

ALGORITHM FOR GENERATING ZERO-SEQUENCE VOLTAGE IN THREE-PHASE INVERTERS WITH THREE-LEGS OF POWER SWITCHES

ALGORITMO PARA LA GENERACIÓN DE TENSIÓN HOMOPOLAR EN INVERSORES TRIFÁSICOS CON TRES RAMAS DE INTERRUPTORES

PhD. Omar Pinzón Ardila

Universidad Pontificia Bolivariana, Facultad de Ingeniería Electrónica.
Grupo de investigación en Control Industrial.
Autopista Piedecuesta Km. 7, Bucaramanga, Santander, Colombia.
Tel: (+577) - 679 6220, E-mail: omar.pinzon@upb.edu.co.

Abstract: This paper analyses the generation of zero-sequence voltage in a three-phase four-wire grid connected inverter where the midpoint of the split capacitor is connected to the neutral of grid. This work shows that the values of d and q voltages determine the active-mode times and inactive-mode times are determined as functions of the zero-sequence voltage. The limits of the zero-sequence voltage that are obtained in steady-state have been studied to propose an algorithm once the values of the d and q voltages have been calculated. The results have been validated by means of simulations and implemented with a laboratory prototype.

Keywords: Voltage-source converters, inverters, space vector modulation, three-phase four-wire inverters.

Resumen: El presente trabajo analiza la generación de tensión homopolar en un inversor trifásico fuente de tensión con hilo neutro y tres ramas de interruptores. Se demuestra que los valores requeridos de tensiones d y q determinan los tiempos de los modos activos que deben calcularse en primer lugar. Después deben determinarse los tiempos de los modos inactivos en función del valor de tensión homopolar requerido. Además, se han estudiado los límites de tensión homopolar que se pueden obtener en régimen permanente una vez fijados los valores de las tensiones dq de salida. Se validan los resultados obtenidos por medio de simulación y un prototipo de laboratorio.

Palabras clave: Convertidores fuente de tensión, inversores, modulación de vector espacial, sistemas trifásicos con hilo neutro.

1. INTRODUCCIÓN

La conversión de energía eléctrica de CC a CA se hace actualmente por medio de convertidores estáticos de potencia (inversores), los cuales, se usan para el control de velocidad y posición de accionamientos eléctricos de CA y sistemas de alimentación ininterrumpida entre otras aplicaciones (Pinzón *et al.*, 2012). Por lo general, los inversores se conectan a sistemas monofásicos

o trifásicos sin hilo neutro (Rashid, 1995) donde el valor de la tensión homopolar de salida no tiene interés. Recientemente, los inversores trifásicos se usan en aplicaciones con hilo neutro, por ejemplo en Filtros Activos de Potencia en sistemas de distribución (Akagi, 1997; Hang *et al.*, 2014, Cárdenas *et al.*, 2009). En estos casos la tensión homopolar se debe incluir en los algoritmos de control, lo que justifica un estudio detallado.

Generalmente la tensión de entrada de un inversor es constante y la tensión de salida se controla usando modulación de ancho de pulso (PWM). En estudios recientes (Zhang *et al.*, 2002; Shen y Lehn, 2002; Oriti y Julian, 2011; Zhou y Wang, 2002; Oleschuk *et al.*, 2013), la PWM para inversores con hilo neutro se obtiene considerando un vector espacial en un espacio geométrico en tres dimensiones, lo cual eleva el coste computacional y cambia totalmente los algoritmos existentes para inversores de tres hilos.

En este trabajo se ha estudiado la generación de tensión homopolar en inversores con tres ramas de interruptores evolucionando a partir de los algoritmos que se emplean en inversores sin hilo neutro.

Se ha estudiado la topología de un inversor con tres ramas de interruptores. Se demuestra que los valores requeridos de tensiones d y q determinan los tiempos de los modos activos que deben calcularse en primer lugar.

Después deben determinarse los tiempos de los modos inactivos en función del valor de tensión homopolar requerido. Además, se han estudiado los límites de tensión homopolar que se puede obtener en régimen permanente una vez fijados los valores de las tensiones dq de salida.

Este artículo se ha dividido en cuatro secciones con esta introducción. En la sección 2 se estudia el inversor con tres ramas de interruptores. Se analiza, la técnica de PWM de vector espacial para disponer a la salida de una fuente de tensión (d , q y homopolar) controlable de forma dinámica; se determinan los tiempos de los modos activos e inactivos para obtener las tensiones de referencia y se obtienen las expresiones de tensión homopolar máxima y mínima para cada pareja de tensiones d y q .

Por último, se calculan los límites de tensión homopolar. En la sección 3 se validan los resultados por medio de un modelo de simulación y un prototipo de laboratorio.

2. INVERSORES CON TRES RAMAS DE INTERRUPTORES E HILO NEUTRO

La Figura 1 muestra el esquema simplificado de un inversor trifásico con tres ramas de interruptores e hilo neutro conectado al punto medio de la rama de condensadores de entrada.

2.1 Tensión de salida aplicando la modulación del Vector Espacial (Holtz, 1994).

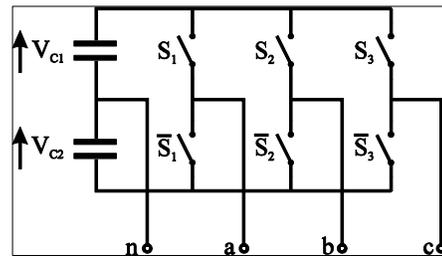


Fig. 1. Inversor trifásico con tres ramas e hilo neutro

En un inversor como el de la Fig. 1, los interruptores de una rama no pueden estar encendidos ni apagados simultáneamente (Holtz, 1994; Holmes y Lipo, 2003, Sanabria *et al.*, 2011). De esta forma se evita el cortocircuito de la tensión de entrada y se garantiza que la tensión de cada fase está definida independientemente de su corriente. Con estas limitaciones sólo son posibles 8 modos de funcionamiento del inversor y el estado de cada rama se determina con el estado de un sólo interruptor.

Los modos de funcionamiento del inversor de la Fig. 1 se recoge en la Tabla 2.1. En la columna S_{123} se escribe el estado de cada interruptor superior de cada rama: encendido (1) y apagado (0). La Tabla 2.1 también recoge la tensión de cada fase en cada modo y los valores correspondiente de la tensión homopolar 0 , d y q si se aplica una transformada de *Park* a un sistema de referencia estacionario según:

$$V_{0dq} = \begin{bmatrix} V_0 \\ V_d \\ V_q \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} \quad (1)$$

Esta transformación mantiene invariante la expresión de la potencia e implícitamente selecciona un sistema de referencia estático con el eje d que coincide con la fase a (V_d alcanza su máximo cuando lo hace V_{an}).

En esta topología los modos denominados 0 y 7 producen tensión cero en ejes d y q simultáneamente, por lo que se denominan *modos inactivos*, mientras que a los modos del 1 al 6 se les denomina *modos activos*.

La Fig. 2 ilustra los modos del inversor en tres dimensiones donde sus ejes son directo, cuadratura y homopolar. Al proyectar la Fig. 2 sobre el plano dq su resultado es la figura bien conocida del vector espacial de un inversor sin hilo neutro (Fig. 3). Las líneas continuas unen modos activos adyacentes, que son aquellos en los que sólo es necesario el cambio de estado de una rama para pasar de un modo a otro. El modo 7 se ha dibujado lejos del origen para poder distinguir qué modos son adyacentes al modo 0 y cuáles al modo 7. También, se muestran las magnitudes de la tensión homopolar suministrada por el inversor en cada modo. Los modos dividen el hexágono en 6 sectores que agrupan en la Tabla 1.

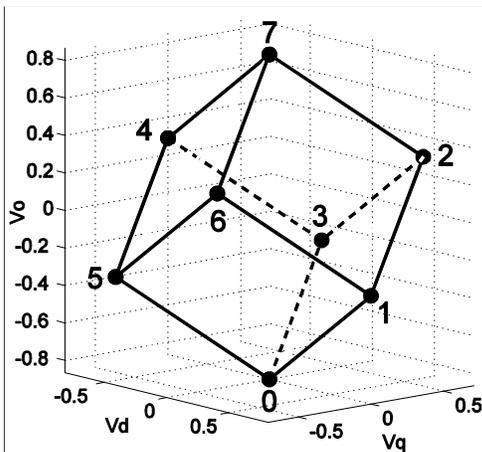


Fig. 2. Representación espacial de los modos del inversor trifásico con tres ramas en ejes $0dq$. Las líneas discontinuas muestran a los modos localizados detrás del punto de vista dado

El vector de tensión se genera de forma discreta y por tanto es necesario conmutar el inversor entre varios modos adyacentes durante un periodo de muestreo (Holtz, 1994; Holmes y Lipo, 2003), de forma que el valor medio en ejes d y q de la tensión aplicada coincida con el valor deseado.

Si se definen a y b como dos modos activos y adyacentes que limitan un sector (por ejemplo los modos 1 y 2 en la Fig. 3) en el que se encuentra la tensión a ser suministrada por el inversor en ejes d y q , se obtiene \mathbf{V}_{0dq} en valor medio si se aplica durante un tiempo t_a la tensión \mathbf{V}_{0dq}^a del modo activo a y durante un tiempo t_b la tensión \mathbf{V}_{0dq}^b del modo activo y adyacente b . De la misma forma mediante el control de t_0 y t_7 se ajusta la tensión homopolar V_0 . (Díaz *et al.*, 2012).

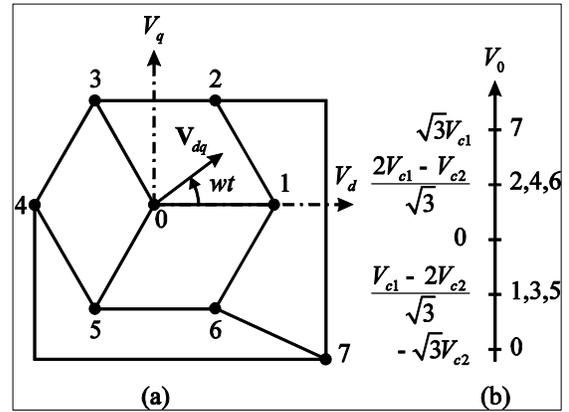


Fig. 3. (a) Modos proyectados en el plano dq de un inversor con tres ramas. Las líneas continuas del hexágono indican los modos activos adyacentes y siempre hay un modo no activo adyacente a cada modo activo. (b) Componente homopolar suministrada por cada modo

$$\mathbf{V}_{0dq} = t_a \mathbf{V}_{0dq}^a + t_b \mathbf{V}_{0dq}^b + t_0 \mathbf{V}_{0dq}^0 + t_7 \mathbf{V}_{0dq}^7 \quad (2)$$

$$1 = t_a + t_b + t_0 + t_7 \quad (3)$$

Donde t_x es el tiempo total del modo x , en unitarias con respecto al periodo de muestreo y \mathbf{V}_{0dq}^x es el vector de tensión del modo x y está dado por la Tabla 2.1 en coordenadas $0dq$.

2.2 Tiempos en modos activos e inactivos

En el periodo de muestreo considerado, los tiempos de cada modo del inversor se obtienen resolviendo (2) teniendo en cuenta (3):

$$\begin{bmatrix} t_a \\ t_b \\ t_0 \\ t_7 \end{bmatrix} = \sqrt{2} \begin{bmatrix} 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{1}{2} & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ -\frac{1}{\sqrt{6}} & -\frac{1}{\sqrt{3}} & 0 & \frac{v_{c1}}{\sqrt{2}} \\ \frac{1}{\sqrt{6}} & -\frac{1}{2\sqrt{3}} & -\frac{1}{2} & \frac{v_{c2}}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_0 \\ v_d \\ v_q \\ 1 \end{bmatrix} \quad (4)$$

Tabla 1: Tensiones de fase y $0dq$ del inversor con tres ramas e hilo neutro. ($V_c = V_{c1} + V_{c2}$)

Modo	S_{123}	V_{an}	V_{bn}	V_{cn}	V_0	V_d	V_q
0	000	$-V_{c2}$	$-V_{c2}$	$-V_{c2}$	$-\sqrt{3}V_{c2}$	0	0
1	100	V_{c1}	$-V_{c2}$	$-V_{c2}$	$\frac{V_{c1} - 2V_{c2}}{\sqrt{3}}$	$\sqrt{\frac{2}{3}}V_c$	0
2	110	V_{c1}	V_{c1}	$-V_{c2}$	$\frac{2V_{c1} - V_{c2}}{\sqrt{3}}$	$\frac{V_c}{\sqrt{6}}$	$\frac{V_c}{\sqrt{2}}$
3	010	$-V_{c2}$	V_{c1}	$-V_{c2}$	$\frac{V_{c1} - 2V_{c2}}{\sqrt{3}}$	$-\frac{V_c}{\sqrt{6}}$	$\frac{V_c}{\sqrt{2}}$
4	011	$-V_{c2}$	V_{c1}	V_{c1}	$\frac{2V_{c1} - V_{c2}}{\sqrt{3}}$	$-\sqrt{\frac{2}{3}}V_c$	0
5	001	$-V_{c2}$	$-V_{c2}$	V_{c1}	$\frac{V_{c1} - 2V_{c2}}{\sqrt{3}}$	$-\frac{V_c}{\sqrt{6}}$	$-\frac{V_c}{\sqrt{2}}$
6	101	V_{c1}	$-V_{c2}$	V_{c1}	$\frac{2V_{c1} - V_{c2}}{\sqrt{3}}$	$\frac{V_c}{\sqrt{6}}$	$-\frac{V_c}{\sqrt{2}}$
7	111	V_{c1}	V_{c1}	V_{c1}	$\sqrt{3}V_{c2}$	0	0

Los valores de tensión en (4) son valores p.u. y la tensión base es la de entrada del inversor V_c ($V_c = V_{c1} + V_{c2}$). Nótese, que los tiempos activos no dependen del valor de tensión homopolar requerido.

Tabla 2: Sectores con modos adyacentes

Sector	Modo a	Modo b	Δab
I	1	2	$0^\circ = wt < 60^\circ$
II	3	2	$120^\circ > wt = 60^\circ$
III	3	4	$120^\circ = wt < 180^\circ$
IV	5	4	$240^\circ > wt = 180^\circ$
V	5	6	$240^\circ = wt < 300^\circ$
VI	1	6	$360^\circ > wt = 300^\circ$

2.2 Tiempos en modos activos e inactivos

La tensión homopolar es igual a la suma de las aportaciones de cada modo. Para cualquier sector de la Tabla 2.

$$v_0 = \sqrt{3}(v_{c1}t_7 - v_{c2}t_0) + \left(\frac{v_{c1} - 2v_{c2}}{\sqrt{3}}\right)t_a + \left(\frac{2v_{c1} - v_{c2}}{\sqrt{3}}\right)t_b \quad (5)$$

Donde los tiempos activos, t_a y t_b , e inactivos, t_0 y t_7 , se obtienen a partir de (4). v_{c1} y v_{c2} son las tensiones de los condensadores en p.u.

En régimen permanente, la referencia de las tensiones d y q , constituirán un vector giratorio a velocidad angular constante y de magnitud constante.

$$\begin{aligned} v_d &= v_{dq} \cos(wt) & \angle a \leq wt < \angle b \\ v_q &= v_{dq} \sin(wt) & \angle a \leq wt < \angle b \end{aligned} \quad (6)$$

Donde $w t$ es el ángulo del vector espacial medido en el plano dq , y $\angle a$ y $\angle b$ son los ángulos que forma en el plano dq los modos activos a y b . Sustituyendo (6) en (4), repitiendo esta operación en cada uno de los sectores y generalizando, se obtiene:

$$\begin{aligned} t_a &= (-1)^s \sqrt{2}v_{dq} \sin(wt - \angle b) \\ t_b &= (-1)^{(s+1)} \sqrt{2}v_{dq} \sin(wt - \angle a) \end{aligned} \quad (7)$$

Donde s es el número del sector (Tabla 1) en el que se encuentra el vector de la tensión de referencia ($\angle a \leq \omega t < \angle b$).

La máxima tensión homopolar (v_{0max}) en la salida del inversor se obtiene al dedicar todo el tiempo de los modos inactivos al modo 7, de (7) y (3):

$$v_{0max} = \sqrt{3}v_{c1} - \sqrt{2}v_{dq} \cos(\omega t - \angle a) \quad (8)$$

Donde v_{c1} es la tensión del condensador superior y $\angle a \leq \omega t < \angle b$. En $\omega t = \angle b$ se hace mínima la tensión homopolar máxima y corresponde a la máxima tensión homopolar en régimen permanente que puede suministrar un inversor trifásico con tres ramas:

$$v_{0\ limite}^+ = \sqrt{3}v_{c1} - \sqrt{2}v_{dq} \quad (9)$$

Por otro lado la tensión homopolar mínima (v_{0min}) se obtiene haciendo $t_7=0$ en (3) y resulta:

$$v_{0min} = -\sqrt{3}v_{c2} + \sqrt{2}v_{dq} \cos(\omega t - \angle b) \quad (10)$$

Donde v_{c2} es la tensión del condensador inferior y $\angle a \leq \omega t < \angle b$. En $\omega t = \angle b$ se hace máxima la tensión homopolar mínima y corresponde a la mínima tensión homopolar en régimen permanente.

$$v_{0\ limite}^- = -\sqrt{3}v_{c2} + \sqrt{2}v_{dq} \quad (11)$$

La Figura 4 (a) muestra las curvas de tensión homopolar máxima y mínima cuando se hace girar un vector de tensión v_{dq} de magnitud 0.5 p.u. El sector indicado corresponde a: $a=1$ y $b=2$. Las líneas discontinuas muestran los límites máximo y mínimo de tensión homopolar. La tensión de cada condensador se ha mantenido constante e igual a 0.5 p.u.

La Figura 4(b) muestra los límites máximo y mínimo de tensión homopolar en régimen permanente en función del módulo de la tensión dq . En trazo continuo se encierra el área donde la tensión de salida puede suministrarse de forma permanente. Las líneas AB, dibujadas para una tensión dq 0.5 p.u., muestran la relación entre ambas curvas. Nótese que hasta una tensión dq de 0.612 p.u. se tiene control sobre la tensión homopolar en régimen permanente.

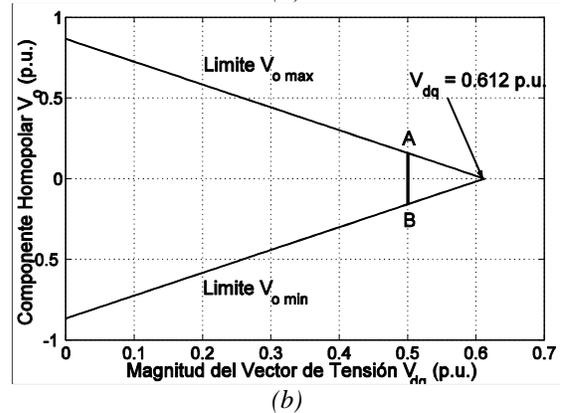
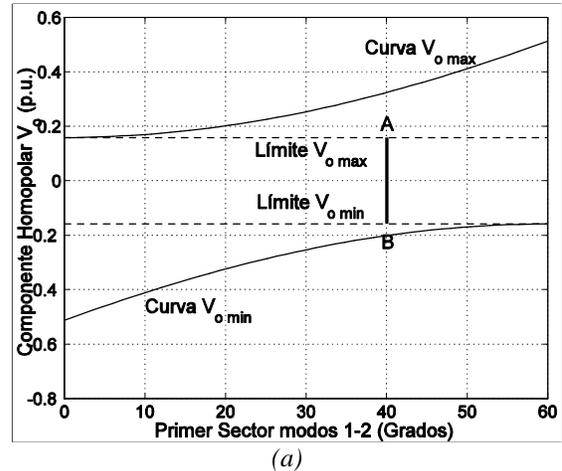


Fig. 4. (a). Máxima y mínima tensión homopolar en función de la posición de un vector giratorio de magnitud 0.5 p.u. (b). Límites de la componente homopolar en función del módulo de un vector giratorio en régimen permanente (Tensión de los condensadores ($v_{c1}=v_{c2}=v_c/2$))

3. SIMULACIÓN Y RESULTADOS EXPERIMENTALES

En esta Sección se describe la implantación de la modulación de ancho de pulso y los límites de tensión homopolar para comprobar los resultados obtenidos.

En la Figura 9 se muestra un modelo de simulación implementado en el software *Simulink* de la empresa *Mathworks* donde prueba el algoritmo propuesto para suministrar tensión homopolar en un inversor con tres ramas de interruptores e hilo neutro. En esta simulación se resaltan dos bloques fundamentalmente. El primer bloque que se muestra en la Figura 5, determina el valor máximo de tensión homopolar en régimen permanente que puede suministrar este inversor. La saturación evita la operación del inversor en la región prohibida. Es

decir, evita que el inversor produzca una tensión homopolar no deseada, lo cual, a su vez desequilibra la tensión de los condensadores. Una vez se cumple con el algoritmo del bloque anterior, se calculan los tiempos en los modos activos e inactivos y con estos se obtienen los tiempos de conmutación de cada una de las ramas del inversor con tres ramas, tal y como se muestra en la *Figura 6*.

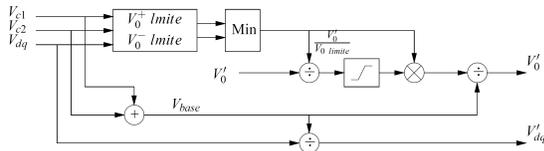


Fig. 5. Diagrama de bloques del algoritmo donde se implantan los límites de tensión homopolar en un inversor con tres ramas.

Los resultados se han validado mediante simulación y un prototipo de laboratorio. El prototipo consta de un inversor trifásico *Skiip 102 GDL 120 303 WT* de la empresa *Semikron* que opera con una tensión total del condensador de 200V y sin carga en terminales de salida. El inversor, a su vez, es controlado por medio de una *FPGA* en la que se implementan los tiempos de conmutación de cada una de las ramas del inversor. Los datos son adquiridos por un osciloscopio *Yokogawa digital DL2700* de 8 bits y 500MS/s. La frecuencia de conmutación de los inversores es 1.5kHz.

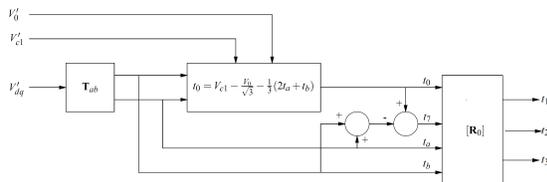


Fig. 6. Diagrama de bloques del algoritmo en el que se implanta el cálculo de los tiempos de conmutación en un inversor con tres ramas

En la *Figura 7* y *Figura 8* se muestran los resultados de simulación, empleando *Simulink* de *Mathworks*, y experimentales de un inversor con tres ramas e hilo neutro. La tensión de referencia del inversor es $V_d=40V$, $V_q=0V$, $V_0=0V$ y tensión total en los condensadores de 200V. Las figuras muestran la salida del inversor después de realizar la transformada de Park a las tensiones de fase en los terminales de salida del inversor. Se observa que los valores de tensión siguen para cada periodo en valor medio sus referencias en coordenadas Odq .

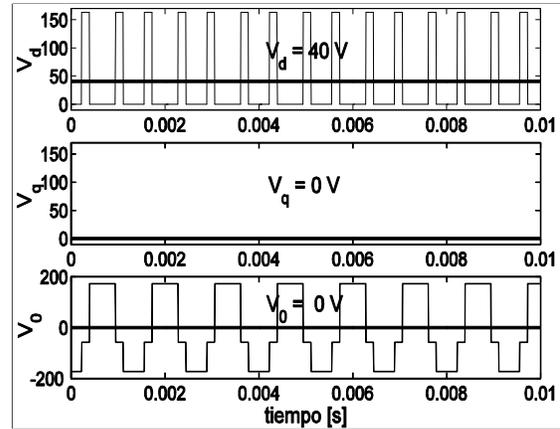


Fig. 7. Resultados de la simulación para la modulación de ancho de pulso de un inversor con tres ramas. Valores promedio de las tensiones ($V_d=40V$, $V_q=0V$ y $V_0=0V$). Frecuencia de conmutación 1.5 kHz

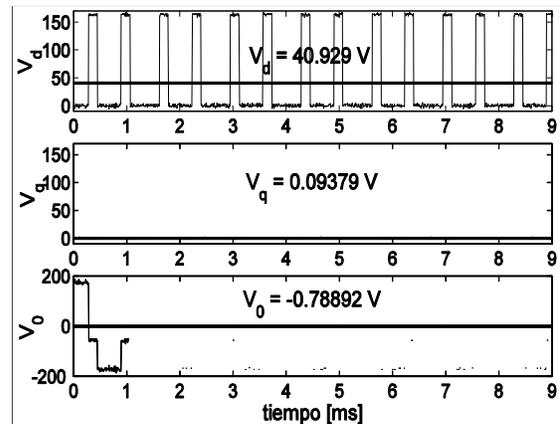


Fig. 8. Resultados experimentales de la modulación de ancho de pulso en un inversor con tres ramas. Valores promedio de las tensiones ($V_d=40V$, $V_q=0V$ y $V_0=0V$). Frecuencia de conmutación 1.5kHz

4. CONCLUSIONES

Los inversores con hilo neutro se estudian con el propósito de controlar la tensión homopolar que puede entregar en terminales de salida. El control de tensión homopolar es un requisito en los dispositivos de conversión de energía a cuatro hilos.

En este trabajo se obtiene que los tiempos activos no dependen de la tensión homopolar entregada por el inversor, por tal razón es posible ver el inversor

con hilo neutro como una extensión del inversor sin hilo neutro.

También, se destacan las expresiones de máximo y mínimo valor de tensión homopolar al igual que las expresiones de los límites de tensión homopolar en régimen permanente. Estos límites facilitan la implementación de los algoritmos de control y encierran el área donde el inversor puede suministrar tensión homopolar en régimen permanente.

Los prototipos empleados para validar los algoritmos siguen fielmente los valores obtenidos en teoría. Pequeñas desviaciones de la medida se debe a la exactitud de los temporizadores de la FPGA y la frecuencia de operación de los mismos.

REFERENCIAS

- Akagi, H. (1997). *Control strategy and site selection of shunt active filter for damping of harmonic propagation in power distribution systems*. IEEE Transaction on Power Delivery, 12(3):354–363.
- Cárdenas, P. F.; Jiménez, F. y Peña, C. A. (2009). *Filtro activo de potencia en paralelo: análisis y diseño*. Revista Colombiana de Tecnologías de Avanzada, 14(2):17–25.
- Díaz R., J. L.; Pabón F., L. D. y Torres Ch., I. (2012). *Análisis comparativo de la distorsión armónica en inversores de potencia*. Revista Colombiana de Tecnologías de Avanzada, 19(1):92–99.
- Grahame Holmes, D. and Lipo, T. A. (2003). *Pulse width modulation for power converters: principles and practice*. Wiley-Interscience, Hoboken.
- Hang, L.; Li, B.; Zhang, M.; Wang, Y. and Tolbert, L. M. (2014). *Equivalence of SVM and carrier-based PWM in three-Phase/Wire/Level vienna rectifier and capability of unbalanced-load control*. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 61(1):20–28.
- Holtz, J. (1994). *Pulsewidth modulation for electronic power conversion*. Proceeding of the IEEE, 82(8):1194–1214.
- Oleschuk, V.; Gregor, R.; Rodas, J. and Giangreco, A. (2013). *Dual three-phase system based on four neutral-point-clamped inverters with synchronized space-vector modulation*. In 2013 15th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE), pages 1–10.
- Oriti, G. and Julian, A. L. (2011). *Three-phase VSI with FPGA-Based multisampled space vector modulation*. IEEE Transactions on Industry Applications, 47(4):1813–1820.
- Pinzón A., O.; Useche G., M. I. y Díaz M., J. I. (2012). *Control digital basado en DSP para un motor de inducción monofásico “ahorrador de energía”*. Revista Colombiana de Tecnologías de Avanzada, 19(1):7–12.
- Rashid, M. H. (2013). *Power Electronics: Circuits, Devices and Applications*. Prentice Hall, S.A., four edition.
- Sanabria, C. A. y Hernández, O. M. (2011). *Modelado y control de un prototipo de inversor monofásico tipo puente completo*. Revista Colombiana de Tecnologías de Avanzada, 17(1):127–134.
- Shen, D. and Lehn, P. W. (2002). *Fixed-frequency space-vector modulation control for three-phase four-leg active power filters*. IEE Proceeding Electronic Power Application, 149(4):268–274.
- Zhang, R.; Himamshu Prasad, V.; Lee, F. C. and Boroyevich, D. (2002). *Three-dimensional space vector modulation for four-leg voltage-source converters*. IEEE Transactions on Power Electronics, 17(3):314–326.
- Zhou, K. and Wang, D. (2002). *Relationship between space-vector modulation and three-phase carrier-based PWM: a comprehensive analysis [three-phase inverters]*. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 49(1):186–196.

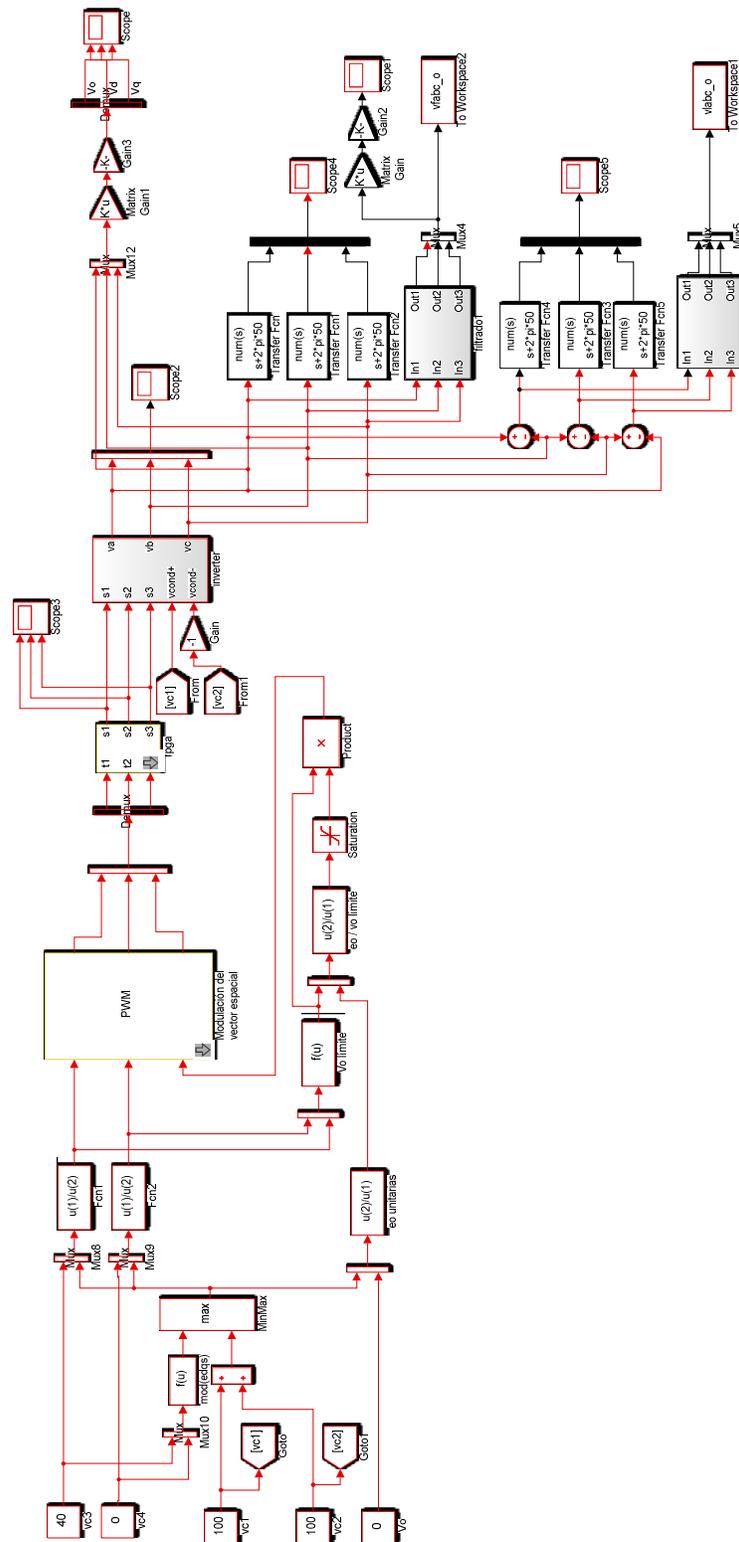


Fig. 9. Modelo en Simulink de un inversor con tres ramas. Implantación de la modulación de ancho de pulso y los límites de tensión homopolar.