

Nuevo algoritmo PWM híbrido de desempeño armónico superior

A novel hybrid PWM algorithm having superior harmonic performance

Diana Jimena López Mesa¹, Guillermo Alberto Camacho Muñoz², Jaime Oscar Díaz Chávez³,
Carlos Alberto Gaviria López⁴ y Gilberto Bolaños Pantoja⁵

RESUMEN

Este artículo presenta el diseño y validación de un nuevo algoritmo de modulación por ancho de pulso (PWM) híbrido que supera el desempeño armónico de varios algoritmos de modulación empleados en procesos de conversión de potencia en accionamientos eléctricos AC. A partir del análisis armónico de los algoritmos PWM más comunes en la literatura, se establece una metodología para diseñar un esquema de modulación híbrido que ofrece un desempeño armónico superior; este desempeño es verificado teóricamente y experimentalmente utilizando el factor de distorsión armónica total F_{DIST} y el índice de distorsión armónica de corriente V_{WTHD} .

Palabras clave: accionamientos eléctricos AC, análisis armónico, flujo armónico del estator, inversores, modulación por ancho de pulso (PWM), PWM de vectores espaciales (SV-PWM).

ABSTRACT

This paper presents a novel hybrid modulation algorithm which improves the harmonic performance of eight of the most common pulse width modulation (PWM) algorithms for voltage source inverters (VSI) in the electric drive field. From harmonic analysis of these eight algorithms, a methodology was established for designing a hybrid modulation scheme offering superior harmonic performance. The algorithm so designed was validated theoretically by calculating the total harmonic distortion factor F_{DIST} and experimentally by measuring the weighted total harmonic distortion factor V_{WTHD} .

Keywords: AC electric drive, harmonic analysis, stator flux ripple, inverter, pulse width modulation (PWM), space vector PWM (SV-PWM).

Recibido: mayo 19 de 2008

Aceptado: marzo 9 de 2009

Introducción

Los accionamientos eléctricos de baja y mediana potencia se construyen con base en inversores VSI (Voltage Source Inverter) trifásicos de dos niveles, como el presentado en la Figura 1 (Murphy et ál., 1998). Mediante conmutación continua de los interruptores de potencia de este esquema, se generan señales seno de amplitud y frecuencia variable. La secuencia de conmutación se origina a partir de un proceso de modulación PWM.

Las señales generadas por el inversor son pulsos de ancho variable donde el valor medio de cada pulso corresponde al valor que toma la señal seno de referencia en el tiempo, como se observa en la Figura 2a).

El voltaje línea a línea a la salida de los inversores PWM presenta un espectro de frecuencias con componentes de distorsión armónica en los múltiplos enteros de la frecuencia fundamental (f_m), al-

rededor de la frecuencia de conmutación (f_c) y sus múltiplos enteros (Figura 2b).

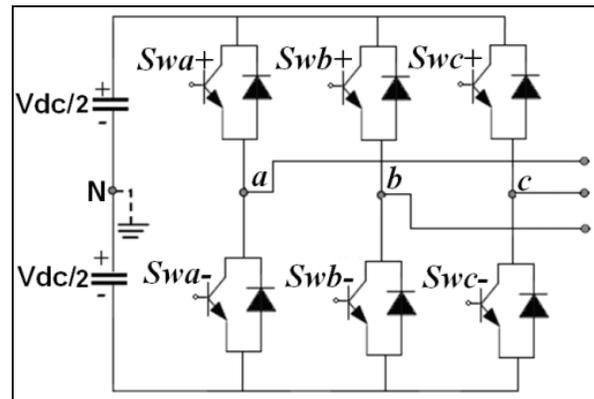


Figura 1. Inversor VSI trifásico de dos niveles

¹ Ingeniera en automática industrial. Estudiante, M.Sc., en Automática, Universidad del Cauca, Colombia. Docente de cátedra, Universidad del Cauca, Colombia. djlopez@unicauca.edu.co

² Ingeniero en automática industrial, Universidad del Cauca, Colombia. Investigador, grupo de Automática Industrial (AI), Universidad del Cauca, Colombia. gacamacho@unicauca.edu.co.

³ Ingeniero en Electrónica y Telecomunicaciones, Universidad del Cauca, Colombia. M.Sc., en Control Automático. Candidato a Ph.D., Universidad Marta Abreu de Santa Clara, Cuba. Profesor titular, Departamento de Electrónica Instrumentación y Control, Facultad de Ingeniería Electrónica y Telecomunicaciones, Universidad del Cauca, Colombia. jadiaz@unicauca.edu.co

⁴ Ingeniero en Electrónica y Telecomunicaciones. Especialista, en Informática industrial, Universidad del Cauca, Colombia. Ph.D., en Automatización Avanzada y Robótica, Universidad Politécnica de Cataluña, España. Profesor titular, Departamento de Electrónica Instrumentación y Control, Facultad de Ingeniería Electrónica y Telecomunicaciones, Universidad del Cauca, Colombia. cgaviria@unicauca.edu.co

⁵ Licenciado en Matemáticas y Física, Universidad de Nariño, Colombia. Ph.D., en Ciencias Físicas, Universidad del Valle, Colombia. Profesor titular, Departamento de Física, Facultad de Ciencias Naturales, Exactas y de la Educación, Universidad del Cauca, Colombia. Director, grupo de Física de bajas temperaturas (FISBATEM), Universidad del Cauca, Colombia. Investigador, Centro de Excelencia de Nuevos Materiales (CENM), Universidad del Valle, Colombia. gbolanos@unicauca.edu.co.

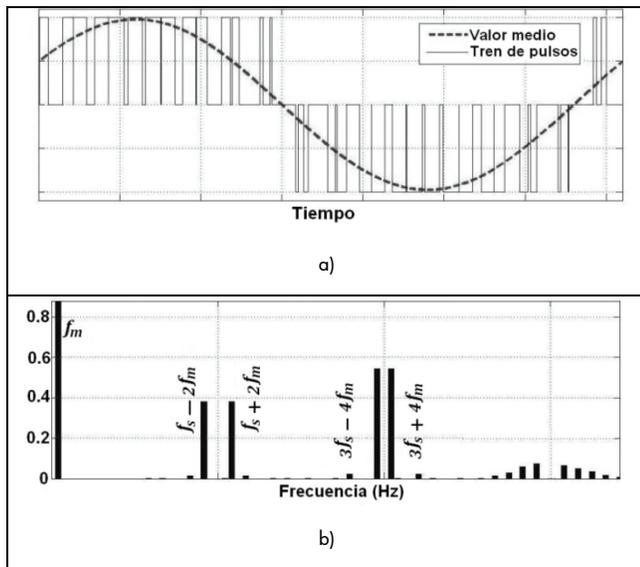


Figura. 2. Señal de salida del inversor a) Voltaje línea a línea v_{ab} b) espectro de potencia del voltaje v_{ab}

La relación f_s / f_m se conoce como índice de frecuencias (N). En accionamientos de baja y mediana potencia se emplean altos índices de frecuencia, por tanto los voltajes armónicos se ubican en altas frecuencias, donde no afectan el comportamiento funcional del sistema. Sin embargo, estos armónicos provocan efectos indeseables en la máquina (Murphy et al., 1998), como incremento de pérdidas, sobrecalentamientos, vibraciones, generación de pares parásitos y reducción del par útil (Van der Broeck y Skudelny, 1988; Rodríguez, 2005). En consecuencia, analizar el desempeño armónico de alternativas de modulación PWM es un factor decisivo en el campo de accionamientos eléctricos, especialmente en aplicaciones que no usen filtros pasivos o activos en la carga.

Para medir el desempeño armónico se define el índice de distorsión armónica de corriente (V_{WTHD}):

$$V_{WTHD} = \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} \left(\frac{V_n}{hV_f} \right)^2} \quad (1)$$

donde V_f y V_h son valores RMS de la componente fundamental y el h -ésimo armónico de la señal línea a línea v_{ab} , respectivamente. Su obtención implica el cálculo de magnitud de las componentes armónicas de la señal de voltaje línea a línea (Figura 2b) mediante métodos de análisis en frecuencia (Holmes y Lipo, 2003; Holmes y McGrath, 2003).

Un índice alternativo para medir el desempeño armónico es el factor de distorsión armónica total (F_{DIST}), el cual se basa en la definición del rizado de flujo del estator y resulta útil en la evaluación de esquemas de modulación basados en vectores espaciales (SV-PWM) (Narayanan y Ranganathan, 2005; Narayanan et al., 2006).

Recientemente se ha reportado la superioridad armónica del algoritmo de particiones simétricas (SY-SVPWM, Symmetrical-Space Vector PWM) en un amplio rango de operación en zona lineal (82%) (Camacho y López, 2008). En este trabajo se describe el diseño de un nuevo algoritmo híbrido que supera este rango. Inicialmente se presentan los fundamentos de la modulación SV-PWM,

describiendo la obtención de ocho algoritmos de modulación comunes en la literatura. Se evalúa el desempeño armónico mediante el cálculo del factor F_{DIST} y se observa una oportunidad de mejora a partir de los resultados obtenidos. El aporte central de este trabajo es un algoritmo que mejora los índices de desempeño armónico respecto de los ocho algoritmos descritos previamente. El desempeño de este nuevo algoritmo es verificado teóricamente mediante cálculo del F_{DIST} y experimentalmente mediante medición del V_{WTHD} .

Fundamentos de la modulación PWM

La modulación PWM presenta dos enfoques: la modulación basada en portadora (CB-PWM) y la modulación basada en vectores espaciales (SV-PWM) (Wells, 2006; Hava, 1998). Las diferentes alternativas dentro de estos enfoques se presentan en la Tabla 1 (Camacho y López, 2008). Esta investigación se concentra en el análisis de los esquemas de modulación sincrónicos, asimétricos y de control de flanco doble debido a la superioridad en el desempeño armónico reportada en Holmes y Lipo, 2003; Murphy et al., 1998; Wells, 2006.

CB-PWM modula el ancho de pulsos comparando la amplitud entre una señal de alta frecuencia denominada portadora y una señal de baja frecuencia llamada moduladora. Este enfoque resulta útil en exposiciones teóricas por su conceptualización simple; sin embargo, en el momento de la implementación presenta desventajas frente a SV-PWM, como el incremento en el procesamiento debido a las comparaciones simultáneas que precisan los esquemas de modulación trifásicos y la disminución en el rango de flexibilidad, ya que en CB-PWM no existe contraparte para todas las alternativas de modulación SV-PWM (Narayanan et al., 2006).

Tabla 1. Alternativas de la modulación PWM

Variables	Alternativas
Algoritmo de modulación	Algoritmos continuos: SPWM, THIPWM1/6, THIPWM1/4, SY-SVPWM.
	Algoritmos discontinuos: DPWM0, DPWM1, DPWM2, DPWM3, DPWMMAX, DPWMMIN.
Control de Flanco	Flanco Doble, Flanco de subida, Flanco de bajada.
Sincronismo	Sincrónico, Asincrónico.
Simetría	Simétrico, Asimétrico.

El enfoque SV-PWM es complejo en conceptualización pero presenta ventajas en el desempeño armónico, rangos de modulación y eficiencia de señales moduladas. Por esta razón, SV-PWM tiene gran aplicación en accionamientos eléctricos (Murphy et al., 1998; Narayanan, 1999).

SV-PWM sintetiza un vector espacial de voltaje de referencia \vec{V}^* en el plano $\alpha\beta$ mediante aplicación instantánea de los posibles estados en un VSI. Los ocho vectores espaciales de voltaje posibles en un inversor VSI trifásico de dos niveles se clasifican en vectores activos ($V_1 - V_6$) y vectores cero (V_0 y V_7). Como se muestra en la figura 3, estos vectores dividen el plano $\alpha\beta$ en seis sectores, (I- VI), formando los ejes de un hexágono, en donde los vectores activos poseen igual magnitud y están desfasados mutuamente 60° , por tanto pueden ser expresados mediante (2):

$$V_k = \frac{2}{3} V_{dc} e^{j(k-1)\pi/6} \quad \text{para} \quad (k = 1, 2 \dots 6) \quad (2)$$

donde V_{dc} es el voltaje del bus DC y k es un sector del hexágono.

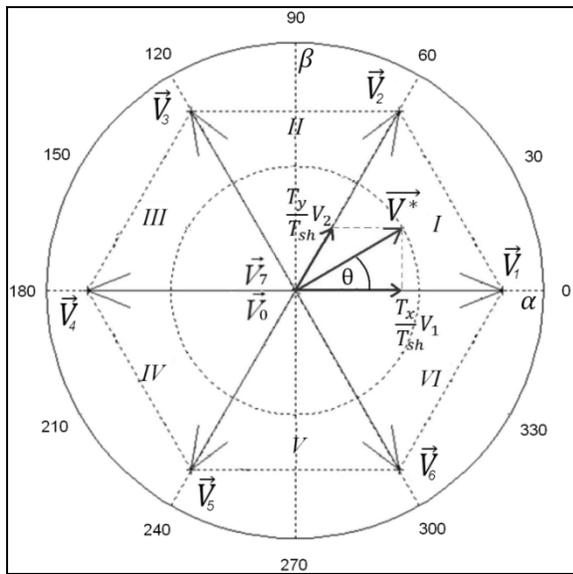


Figura 3. Hexágono del inversor

Cualquier vector de referencia \vec{V}^* dentro de los límites de un sector del hexágono se sintetiza por descomposición en sus componentes respecto a los vectores que forman el sector (V_x, V_y) y los vectores cero (V_0 y V_7). El desarrollo de esta síntesis se encuentra descrito detalladamente en Narayanan, 1999; Hava, 1998. Con respecto a los vectores que forman el sector, las expresiones son:

$$\vec{V}^* = \frac{T_x}{T_{sh}} V_x + \frac{T_y}{T_{sh}} V_y \quad (3)$$

Donde T_{sh} corresponde a medio ciclo de conmutación y T_x, T_y son los tiempos de activación de los vectores adyacentes al vector de referencia \vec{V}^* . Los tiempos T_x, T_y se calculan a partir de (4), donde k es el sector de ubicación del vector referencia ($k+1=1$ para $k=6$) y M es el índice de modulación.

$$T_k = T_{sh} M \frac{\sqrt{3}}{2} \sin\left(\frac{k\pi}{3} - \theta\right) \quad (4)$$

$$T_{k+1} = T_{sh} M \frac{\sqrt{3}}{2} \sin\left(\theta - (k-1)\frac{\pi}{3}\right)$$

El tiempo de activación de los vectores cero (T_z) se obtiene por: $T_z = T_{sh} - T_x - T_y$. El resultante debe ser dividido entre los tiempos de activación de los vectores cero (T_0 y T_7). Esta división permite diversas alternativas que determinan el desempeño de la modulación PWM. Dichas alternativas pueden ser representadas mediante (5):

$$T_7 = K_0(w_m t) T_z \quad (5)$$

$$T_0 = (1 - K_0(w_m t)) T_z$$

Donde $K_0(w_m t)$ es el distribuidor de estados cero ($1 \geq K_0(w_m t) \geq 0$) (Zhou y Wang, 2002).

En consecuencia, la elección de K_0 permite modificar características de desempeño en la modulación como: contenido armónico, pérdidas por conmutación y rango de operación lineal. Las alternativas más comunes en la selección de K_0 se resumen en la Tabla 2; cada una se asocia a un algoritmo de modulación PWM en particular.

Tabla 2. Alternativas de selección de K_0

	k par	k impar
$K_{OSY-SVPWM}(w_m t)$	$\frac{1}{2}$	$\frac{1}{2}$
$K_{OSFPWM}(w_m t)$	$\frac{1}{2} + \frac{T_1 - T_2}{6T_z}$	$\frac{1}{2}, \frac{T_2 - T_1}{6T_z}$
$K_{ODFPWM_0}(w_m t)$	1	0
$K_{ODFPWM_1}(w_m t)$	0*	1*
	1**	0**
$K_{ODFPWM_2}(w_m t)$	0	1
$K_{ODFPWM_3}(w_m t)$	1*	0*
	0**	1**
$K_{ODFPWM_{MAX}}(w_m t)$	1	1
$K_{ODFPWM_{MIN}}(w_m t)$	0	0

* En la primera mitad del sector.

** En la segunda mitad del sector.

La secuencia de conmutación generada a partir de distintas selecciones de K_0 durante un ciclo de conmutación dentro del sector se muestra en la Figura 4.

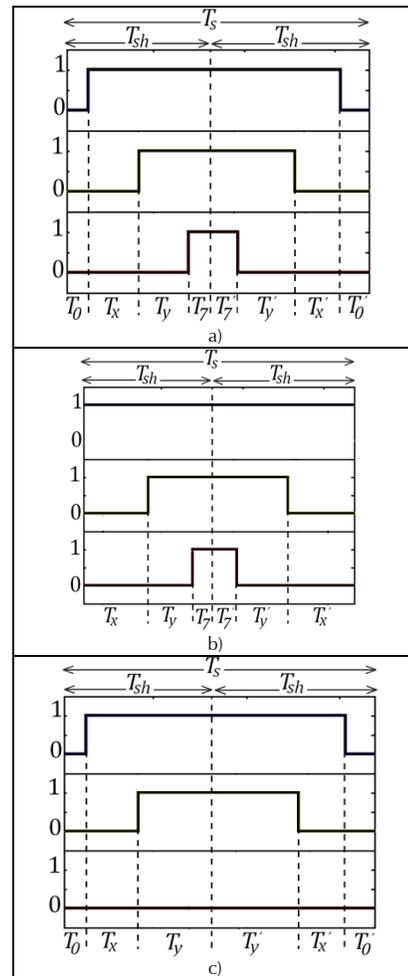


Figura 4. Secuencias de conmutación en el primer sector para una configuración sincrónica, asimétrica con control de doble flanco. a) Secuencia (0127,7210), generada con algoritmos continuos b) Secuencia (127,721), ($K_0=1$) c) Secuencia (012,210), ($K_0=0$). Los números entre paréntesis representan la secuencia de conmutación según la nomenclatura adoptada en Narayanan, 1999.

Análisis armónico mediante aplicación del F_{DIST}

El análisis por factor de distorsión armónica total F_{DIST} , válido para esquemas PWM alimentando cargas inductivas, emplea la representación vectorial de las señales trifásicas del inversor para formular tres índices que caracterizan el desempeño armónico del modulador en tres contextos: por ciclo de conmutación (vector de flujo armónico del estator $\vec{\psi}_{h\alpha}$), por sector (valor medio del vector de flujo armónico del estator F_{ABCD}^2) y por ciclo de fundamental (F_{DIST}) (Narayanan y Ranganathan, 2005).

Valor medio del vector de flujo armónico del estator

El desarrollo del vector de flujo armónico del estator ($\vec{\psi}_{h\alpha}$) presentado con detalle en Narayanan y Ranganathan, 2005, se basa en la existencia de un vector de error implícito en la síntesis del vector referencia. Mediante integración de este error dentro de T_{sh} se calculan las componentes d (ψ_d) y q (ψ_q) de $\vec{\psi}_{h\alpha}$ en función de las componentes abreviadas del vector error (Q_{0v} , Q_{1v} , Q_{2v} , Q_{7v} y D). Como resultado se obtienen trayectorias de $\vec{\psi}_{h\alpha}$ alrededor del origen del plano $\alpha\beta$. Estas trayectorias caracterizan a cada algoritmo PWM para cada índice de modulación M y ángulo θ del vector de referencia sintetizado. El valor medio del vector de flujo armónico del estator (F_{ABCD}^2) se calcula como el valor RMS del vector $\vec{\psi}_{h\alpha}$ dentro de T_{sh} como se presenta en (6).

$$F_{ABCD}^2 = \frac{1}{T_{sh}} \int_0^{T_{sh}} \psi_{q,ABCD}^2 dt + \frac{1}{T_{sh}} \int_0^{T_{sh}} \psi_{d,ABCD}^2 dt \tag{6}$$

Tabla 3. Expresiones para calcular el vector de flujo RMS según la secuencia de conmutación

ABCD	F_{ABCD}^2
0127,7210	$\frac{1}{T_{sh}} \left(\frac{T_0}{3} Q_0^2 + \frac{T_1}{3} [Q_0^2 + Q_0(Q_0 + Q_1) + (Q_0 + Q_1)^2] + \frac{T_2}{3} [(Q_0 + Q_1)^2 - (Q_0 + Q_1)Q_7 + Q_7^2] + \frac{T_7}{3} Q_7^2 + \frac{D^2}{3} (T_1 + T_2) \right)$
012,210	$\frac{1}{T_{sh}} \left(\frac{T_0}{3} Q_0^2 + \frac{T_1}{3} [Q_0^2 - Q_0 Q_1 + Q_1^2] + \frac{T_2}{3} Q_1^2 + \frac{D^2}{3} (T_1 + T_2) \right)$
127,721	$\frac{1}{T_{sh}} \left(\frac{T_1}{3} Q_1^2 + \frac{T_2}{3} [Q_1^2 - Q_1 Q_7 + Q_7^2] + \frac{T_7}{3} Q_7^2 + \frac{D^2}{3} (T_1 + T_2) \right)$

La solución de (6) para las secuencias de conmutación que emplean los algoritmos PWM más comunes se presenta en la Tabla 3, donde $ABCD$ representa la secuencia de conmutación (Narayanan y Ranganathan, 2005). Mediante F_{ABCD}^2 es posible asignar un valor a cada trayectoria del vector $\vec{\psi}_{h\alpha}$ y generar curvas de desempeño armónico a lo largo de los 60° del primer sector o superficies, al considerar diversos índices de modulación M . Este trabajo reporta por primera vez un análisis gráfico de tales superficies.

La evolución del índice F_{ABCD}^2 para algoritmos continuos SPWM y SY-SVPWM se presenta en la Figura 5.

Para SPWM (Figura 5a) el índice F_{ABCD}^2 es poco dependiente del ángulo de referencia θ hasta aproximadamente $M=0.7$. Por encima de $M=0.7$, alcanza la máxima amplitud del vector de F_{ABCD}^2 alrededor de $\theta = 30$.

En el algoritmo SY-SVPWM (Figura 5b) la dependencia respecto al ángulo θ se acentúa mientras el índice de modulación crece; para $M= 1.15$ el vector F_{ABCD}^2 alcanza la máxima amplitud en $\theta=30^\circ$, mientras que en $\theta=0$ y $\theta=60^\circ$ la amplitud se reduce significativamente.

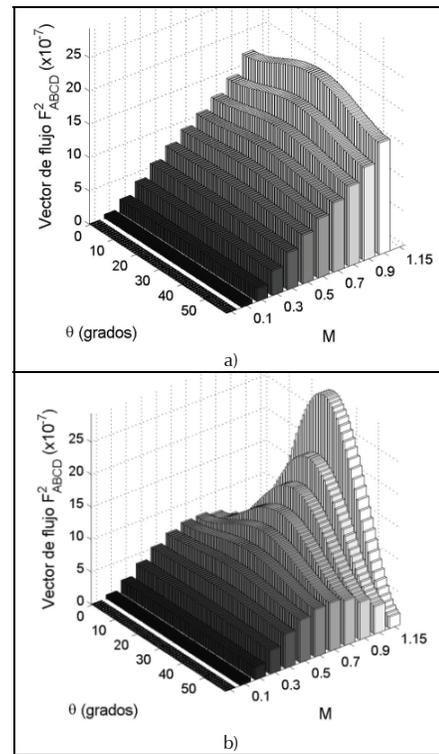


Figura. 5. Evolución del índice F_{ABCD}^2 a) algoritmo SPWM, b) algoritmo SY-SVPWM

Los dos moduladores continuos presentan simetría alrededor de $\theta=30^\circ$, siendo comparativamente mayor la exhibida por SY-SVPWM dada la partición simétrica de estados cero de este algoritmo.

La evolución de los moduladores discontinuos se muestra en la figura 6. La tendencia descrita por los seis algoritmos discontinuos puede ser agrupada en cuatro superficies debido al uso del mismo partidor de estado cero de algunos algoritmos DPWM dentro del primer sector, es el caso del DPWM0 y DPWMMIN o DPWM2 y DPWMMAX (Camacho y López, 2008).

En general, para los algoritmos discontinuos las superficies del vector F_{ABCD}^2 dependen de θ ; sin embargo, dicha dependencia provoca una distribución de amplitudes del vector F_{ABCD}^2 diferente a la ilustrada en algoritmos continuos. Como característica común de los moduladores discontinuos se observa una tendencia hacia la misma distribución de superficie en $M= 1.15$, distribución que presenta amplitudes menores a las ilustradas por los algoritmos continuos.

Comparando la superficie de las figuras 5b y figura 6, se aprecia superioridad del algoritmo SY-SVPWM en rangos bajos de M ; no obstante, en alta modulación el desempeño de los algoritmos discontinuos se incrementa y en algunos puntos llega a superar a SY-SVPWM.

Factor de distorsión armónica total (F_{DIST})

El factor de distorsión armónica total se calcula como el valor RMS del rizado de flujo a lo largo del primer sector, como se muestra en (7).

$$F_{Dist} = \sqrt{\sum_{\theta=0}^{50^\circ} \frac{F_{ABCD}^2}{N \psi_f^2}} \quad (7)$$

donde ψ_f es el flujo fundamental definido como:

$$\psi_f = \frac{M}{2\pi f_m}$$

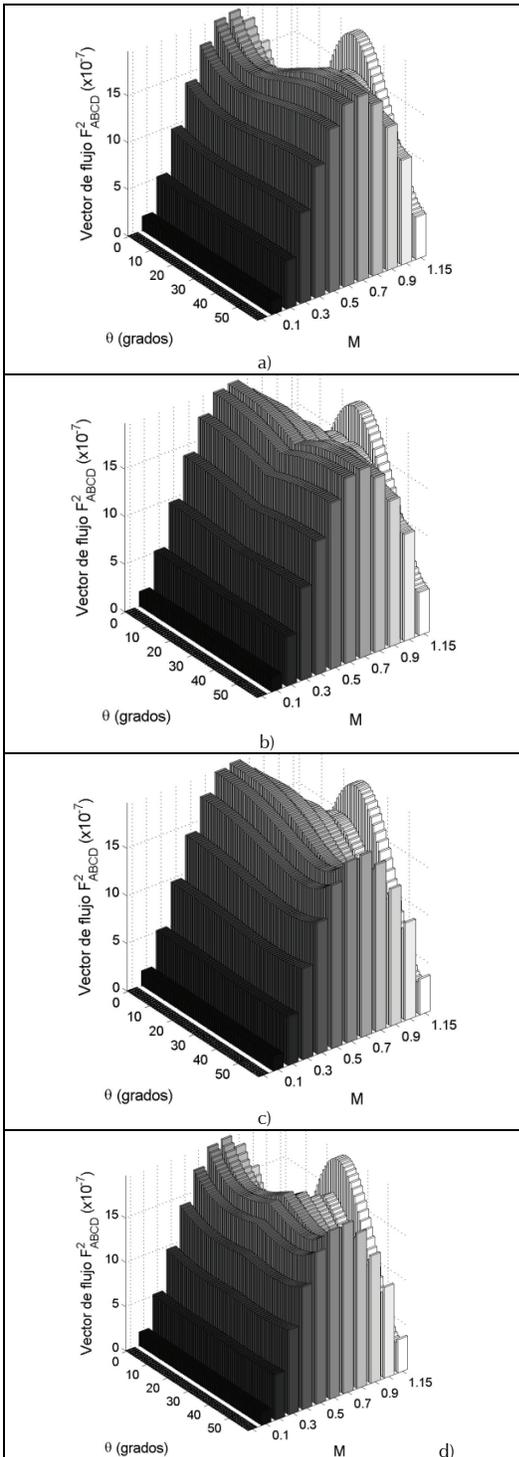


Figura 6. Evolución del índice F_{ABCD}^2 en el primer sector. a) DPWMMIN, DPWM0, b) DPWM1, c) DPWMMAX, DPWM2, d) DPWM3

Para realizar curvas de desempeño armónico (M, F_{DIST}) a lo largo del primer sector, se evaluó el índice F_{DIST} para cada algoritmo de modulación PWM en la Tabla 1. La evaluación se hizo para $N=24$ (baja resolución) y $N=360$ (alta resolución). Los resultados se muestran en la figura 7, donde se nota una relación inversamente proporcional entre la amplitud del índice y el índice de modulación debido al incremento de la componente fundamental como consecuencia del incremento en el índice de modulación (ecuación 7).

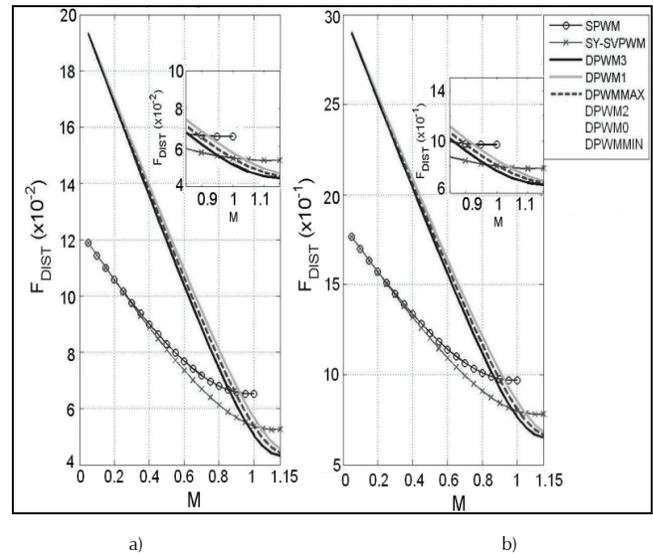


Figura 7. Evolución de F_{DIST} para los algoritmos PWM en el rango lineal de M . a) $N=360$ ($f_m=2.4$ Hz). b) $N=24$ ($f_m=36$ Hz).

De las figuras 7a y 7b, se deduce que la amplitud del índice F_{DIST} es inversamente proporcional a la relación de frecuencias N y que existe una relación constante entre los desempeños armónicos de los algoritmos de modulación. Esta relación marca la superioridad de los algoritmos de modulación continuos sobre los discontinuos para índices de modulación menores a 0.9, siendo comparativamente superior el SY-SVPWM. Para índices de modulación mayores a 0.9, el desempeño armónico de los algoritmos discontinuos mejora superando al SY-SVPWM.

El análisis comparativo del factor F_{DIST} indica que no existe un algoritmo PWM de desempeño armónico superior a lo largo del rango lineal de M ; sin embargo, en pequeñas regiones de M existen algoritmos superiores. Aunque las tendencias presentadas en la figura 7 se lograron analizando el sector I, las conclusiones dadas son válidas para todo el ciclo fundamental debido al comportamiento simétrico de los algoritmos de modulación en análisis (Camacho y López, 2008).

Diseño del algoritmo híbrido

La superioridad local de algunos algoritmos PWM brinda una alternativa para mejorar el desempeño armónico en la salida de un inversor VSI trifásico de dos niveles. Esta alternativa es la implementación de un esquema de modulación híbrido capaz de seleccionar en línea el algoritmo de modulación de menor distorsión armónica en cada punto de operación. El esquema propuesto utiliza el índice F_{ABCD}^2 para seleccionar los algoritmos que conforman la solución híbrida. Este consiste en cuatro etapas:

Etapa 1: Determinar las superficies F_{ABCD}^2 de cada uno de los algoritmos PWM que harán parte de la solución híbrida, para el sector I (figuras 4 y 5).

Etapa 2: Encontrar la superficie F_{ABCD}^2 de menor amplitud en cada punto de operación. Se compararon las superficies en las figuras 4 y 5 y se seleccionaron las menores amplitudes. La superficie resultante se muestra en la figura 8, ésta contiene las amplitudes mínimas del índice F_{ABCD}^2 dentro del primer sector.

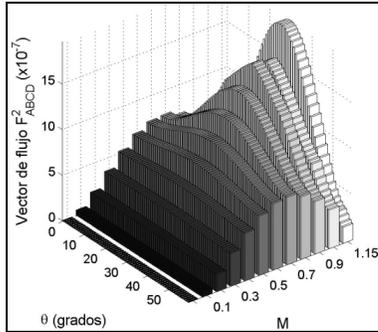


Figura 8. Evolución del F_{ABCD}^2 de amplitud mínima en el sector

Etapa 3: Identificar los algoritmos PWM que conforman la superficie mínima encontrada. El resultado de esta búsqueda es la partición que se muestra en la figura 9, donde se indican los algoritmos PWM que conforman la solución híbrida y los puntos de transición dentro del sector I.

Etapa 4: Completar la partición para el ciclo fundamental. Debido a la simetría presentada por el hexágono del inversor (figura 3), fue posible generalizar los resultados del sector I, y encontrar la partición ilustrada en la figura 9 válida para el ciclo fundamental. Esta partición se caracteriza por presentar una simetría de 120° y emplear en el rango de modulación $[0.05 < M < 0.95]$ el algoritmo SY-SVPWM y en alta modulación una combinación de algoritmos continuos y discontinuos dependiente de la orientación del vector referencia. Los algoritmos discontinuos PWM que constituyen la solución híbrida son: DPWM3, DPWM2 y DPWM1.

Es importante anotar que la distribución encontrada es independiente del índice N , estableciendo una ventaja en la implementación de aplicaciones que impliquen frecuencias fundamentales variables.

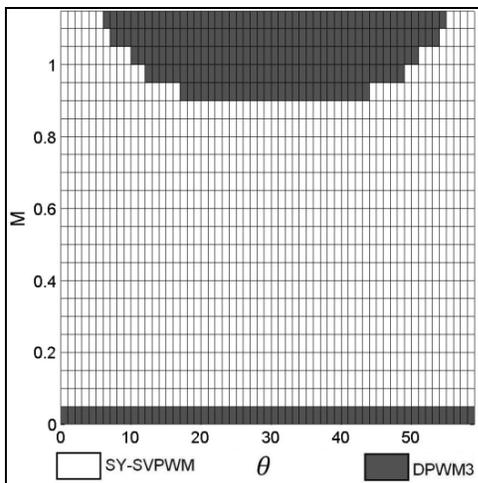


Figura 9. Partición de puntos de operación en el sector

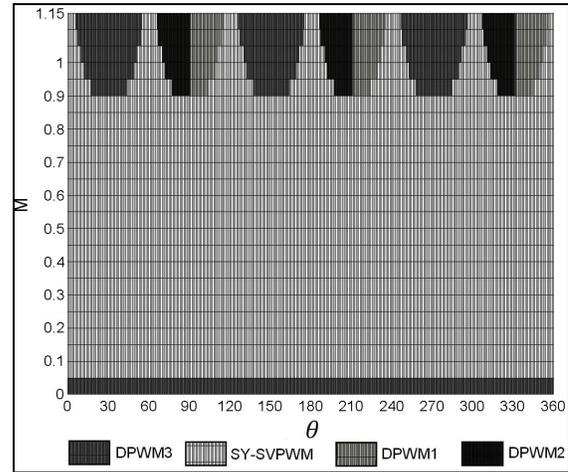


Figura 10. Partición de puntos de operación para los seis sectores

Validación del algoritmo diseñado

Los puntos de operación seleccionados para la validación del algoritmo híbrido se conformaron respecto de dos variables: el índice de modulación M variando entre 0.05 y 1.15 en pasos de 0.05 , y el índice de frecuencias N con valores 24 y 360 . La validación se realizó teóricamente mediante el cálculo del factor de distorsión armónica total F_{DIST} y experimentalmente mediante la medición del índice de distorsión armónica de corriente V_{WTHD} .

Validación teórica

Mediante aplicación de la ecuación (7) sobre las amplitudes del factor F_{ABCD}^2 presentadas en la figura 8 se obtuvieron las tendencias en la figura 11. En ellas se corrobora el buen desempeño armónico teórico de la estrategia híbrida. Como se esperaba a partir de la distribución en la Figura 10, para $M < 0.95$ la estrategia híbrida sigue la evolución del algoritmo SY-SVPWM y en alta modulación mejora el desempeño armónico de los algoritmos continuos y discontinuos.

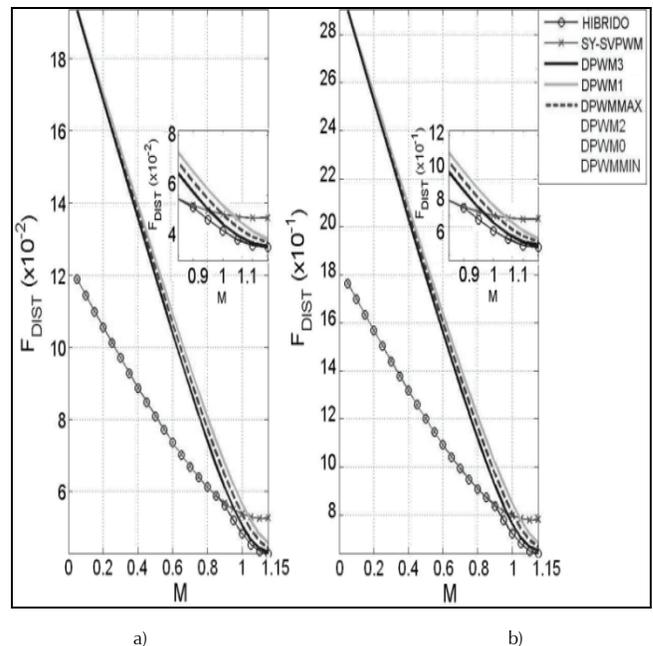


Figura 11. Comparación del F_{DIST} entre los algoritmos PWM y el algoritmo de modulación híbrido PWM. a) $N=360$ ($f_m=2.4\text{Hz}$). b) $N=24$ ($f_m=36\text{ Hz}$).

Validación experimental

El algoritmo de modulación híbrido se implementó sobre un procesador digital de señales dsPIC30F2010 de Microchip®. El indicador de desempeño armónico adoptado fue el V_{WTHD} , debido a la facilidad de su obtención en un entorno experimental. La validación se realizó con base en el algoritmo SY-SVPWM puesto que en (Camacho y López, 2008) se verifica que su desempeño armónico es superior al de los algoritmos discontinuos en la mayor parte del rango de operación. La obtención del V_{WTHD} se hizo en dos etapas, inicialmente se muestrearon y almacenaron los pulsos de salida del modulador en sus niveles lógicos (0 a 5V) empleando el osciloscopio digital Lecroy 9310CM, y posteriormente mediante aplicación del algoritmo FFT (Fast Fourier Transform) (Matlab, 2007) se calculó la magnitud de las componentes armónicas y el índice V_{WTHD} (figura 12). Los errores de medición respecto a resultados de simulación fueron de 19,74% para $N=360$ y 5,21% para $N=24$ (Camacho y López, 2008).

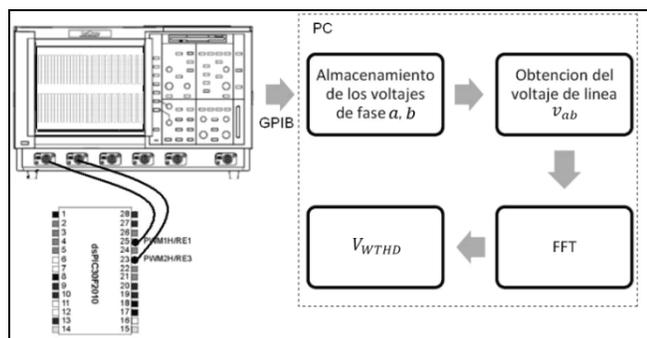


Figura 12. Esquema de medición experimental

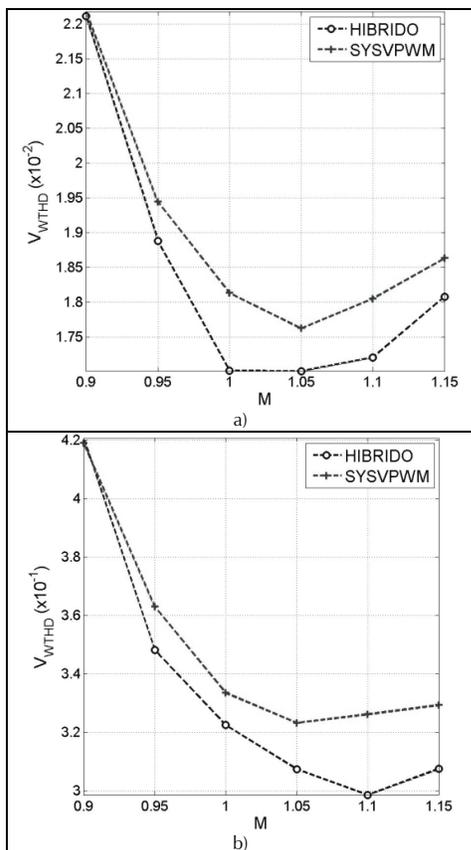


Figura 13. Comparación del índice V_{WTHD} entre los algoritmos: híbrido y SY-SVPWM a) $N=360$ ($f_m=2.4$ Hz). b) $N=24$ ($f_m=36$ Hz).

Los resultados se resumen en la figura 13. Nótese que el rango de variación de M se limita entre 0.9 y 1.15 puesto que la solución híbrida planteada difiere del SY-SVPWM a partir de $M=0.95$. Las tendencias obtenidas verifican que el algoritmo híbrido propuesto despliega mejor desempeño armónico dentro de todo el rango de operación lineal, superando al algoritmo SY-SVPWM y por ende a los algoritmos discontinuos. Esta mejora es más notable para un índice de frecuencias $N=24$, lo que evidencia su aplicabilidad en accionamientos eléctricos de alta potencia que precisan de bajas frecuencias de conmutación.

Este nuevo algoritmo de modulación PWM de desempeño armónico superior se propone llamar: *Hybrid Discontinuous Pulse Width Modulation* – HDPWM.

Conclusiones

En este trabajo se presenta el diseño y validación de un algoritmo PWM híbrido que supera el desempeño armónico de algoritmos de modulación comunes en procesos de conversión de potencia en accionamientos eléctricos AC. El algoritmo fue diseñado comparando los desempeños armónicos de varios algoritmos de modulación PWM caracterizados por la evolución del rizado del vector de flujo del estator. El algoritmo híbrido resultante fue validado teóricamente calculando el factor de distorsión armónica F_{DIST} y experimentalmente midiendo el índice de distorsión armónica de corriente V_{WTHD} . Los resultados son acordes con las predicciones teóricas y confirman la superioridad del algoritmo diseñado.

Adicionalmente, se presentó una metodología de selección de algoritmos PWM para mejorar desempeño armónico a la salida del inversor. Esta metodología fue aplicada para el inversor VSI trifásico de dos niveles, pero puede ser utilizada en otras topologías inversoras.

Nomenclatura

- D Componente del eje d del vector de error generado al aplicar el vector activo V_1 .
- f_m Frecuencia fundamental
- f_s Frecuencia de conmutación.
- F_{DIST} Factor de distorsión armónica total
- F_{ABCD}^2 Valor medio del vector de flujo armónico del estator (ψ_{is})
- h índice armónico respecto al componente fundamental
- k Indicador del sector del hexágono del inversor
- K_0 Partidor de estado cero
- M Índice de modulación
- N Índice de frecuencias
- Q_0 Componente del eje q del vector de error generado al aplicar el vector cero V_0 .
- Q_1 Componente del eje q del vector de error generado al aplicar el vector activo V_1 .
- Q_2 Componente del eje q del vector de error generado al aplicar el vector activo V_2 .
- Q_7 Componente del eje q del vector de error generado al aplicar el vector cero V_7 .
- t Tiempo
- T_x Tiempo de activación del vector activo V_x
- T_y Tiempo de activación del vector activo V_y
- T_{sh} Medio periodo de conmutación
- T_z Tiempo de activación de los vectores cero.
- T_0 Tiempo de activación del vector cero V_0 .
- T_7 Tiempo de activación del vector cero V_7 .

T_k	Tiempo de activación del vector activo V_k .
T_{k+1}	Tiempo de activación del vector activo V_{k+1} .
V_{ab}	Voltaje de línea a línea entre las fases a y b en la salida del inversor.
V_h	Magnitud del h -ésimo armónico de la señal V_{ab}
V_f	Magnitud del componente fundamental de la señal V_{dc}
\overline{V}_{WTHD}	Índice de distorsión armónica total
\overline{V}^*	Vector espacial de referencia
V_0, V_1, V_2	Vectores espaciales del hexágono del inversor.
V_4, V_5, V_6	
V_{dc}	Voltaje del bus DC del inversor
ω_m	Frecuencia angular fundamental
θ	Orientación del vector espacial de referencia \overline{V}^*
$\overline{\psi}_n$	Vector espacial de flujo armónico del estator
ψ_d	Componente del eje d de $\overline{\psi}_n$
ψ_q	Componente del eje q de $\overline{\psi}_n$
Ψ_f	Flujo armónico fundamental.
$I / II / III / IV$	Sectores del hexágono del inversor
V / VI	

Bibliografía

- Camacho, G., López, D., Evaluación experimental del contenido armónico en los algoritmos de modulación PWM de inversores trifásicos., Tesis presentada a la Universidad del Cauca, para optar al título de Ingenieros en Automática Industrial, 2008.
- Hava, A., Carrier Based PWM-VSI Drives in the overmodulation region., Tesis presentada a la Universidad de Wisconsin, para optar al grado de Doctor en Filosofía, 1998.
- Holmes, D., Lipo, T., Pulse Width Modulation for Power Converters: Principles and Practice., Mohamed E. El Hawary (ed). Wiley -IEEE Press Series on Power Engineering, Vol. 1, 2003.
- Holmes, G., McGrath, B., Opportunities for Harmonic Cancellation with Carrier Based PWM for Two-Level and Multi-Level Cascaded Inverters., Department of Electrical and Computer Systems Engineering, Monash University Australia, 2003.
- Matlab., Software de análisis numérico., MathWorks Matlab Inc., 2007.
- Murphy, J., Egan, M., Moynihan J., Theoretical spectra of space-vector-modulated waveforms., IEE Proceedings on line., No 19981564, Vol. 145, 1998, pp. 17-24.
- Narayanan, G., Synchronised Pulsewidth Modulation Strategies based on Space Vector Approach for Induction Motor Drives., Tesis presentada al Instituto de Ciencia de la India, para optar por el grado de Doctor en Filosofía, 1999.
- Narayanan, G., Krishnamurthy, H., Di Zhao., Ayyanar, R., Advanced Bus-Clamping PWM Techniques Based on Space Vector Approach., IEEE Transaction on Power electronics, Vol. 21, No. 4, 2006, pp. 974-984.
- Narayanan, G., Ranganathan, T., Analytical Evaluation of Harmonic Distortion in PWM AC Drives Using the Notion of Stator Flux Ripple., IEEE Transactions on power electronics, Vol. 20, 2005, pp. 466-474.
- Rodriguez, P., Aportaciones a los acondicionadores activos de corriente en derivación para redes trifásicas de cuatro hilos., Tesis presentada a la Universidad politécnica de Catalunya, para optar por el grado de Doctor, 2005.
- Van Der Broeck, H., Skudelny, H., Analytical analysis of the harmonic effects of a PWM AC drive., IEEE Transaction on Power electronics, Vol. 3, 1988, pp. 216-223.
- Wells, J., Generalized selective harmonic control., Tesis presentada a la Universidad de Illinois, para optar por el grado de Doctor en Filosofía, 2006.
- Zhou, K., Wang, D., Relationship between space-vector modulation and three-phase carrier-based PWM: A comprehensive analysis., IEEE transactions on Industrial Electronics, Vol. 49, 2002, pp. 186-196.