7] | A. B. E. P. D. C. D. Navarro, «Extension de controladores CD/CD a CD/CA implementados por modos deslizantes o SPWM,» *Memorias Congreso Nacional de Control Automatico AMCA,* pp. 652-656, 2013. |
| [8] | A. A. A. a. M. M. Adib Abrishamifar, «Fixed Switching Frequency Sliding Mode Control for Single Phase Unipolar Inverter,» *IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS,* vol. 27, nº 5, 2012. |
| [9] | Y. L. M. K. C. a. C. K. T. Siew Chong Tan, «A pulse Width Modulation Based Sliding Mode Controller for Buck Converters,» *IEEE Power Electronics,* vol. II, nº 2, pp. 3647-3653, 2004. |
| [10] | P. S. a. X. S. Ligang Wu, Sliding Mode Control of Uncertain Parameter Switching Hybrid Systems, London: John Wiley and Sons, 2014. |
| [11] | R. S. O. H Sira Ramirez, Control Design Techniques in Power Electronics Devices, London: Springer, 2006. |
| [12] | K. J. a. D. Zadravec, «Sliding Mode Controller for a single phase inverter,» *University of Maribor, Faculty of Technical Sciences.* |
| [13] | R. K. M. S. M. S. K. S. Pradeep Kumar Sahu, «A Fixed Switching Frequency Sliding Mode Control for Single Phase Voltage Source Inverter,» de *2014 International Conference on Circuit, Power and Computing Technologies [ICCPCT]*, India, 2014. |
| [14] | J. M. Tomas, Aplicacion de Tecnicas de Control no lineal para convertidores electronicos de potencia variables en el tiempo, Barcelona: Universidad Politecnica de Cataluña, 2004. |

**sobre los autores**

José Luis Mata Ledesma, Ingeniero electrónico por la Universidad Autónoma de México, actualmente se encuentra en la fase terminal de estudios de la maestría en ingeniería eléctrica de la ESIME-IPN-México, su área de interés se relaciona con sistemas de control y electrónica de potencia.

Rubén Ortega González, Doctor en Ciencias por la Universidad Politécnica de Valencia, Valencia, España. Profesor titular la Escuela Superior de Cómputo del Instituto Politécnico Nacional, México. Principal interés: Electrónica de Potencia, Energías Renovables y Microrredes; así como sistemas de control y procesamiento de señales.

Victor Hugo Garcia Ortega. Ing. en Sistemas Computacionales egresado de la Escuela Superior de Cómputo del IPN. Maestría en Ingeniería de Cómputo con especialidad en Sistemas Digitales en el Centro de Investigación en Computación del IPN. Actualmente es profesor Titular en la Escuela Superior de Cómputo del IPN trabajando en el área de Arquitectura de Computadoras, Sistemas embebidos y Procesamiento Digital de Señales.