

Simulación de un control de corriente Para un Inversor Trifásico Utilizando un Solo Sensor de Corriente

Salomé Rivera Martínez

Instituto Tecnológico de Celaya, Av. Tecnológico y A. García Cubas S/N A.P.57, C.P. 38010, Celaya, Gto.

Teléfono: 01(461) 611 75 75 Fax: 01(461) 611 79 79

s-rivera-m@hotmail.com

Héctor Juan Carlos López Tapia

Instituto Tecnológico de Celaya, Av. Tecnológico y A. García Cubas S/N A.P.57, C.P. 38010, Celaya, Gto.

Teléfono: 01(461) 611 75 75 Fax: 01(461) 611 79 79

hector.lopez@itcelaya.edu.mx

Nimrod Vázquez Nava

Instituto Tecnológico de Celaya, Av. Tecnológico y A. García Cubas S/N A.P.57, C.P. 38010, Celaya, Gto.

Teléfono: 01(461) 611 75 75 Fax: 01(461) 611 79 79

n.vazquez@ieee.org

Claudia V. Hernández Gutiérrez

Instituto Tecnológico de Celaya, Av. Tecnológico y A. García Cubas S/N A.P.57, C.P. 38010, Celaya, Gto.

Teléfono: 01(461) 611 75 75 Fax: 01(461) 611 79 79

claudia.hernandez@itcelaya.edu.mx

Resumen

En este trabajo se presenta un control de corriente para un inversor trifásico alimentado en voltaje con cargas balanceadas, dicho control es llevado a cabo, utilizando un solo sensor de corriente, con la finalidad de tener un bajo costo en el control de un inversor trifásico. Así mismo, se describe el funcionamiento de este control, el cual se basa en el seguimiento de una señal de referencia senoidal y la utilización de los patrones de la

técnica de modulación por espacio vectorial (SVPWM). Con base a esto, los resultados obtenidos de la simulación son mostrados, con el fin de evaluar la propuesta.

Palabras Clave: Control de Corriente, Inversor Trifásico, Modulación por espacio vectorial (SVPWM), Sensor de Corriente.

1. Introducción

El control de corriente en inversores trifásicos es un tema importante en la electrónica de potencia, ya que en muchas aplicaciones es utilizado. Ejemplos de ello, es en el control de motores, sistemas de energía interrumpibles (UPS, por sus siglas en inglés) e inversores conectados a la red, rectificadores y filtros activos [1,2]. Para ello existen técnicas de modulación las cuales se clasifican en dos categorías; control lineal y control no lineal [3,4]. En el control lineal generalmente utiliza una modulación por ancho de pulso senoidal (SPWM) ó modulación por espacio vectorial (SVPWM). Estos tipos de sistemas tienen compensación de error de corriente, lo que permite aprovechar las ventajas de la modulación (SPWM, SVPWM) que son: frecuencia de conmutación constante y distorsión armónica definida, por lo general se utiliza un control PI (proporcional-integral). Por otra parte en el control no lineal incluye por lo general, control por modo deslizante, control por histéresis y control predictivo entre otros. Cada una de ellas con un concepto y funcionamiento específico, las cuales se encuentran documentadas en [5, 6, 7]. No obstante en dichas técnicas se necesita el uso de más de un sensor de corriente para el control de un inversor, lo cual hace más sencillo el control de corriente pero incrementa el costo del sistema.

Con base a las aplicaciones anteriormente mencionadas, se entiende que el control de un inversor es muy importante, debido que el rendimiento, así como su vida útil de éste depende en gran parte de la estrategia de control que se aplique, convirtiéndose de este modo el control de corriente en un importante factor a tomar en cuenta, es por ello que en éste artículo, se presenta un control de corriente para un inversor trifásico alimentado en voltaje, en el que se hace el uso de un solo sensor de corriente, con el objetivo de realizar un control en las corrientes de salida de un inversor trifásico, este control es

basado en el seguimiento de una señal de referencia senoidal la cual es dividida en seis sectores , y cada uno de estos sectores abarca un ángulo de 60 grados de la señal de referencia, conformando un ciclo completo de la señal senoidal con los seis sectores.

2. Generalidades

A. Inversor trifásico

La función de un inversor trifásico es cambiar el voltaje de entrada de CD a un voltaje de salida senoidal de tres fases desfasadas 120° grados entre sí, con una magnitud y frecuencia deseada [8]. La Fig. 1 muestra la topología de un inversor trifásico de dos niveles el cual está compuesto por seis elementos de conmutación que pueden ser BJTs, MOSFETs ó IGBTs. Estos inversores pueden ser alimentados en corriente (CSI) (ver Fig. 1a) y/o voltaje (VSI) (ver Fig. 1b) la diferencia reside en que el de corriente lleva a la entrada un inductor y el de voltaje un capacitor, este último utilizado en éste trabajo, en el caso del VSI se debe tener en cuenta en no activar al mismo tiempo dos interruptores de una misma rama ya que de lo contrario se podría generar un corto circuito, para evitar esto se debe agregar un retardo conocido como tiempo muerto en las señales de control dicho retardo depende del tiempo de encendido y de apagado del interruptor a utilizar.

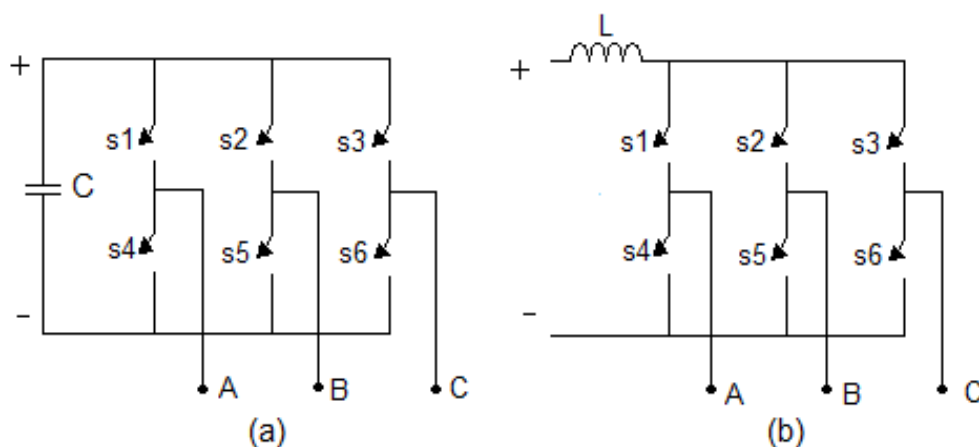


Fig. 1. Inversor trifásico: (a) alimentado en voltaje, (b) alimentado en corriente.

B. Modulación SVPWM

Esta técnica de modulación parte de la representación del sistema trifásico como una serie de estados de conmutación que se generan en una secuencia específica, la velocidad con la que se cambie de un estado a otro modificará la frecuencia de las corrientes senoidales de salida del inversor; como se puede apreciar en la Fig. 2, los extremos de la figura representan los seis vectores activos, los cuales están desfasados 60 grados entre sí, además de dos vectores, que se representan en el centro de la figura. Estos ocho estados de conmutación, son los únicos que se pueden generar para un inversor trifásico de dos niveles. Los seis vectores activos representan las seis combinaciones posibles del inversor que generan una transferencia de corriente de la fuente de tensión hacia las cargas, mientras que los vectores (v_0 y v_7) representan las dos combinaciones posibles en el inversor sin intercambio de corriente, de la fuente de tensión hacia las cargas [9].

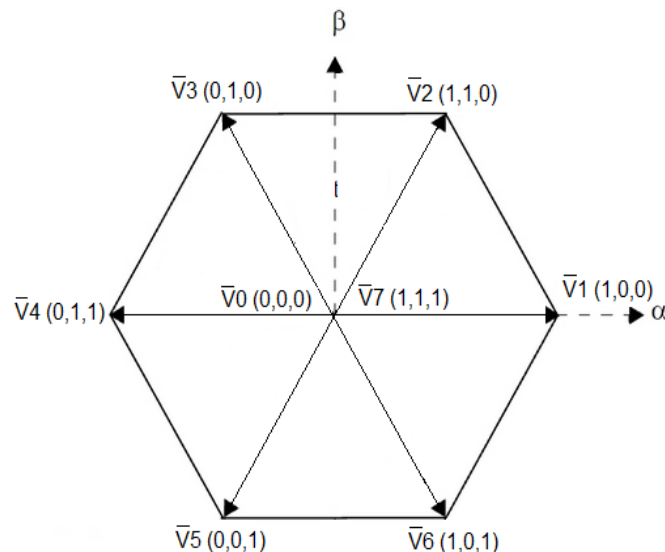


Fig. 2. Diagrama SVPWM.

Para una implementación de esta técnica se requiere de dispositivos programables como son: DSPs, FPGAs o microcontroladores.

En la tabla 1 se representa el valor de tensión y de corriente para cada fase, también se muestra el valor de tensión entre fases, para cada uno de los ocho posibles estados del interruptor.

| Estado No. | Edo de interruptor S_1, S_2, S_3 . | V_{ab} | V_{bc} | V_{ca} | V_{AN} | V_{BN} | V_{CN} | I_A | I_B | I_C |
|------------|--------------------------------------|----------|----------|----------|-----------|-----------|-----------|------------|------------|------------|
| 1 | 100 | V_s | 0 | $-V_s$ | $2V_s/3$ | $-V_s/3$ | $-V_s/3$ | $2V_s/3R$ | $-V_s/3R$ | $-V_s/3R$ |
| 2 | 110 | 0 | V_s | $-V_s$ | $V_s/3$ | $V_s/3$ | $-2V_s/3$ | $V_s/3R$ | $V_s/3R$ | $-2V_s/3R$ |
| 3 | 010 | $-V_s$ | V_s | 0 | $-V_s/3$ | $V_s/3$ | $-2V_s/3$ | $-V_s/3R$ | $V_s/3R$ | $-2V_s/3R$ |
| 4 | 011 | $-V_s$ | 0 | V_s | $-2V_s/3$ | $V_s/3$ | $V_s/3$ | $-2V_s/3R$ | $V_s/3R$ | $V_s/3R$ |
| 5 | 001 | 0 | $-V_s$ | V_s | $-V_s/3$ | $-V_s/3$ | $2V_s/3$ | $-V_s/3R$ | $-V_s/3R$ | $2V_s/3R$ |
| 6 | 101 | V_s | $-V_s$ | 0 | $V_s/3$ | $-2V_s/3$ | $V_s/3$ | $V_s/3R$ | $-2V_s/3R$ | $V_s/3R$ |
| 7 | 111 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 |
| 8 | 000 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 |

Tabla 1. Representación de voltajes y corrientes SVPWM.

3. Desarrollo

En la Fig. 3 se muestra el esquema del diagrama de bloques de manera general, sobre el control de corriente aplicado al inversor, en él se pueden apreciar las etapas conformadas para la realización del control de corriente del inversor. Así mismo, también se describe la función de cada uno de estos bloques.

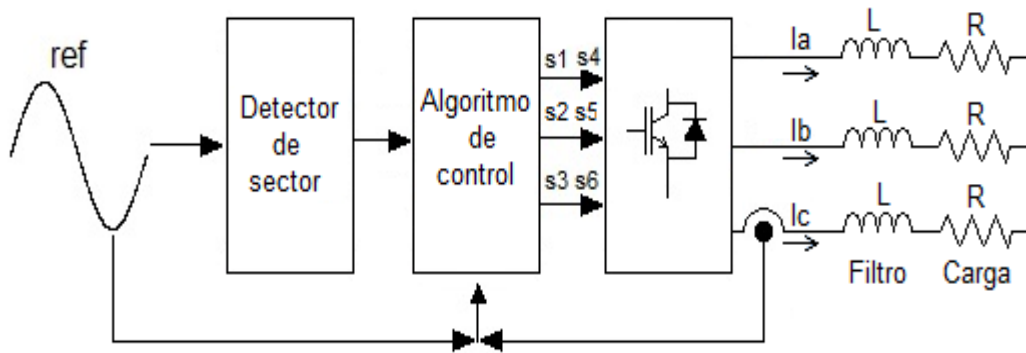


Fig. 3. Diagrama de bloques del Control de corriente.

A. Detector de sector:

En la Fig. 4 se muestra el circuito empleado para la detección de los 6 sectores que conforman el espacio vectorial. Donde el orden se tomó conforme a la señal de referencia (ver Fig. 5) para este detector su función consiste en mostrar en que sector se encuentra la referencia. En la Fig. 6 se observa cuatro vectores por sector estos son los únicos estados que se pueden generar por sector.

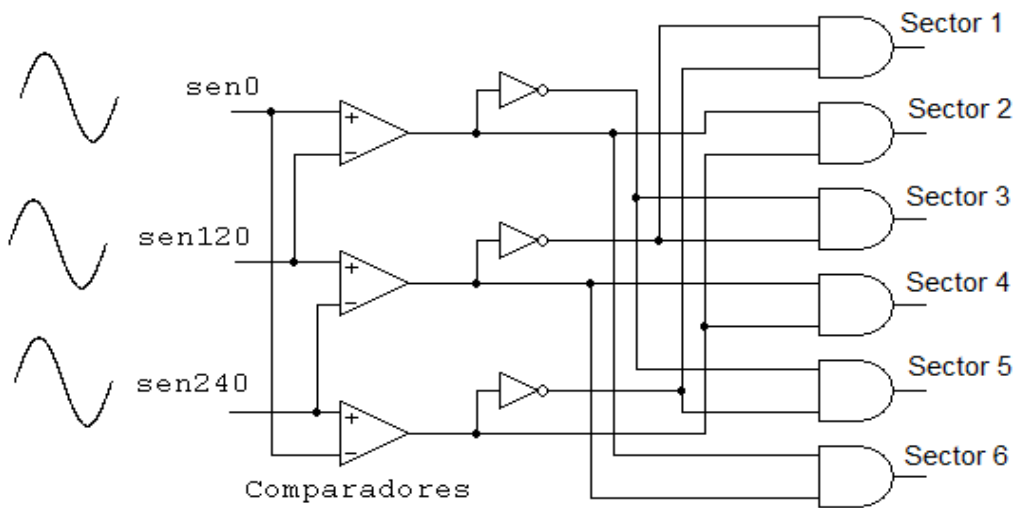


Fig. 4. Detector de Sector.

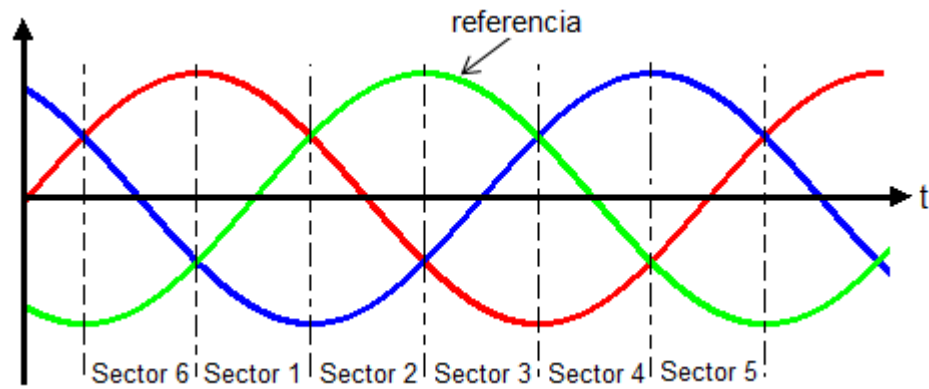


Fig. 5. Representación de los sectores.

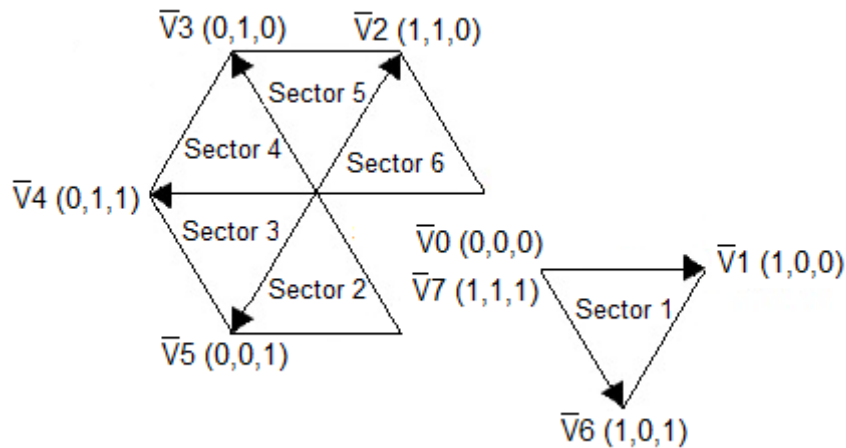


Fig. 6. SVPWM con sectores.

B. Algoritmo de Control

En la Fig. 7 se muestran los estados de conmutación correspondientes al sector 1, los cuales fueron aplicados al inversor siguiendo el siguiente criterio:

Si el valor de la corriente es mayor a la referencia se genera el vector (V_0 ó V_7) y es mantenido durante un tiempo constante (tc_1), el cual determina la máxima frecuencia de conmutación, terminado este tiempo se genera el vector V_6 durante otro tiempo constante (tc_2) provocando un decremento en la corriente. Para el caso contrario, si el valor de la corriente es mayor a la referencia se genera el vector V_1 y se mantendrá hasta que se

alcance la referencia una vez que se alcance se vuelve a generar el vector (V_0 ó V_7) repitiéndose la secuencia descrita anteriormente. Para los demás estados la secuencia es la misma con la única diferencia que cambian los vectores en función del sector. En la tabla 2 se muestran los estados de conmutación aplicados al inversor para todos los sectores.

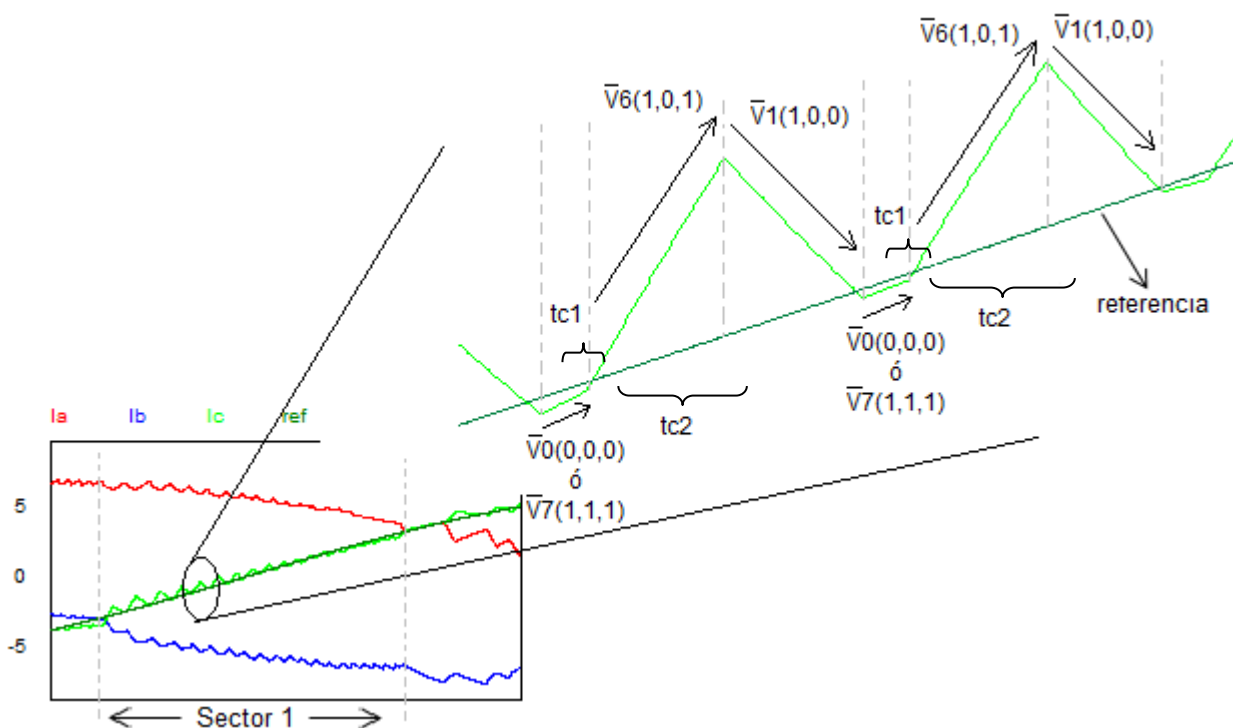


Fig. 7. Secuencia de conmutación para sector 1.

En la Fig. 8 se muestra el diagrama de flujo sobre el algoritmo de control implementado, para este diagrama se tomará como ejemplo el sector 1.

Primeramente se pregunta por el sector 1, después se tiene una variable la cual se nombró “retardo”, donde si “retardo” tiene el valor de uno se mantiene activado durante un tiempo constante el vector V_0 , secuencialmente se activa el vector V_6 otro tiempo constante, terminado este tiempo regresa a preguntar si “retardo” sigue con valor de uno, al no cumplirse esta condición, se pasa a otra condición, donde se pregunta si la

referencia es menor al valor de la corriente, si esto se cumple se activa el vector V1, para el caso contrario si no se cumple, “retardo” pasa a tener el valor de uno.

Tabla 2. Estados de Conmutación para el inversor.

| Sector | | | | if $I_c > ref = 1$ | Estados de conmutación | | |
|----------|---|---|---|--------------------|------------------------|----|----|
| | | | | if $I_c < ref = 0$ | S1 | S2 | S3 |
| | 0 | 0 | 0 | 0 | - | - | - |
| | 0 | 0 | 0 | 1 | - | - | - |
| Sector 1 | | | | | 1 | 1 | 1 |
| | 0 | 0 | 1 | 0 | 1 | 0 | 1 |
| | 0 | 0 | 1 | 1 | 1 | 0 | 0 |
| Sector 2 | | | | | 0 | 0 | 0 |
| | 0 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 |
| | 0 | 1 | 0 | 1 | 1 | 0 | 1 |
| Sector 3 | | | | | 0 | 0 | 0 |
| | 0 | 1 | 1 | 0 | 0 | 0 | 1 |
| | 0 | 1 | 1 | 1 | 0 | 1 | 1 |
| Sector 4 | 1 | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 | 1 |
| | | | | | 0 | 1 | 1 |
| | 1 | 0 | 0 | 1 | 0 | 1 | 0 |
| Sector 5 | 1 | 0 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 |
| | | | | | 0 | 1 | 0 |
| | 1 | 0 | 1 | 1 | 1 | 1 | 0 |
| Sector 6 | 1 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 |
| | | | | | 1 | 0 | 0 |
| | 1 | 1 | 0 | 1 | 1 | 1 | 0 |
| | 1 | 1 | 1 | 0 | - | - | - |

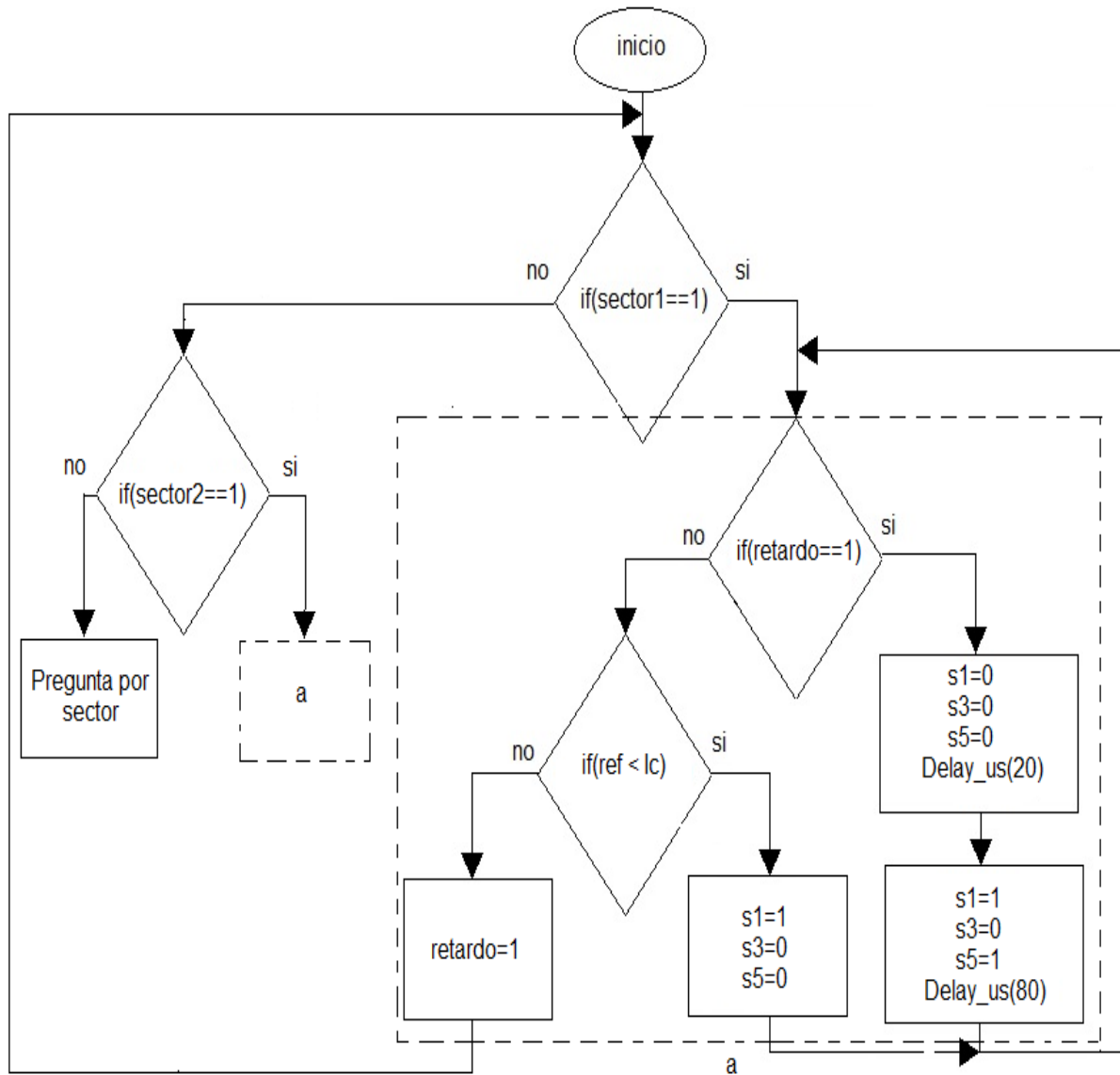


Fig. 8. Algoritmo de control.

4. Resultados de Simulación

Los resultados de simulación se realizaron en el paquete PSIM con el fin de evaluar el rendimiento del control propuesto. Bajo los siguientes parámetros. Carga resistiva conectada en estrella con los siguientes valores $R_1=R_2=R_3=10\Omega$, un filtro de primer orden $L_1=L_2=L_3=5\text{mH}$ y una fuente de alimentación a 120VRMS. En la Fig. 9 se muestran los resultados obtenidos para las corrientes de salida del inversor, donde la referencia tiene una amplitud de 6 con una frecuencia de 60Hz.

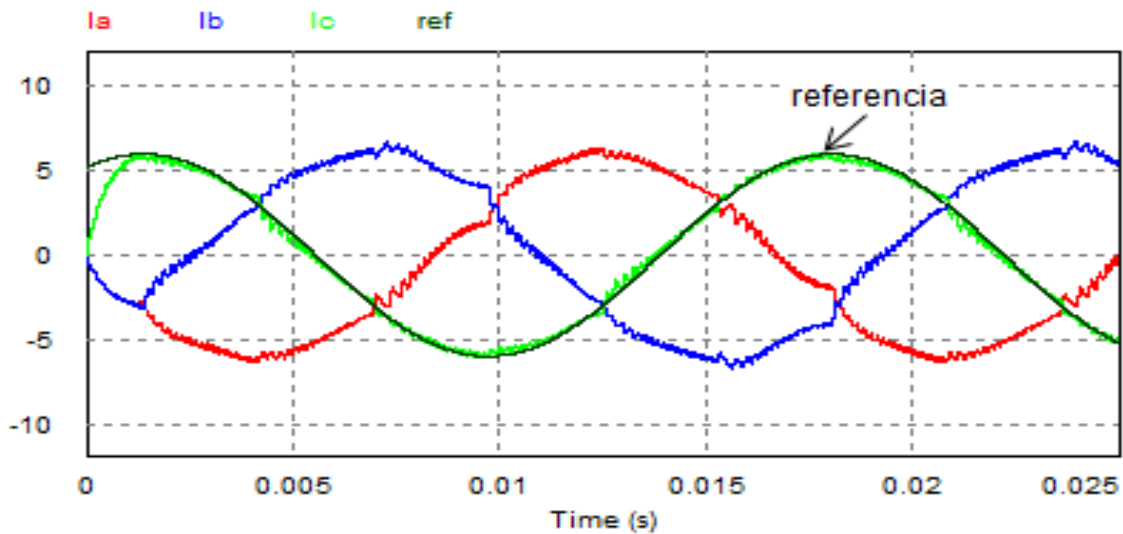


Fig. 9. Corrientes de salida del inversor con carga RL.

Se puede apreciar las forma de onda de las corrientes de salida son casi senoidales y están desfasadas 120 grados una con respecto la otra, así mismo, se observa el seguimiento de la corriente de la fase Ic sobre la referencia, observándose que se tiene un buen seguimiento sobre la referencia. También se hace un cambio de frecuencia de 60 Hz a 100 Hz, la cual se aprecia en la Fig. 10, en donde las primeras formas de onda corresponden a las corrientes de salida, las siguientes son los voltajes de fase, se observa en ella, que el control es capaz de responder a diferentes frecuencias.

Por otra parte el contenido armónico en la corriente se muestra en la Fig. 11, en ella se observa que los armónicos se encuentran distribuidos a partir de la frecuencia fundamental a la frecuencia de conmutación, así mismo, se aprecia que los armónicos de mayor amplitud son de bajo orden, estos son mostrados en la tabla 3. Observándose que los armónicos mayores de corriente son el quinto y el séptimo con un valor de 1.5% y 1.75% de la componente fundamental de corriente. También son mostrados los armónicos totales de cada una de las fases ver tabla 4.

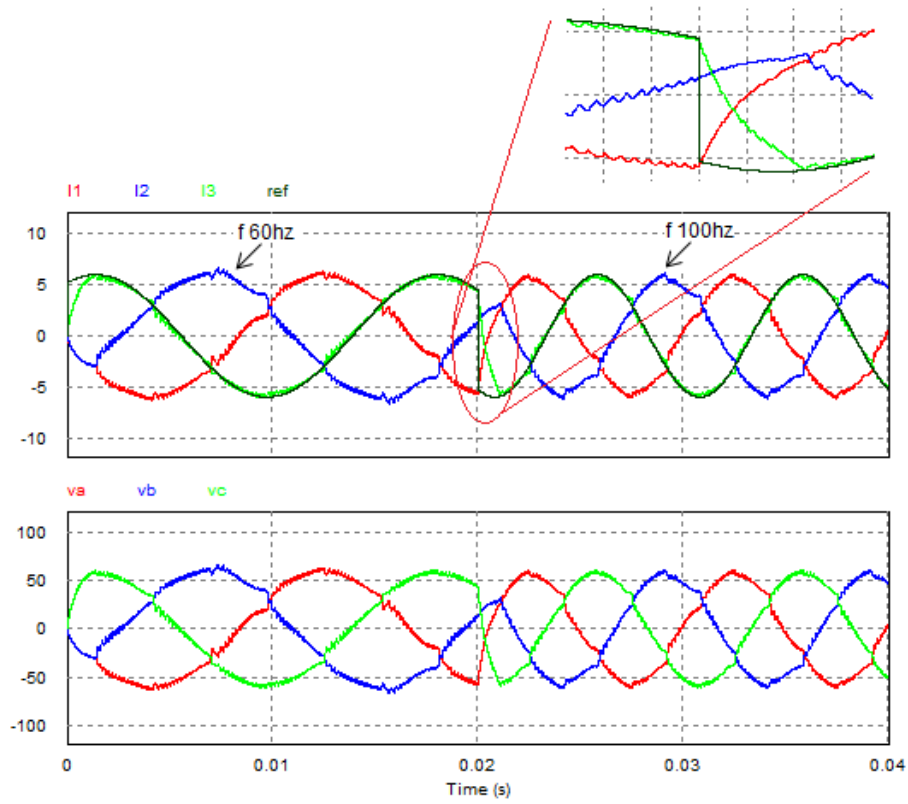


Fig. 10. Cambio de frecuencia en la referencia.

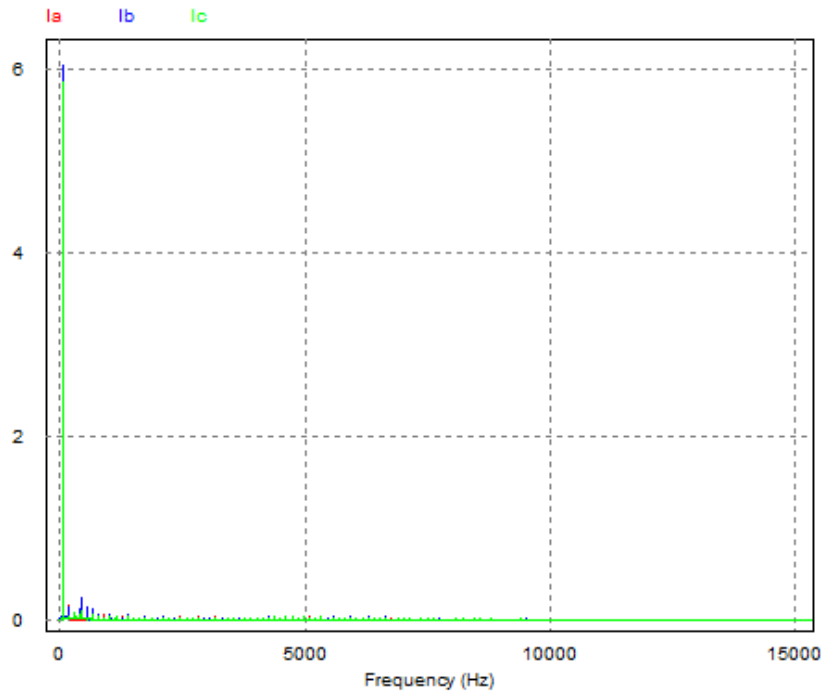


Fig. 11. Armónicos de corriente.

Tabla 3. Armónicos de bajo orden.

| Armónico | THD amplitud | Amplitud del Armónico |
|-----------------|-----------------|-----------------------------|
| 1 ^{ro} | 5.864882 | 97.74% |
| 2 ^{do} | 0.020917 | 0.34% |
| 3 ^{ro} | 0.034223 | 0.57% |
| 4 ^{to} | 0.019233 | 0.32% |
| 5 ^{to} | 0.090328 | 1.50% |
| 6 ^{to} | 0.017519 | 0.29% |
| 7 ^{mo} | 0.099490 | 1.65% |
| 8 ^{vo} | 0.015024 | 0.25 |
| 9 ^{no} | 0.010605 | 0.17 |

Tabla 4. Contenido armónico por fase

| | Fase A | Fase B | Fase C |
|------------|--------|--------|--------|
| THD | 1.03% | 1.06% | 0.72% |

5. Conclusión

En este trabajo se presentó un control de corriente para un inversor trifásico con cargas balanceadas. La propuesta de este método es medir la corriente de una fase y en función de esta se obtuvieron las tres corrientes de salida del inversor. Por otra parte se muestra la distorsión de armónicos en la corriente, observándose que los armónicos de mayor amplitud están cerca de la fundamental, siendo en quinto y el séptimo los de mayor amplitud, una manera de atenuar estos armónicos es realizando un buen diseño del filtro de salida, ya que su diseño es fácil y de bajo costo.

6. Referencias

- [1] L. Malesani, P. Mattavelli, S. Buso. "Robust dead-beat current control for PWM rectifier and active filters". *IEEE Transactions on Industrial Applications*. volumen 35. No 3. May/Jun 1999.
- [2] J. M. Espí, J. Castelló, R. García-Gil, G. Garcerá, E. Figueres. "An adaptive robust predictive current control for three-phase grid-connected inverters". *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. Volumen 58. No 8. Agosto 2011.
- [3] M. P. Kazmierkowski, L. Malesani. "Current Control Techniques for Three-phase Voltage-Source PWM Converters: A Survey". *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. Volumen 45. No 5. Octubre 1998.
- [4] D. Kalyanraj, S. Lenin Prakash. "Desing and Performance Analysis of Different Current Control Strategies of Voltage Source inverter". *International Conference on Power, Energy and control (ICPEC)*, India. 2013.
- [5] W. Yang, J. Hu, V. Utkin, L. Xu. "Sliding Mode Pulsewidth Modulation". *IEEE Transactions on Powers Electronics*. Volumen 23. No 2. Marzo 2008.
- [6] D. Grahame Holmes, R. Davoodnezhad, B. McGrath. "An Improved Three-Phase Variable-Band Hysteresis Current Regulator". *IEEE Transactions on Powers Electronics*. Volumen 28. No 1. Enero 2013.
- [7] M. Rivera, V. Yaramasu, A. Llor, J. Rodriguez, B. Wu, M. Fadel. "Digital Predictive Current Control of a Three-Phase Four-Leg Inverter". *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. Volumen 60. No 11. Noviembre 2013.
- [8] Rashid Muhammad H. "Electrónica de potencia, Circuitos, dispositivos y aplicaciones". Tercera edición. Prentice Hall. México. Pp226-248.
- [9] J. P. S. Hidalgo Salinas. "Diseño y simulación de un inversor trifásico de 0.5Kw aplicando la técnica de modulación de ancho de pulso de vector espacial". Tesis de ingeniería. Pontificia Universidad Católica de Perú. Julio 2011.

7. Autores

Ing. Salomé Rivera Martínez obtuvo el título de ingeniero en Mecatrónica por la Universidad Tecnológica del Norte de Guanajuato en 2012 y actualmente es estudiante de Maestría en Ciencias en Ingeniería Electrónica en el Instituto Tecnológico de Celaya.

M. C. Héctor Juan Carlos López Tapia obtuvo el título de Ingeniero Electrónico y el grado de Maestro en Ciencias en Ingeniería Electrónica por el Instituto Tecnológico de Celaya, actualmente es docente en el Instituto Tecnológico de Celaya.

Dr. Nimrod Vázquez Nava obtuvo el título de Ingeniero en Electrónica por el Instituto Tecnológico de Celaya en 1994, los grados de Maestro en Ciencias en Ingeniería Electrónica y Doctor en Ciencias en Ingeniería Electrónica por el CENIDET en 1997 y 2003 respectivamente, actualmente es profesor-investigador en el Instituto Tecnológico de Celaya e investigador nivel 1 en el SNI.

M.C. Claudia V Hernández Gutiérrez obtuvo el título de Ingeniero en Electrónica por el Instituto Tecnológico de Celaya en 1995 y el grado de Maestra en Ciencias en Ingeniería Electrónica por el CENIDET en 2000, actualmente es docente de Posgrado en el Instituto Tecnológico de Celaya.