

**EVALUACIÓN EXPERIMENTAL DEL CONTENIDO ARMÓNICO
EN LOS ALGORITMOS DE MODULACIÓN PWM DE INVERSORES
TRIFÁSICOS**



ANEXOS

**DIANA JIMENA LÓPEZ MESA
GUILLERMO ALBERTO CAMACHO MUÑOZ**

**UNIVERSIDAD DEL CAUCA
FACULTAD DE INGENIERÍA ELECTRÓNICA Y TELECOMUNICACIONES
DEPARTAMENTO DE ELECTRÓNICA, INSTRUMENTACIÓN Y CONTROL
POPAYÁN
2008**

**EVALUACIÓN EXPERIMENTAL DEL CONTENIDO ARMÓNICO
EN LOS ALGORITMOS DE MODULACIÓN PWM DE INVERSORES
TRIFÁSICOS**

ANEXOS

**DIANA JIMENA LÓPEZ MESA
GUILLERMO ALBERTO CAMACHO MUÑOZ**

**Director:
ING. VLADIMIR TRUJILLO ARIAS**

**UNIVERSIDAD DEL CAUCA
FACULTAD DE INGENIERÍA ELECTRÓNICA Y TELECOMUNICACIONES
DEPARTAMENTO DE ELECTRÓNICA, INSTRUMENTACIÓN Y CONTROL
POPAYÁN
2008**

Tabla de Contenido

| | |
|--|----|
| Apéndice A. Aspectos complementarios de la modulación SV-PWM..... | 1 |
| A.1. La transformación de Clarke..... | 1 |
| A.2. Secuencias de conmutación. | 3 |
| A.3. Evolución del partidor de estados cero. | 4 |
| Apéndice B. Aspectos complementarios del desempeño armónico de los moduladores.. | 6 |
| B.1. Modelo de Wall. | 6 |
| B.2. Cálculo de los coeficientes C_{mn} | 11 |
| B.3. El vector de flujo armónico del estator (ψ_h)..... | 14 |
| B. 3. 1. Obtención del vector de rizado de flujo armónico del estator. | 15 |
| B. 3. 2. Consideraciones sobre el vector de flujo armónico del estator..... | 21 |
| Apéndice C. Aspectos adicionales de la implementación. | 22 |
| C.1. Hardware empleado en la etapa de implementación..... | 22 |
| C. 1. 1. dsPIC30F2010. | 22 |
| C. 1. 2. Tarjeta entrenadora dsPICDEM™ 28 pin. | 24 |
| C. 1. 3. Programación del dsPIC30F2010..... | 27 |
| C.2. Diagramas de flujo..... | 28 |
| C. 2. 1. Flujograma CN. | 28 |
| C. 2. 2. Flujograma PWM. | 28 |
| C. 2. 3. Conversión de tiempos de vectores espaciales a ciclos útiles..... | 29 |
| C. 2. 4. Calcula K_o | 29 |
| C.3. Código MPLAB..... | 30 |
| C.4. Osciloscopio digital Lecroy 9310CM..... | 34 |
| C.5. Comunicación GPIB | 36 |
| C. 5. 1. Características eléctricas del GPIB..... | 36 |
| Apéndice D. Resultados de desempeño armónico. | 41 |
| D.1. Obtención del índice V_{WTHD} mediante simulación. | 41 |
| D. 1. 1. Diagrama en bloques del esquema de simulación. | 41 |
| D. 1. 2. Bloque Modulador SV-PWM. | 42 |
| D. 1. 3. Obtenedor de ciclos útiles..... | 42 |
| D. 1. 4. Proceso de cálculo del V_{WTHD} | 43 |
| D.2. Resultados experimentales del índice V_{WTHD} | 43 |

| | |
|---|----|
| D.3. Resultados simulados del índice V_{WTHD} | 50 |
| D.4. Cálculo de los índices de error de medición..... | 57 |
| Bibliografía..... | 65 |

Lista de Figuras

| | |
|--|----|
| Figura A-1. Transformación de un sistema trifásico a los ejes estacionarios $\alpha\beta$ | 1 |
| Figura A-2. Composición del vector espacial vs en el marco de referencia $\alpha\beta$ | 2 |
| Figura A-3. Patrones de conmutación de SY-SVPWM en cada sector..... | 3 |
| Figura A-4. Relación entre $K_0(w_m t)$ para los algoritmos de modulación continuos..... | 4 |
| Figura A-5. Relación entre $K_0(w_m t)$ para los algoritmos de modulación discontinuos..... | 5 |
| Figura B-1. Señal Moduladora del modelo <i>wall</i> | 7 |
| Figura B-2. Celda periódica junto con el contorno de la función $f(x, y)$ | 8 |
| Figura B-3. Celdas unitarias en 4 ciclos de conmutación..... | 8 |
| Figura B-4. Vista en dos dimensiones del Modelo geométrico de <i>wall</i> | 9 |
| Figura B-5. Muestreos en el modelo <i>wall</i> | 10 |
| Figura B-6. Modelo <i>wall</i> en tres dimensiones junto con el tren de pulsos v_{aN} | 11 |
| Figura B-7. Variaciones del vector \vec{v}_{err} dentro del sector I | 14 |
| Figura B-8. Secuencia de conmutación <i>double edge</i> asimétrica..... | 15 |
| Figura B-9. Descomposición de los vectores en los ejes dq | 15 |
| Figura B-10. Trayectoria del flujo armónico. Punto de operación $M = 0.8, \theta = 15^\circ$ | 19 |
| Figura C-1. Aspecto y diagrama de pines del dsPIC30F2010..... | 22 |
| Figura C-2. Pines utilizados en la aplicación..... | 24 |
| Figura C-3. Aspecto de la tarjeta dsPICDEM TM 28 pin..... | 25 |
| Figura C-4. Diagrama de pines de la tarjeta dsPICDEM TM 28 pin..... | 25 |
| Figura C-5. Diagrama circuital de hardware adicional..... | 27 |
| Figura C-6. Diagrama de depuración y programación del dsPIC30F2010..... | 27 |
| Figura C-7. Aspecto del osciloscopio digital Lecroy 9310CM..... | 35 |
| Figura C-8. Esquema básico del sistema experimental..... | 35 |
| Figura C-9. Aspecto de cables y conectores GPIB..... | 36 |
| Figura C-10. Tarjeta GPIB de <i>National Instruments</i> | 37 |
| Figura D-1. Diagrama en bloques del esquema de simulación..... | 41 |
| Figura D-2. Diagrama del bloque Modulador SV-PWM..... | 42 |
| Figura D-3. Bloque Obtenedor de ciclos útiles..... | 42 |
| Figura D-4. Desempeño armónico experimental del DPWM3..... | 44 |
| Figura D-5. Desempeño armónico experimental del DPWM0..... | 45 |
| Figura D-6. Desempeño armónico experimental del DPWM1..... | 46 |
| Figura D-7. Desempeño armónico experimental del DPWM2..... | 47 |
| Figura D-8. Desempeño armónico experimental del DPWMMAX..... | 48 |
| Figura D-9. Desempeño armónico experimental del DPWMMIN..... | 49 |
| Figura D-10. Desempeño armónico simulado del DPWM3..... | 51 |

| | |
|--|----|
| Figura D-11. Desempeño armónico simulado del DPWM0..... | 52 |
| Figura D-12. Desempeño armónico simulado del DPWM1..... | 53 |
| Figura D-13. Desempeño armónico simulado del DPWM2..... | 54 |
| Figura D-14. Desempeño armónico simulado del DPWMMAX. | 55 |
| Figura D-15. Desempeño armónico simulado del DPWMMIN..... | 56 |
| Figura D-16. Error medio calculado para cada algoritmo de modulación. | 57 |
| Figura D-18. Resultados Experimentales para SY-SVPWM.. | 58 |
| Figura D-19. Resultados Experimentales para DPWM0..... | 59 |
| Figura D-20. Resultados Experimentales para DPWM1..... | 60 |
| Figura D-21. Resultados Experimentales para DPWM2..... | 61 |
| Figura D-22. Resultados Experimentales para DPWM3..... | 62 |
| Figura D-23. Resultados Experimentales para DPWMMAX. | 63 |
| Figura D-24. Resultados Experimentales para DPWMMIN..... | 64 |

Lista de Tablas

| | |
|--|----|
| Tabla A-1. Criterios de selección de c_1 y c_2 | 3 |
| Tabla B-1. Límites de los coeficientes de Fourier..... | 13 |
| Tabla B-2. Resumen de los componentes de ejes d, q para los vectores del inversor..... | 16 |
| Tabla B-3. Tabla de valores del vector de error v_s para el sector I | 17 |
| Tabla B-4. Resumen de la variación del vector de flujo en el sector I | 18 |
| Tabla C-1. Descripción de pines utilizados en la aplicación..... | 26 |

Apéndice A. Aspectos complementarios de la modulación SV-PWM.

A.1. La transformación de Clarke.

La transformación de Clarke permite convertir los tres componentes de un sistema trifásico en un vector que consta de solo dos componentes ortogonales y viceversa (Ver Figura A-1). Dado un sistema trifásico de señales (voltajes o corrientes) en el dominio del tiempo, se puede definir una transformación sobre un sistema de ejes estacionarios $\alpha\beta$ mediante la matriz de transformación en (A-1) [1].

$$\begin{bmatrix} v_{0s} \\ v_{\alpha s} \\ v_{\beta s} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} c_1 & c_1 & c_1 \\ c_2 & -\frac{1}{2}c_2 & -\frac{1}{2}c_2 \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2}c_2 & -\frac{\sqrt{3}}{2}c_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{bmatrix} \quad (\text{A-1})$$

$$v_{\alpha\beta 0} = {}^{abc}T_{\alpha\beta 0} v_{abc}$$

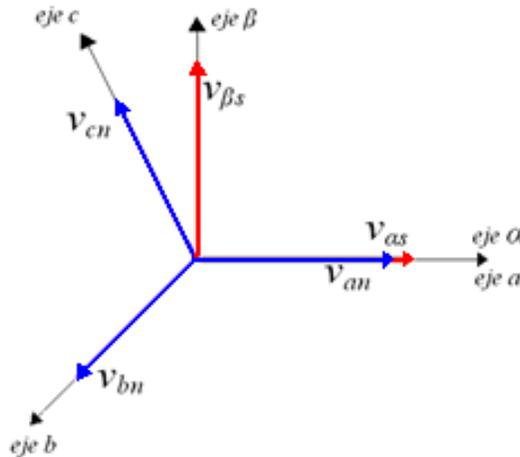


Figura A-1. Transformación de un sistema trifásico a los ejes estacionarios $\alpha\beta$.

En la Figura A-1, se ilustra la aplicación de la transformación directa de Clarke a un conjunto trifásico balanceado de secuencia positiva. En ella se aprecian las componentes v_{an} , v_{bn} y v_{cn} orientadas en la dirección de tres ejes estacionarios desfasados 120° junto con las componentes resultado de la transformación orientadas a lo largo de los ejes α , β . El resultado de la transformación consta de 3 variables: v_{0s} denominada la señal de secuencia cero, $v_{\alpha s}$ denominada la componente α y $v_{\beta s}$ denominada la componente β .

Note que la señal v_{0s} corresponde a la misma señal de secuencia cero descrita en el Capítulo 2. Para el caso de los sistemas sinusoidales trifásicos balanceados, v_{0s} es igual a 0 por lo tanto la transformación se reduce al cálculo de las componentes α y β :

$$v_{\alpha s} = c_2 \frac{3}{2} v_{an} \quad (\text{A-2})$$

$$v_{\beta s} = c_2 \frac{\sqrt{3}}{2} (v_{bn} - v_{cn})$$

Estas dos componentes se pueden agrupar como un número complejo que se denomina *vector espacial* \vec{v}_s (Ver Figura A-2), dando lugar a una representación muy compacta de la transformación:

$$\vec{v}_s = v_{\alpha s} + jv_{\beta s} \quad (\text{A-3})$$

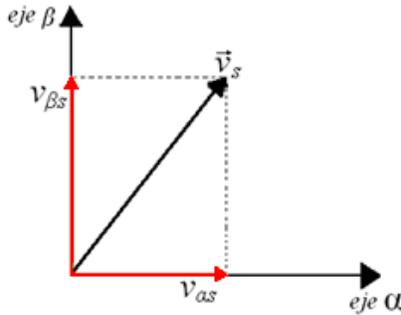


Figura A-2. Composición del vector espacial \vec{v}_s en el marco de referencia $\alpha\beta$.

Es importante notar que aunque un sistema trifásico contenga señales de secuencia cero éstas no afectan al vector espacial definido en (A-3) puesto que en esta representación no se incluye la componente de secuencia cero v_{0s} . A partir de las ecuaciones (A-2) y (A-3) es posible representar al vector espacial en función directa de los voltajes instantáneos de fase $v_{in}(t)$ como se muestra en (A-4).

$$\vec{v}_s = c_2 (v_{an} + \vec{a}v_{bn} + \vec{a}^2 v_{cn}) \quad (\text{A-4})$$

Donde:

$\vec{a} = e^{j\frac{2\pi}{3}}$ es el operador espacial.
 $j = \sqrt{-1}$ es la unidad imaginaria.

Las constantes c_1 y c_2 empleadas en las ecuaciones de transformación se escogen de acuerdo a dos criterios: invarianza en la potencia e invarianza en la amplitud. Sus valores se resumen en la Tabla A-1.

| Criterio | c_1 | c_2 |
|---|----------------------|----------------------|
| Mantener invariante la potencia. | $\frac{1}{\sqrt{3}}$ | $\sqrt{\frac{2}{3}}$ |
| Hacer que el módulo del vector espacial \vec{v}_s coincida con el valor máximo de los voltajes trifásicos v_{an}, v_{bn}, v_{cn} . | $\frac{1}{3}$ | $\frac{2}{3}$ |
| Hacer que la potencia no se mantenga constante y que el módulo del vector espacial \vec{v}_s sea $3/2$ del valor máximo de las corrientes trifásicas v_{an}, v_{bn}, v_{cn} . | $\frac{1}{2}$ | 1 |

Tabla A-1. Criterios de selección de c_1 y c_2 .

Los valores empleados para las transformaciones correspondientes en este trabajo de grado son: $c_1 = \frac{1}{3}$ y $c_2 = \frac{2}{3}$

A.2. Secuencias de conmutación.

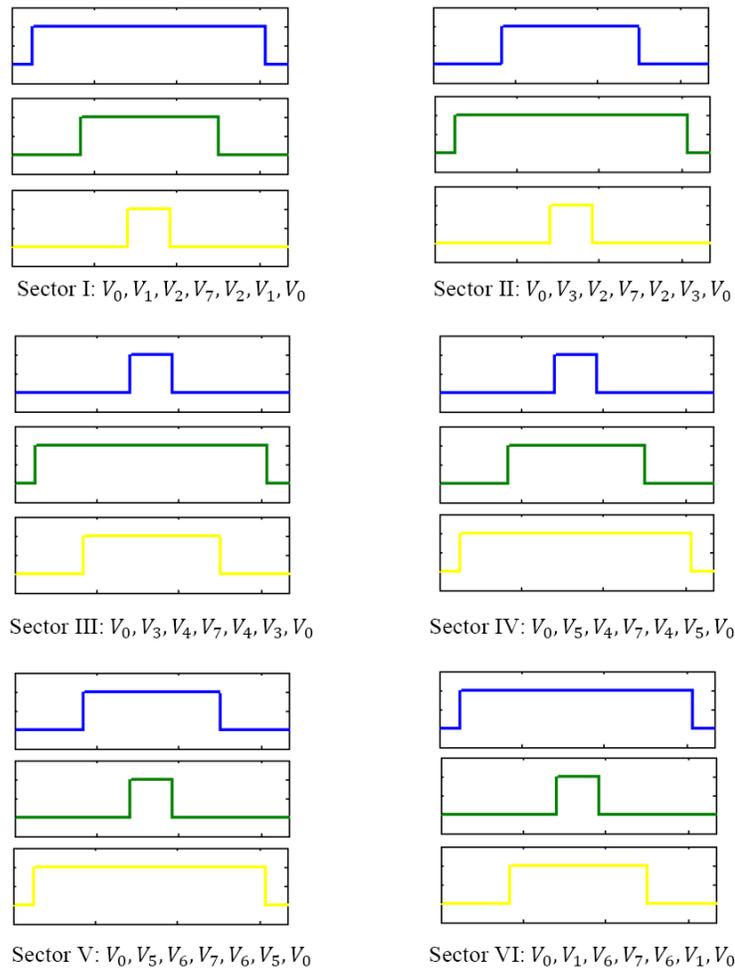


Figura A-3. Patrones de conmutación de SY-SVPWM en cada sector.

En la Figura A-3 se presentan las secuencias de conmutación generadas en los 6 sectores del hexágono del inversor, al emplear el algoritmo de modulación SY-SVPWM. A partir de estas secuencias resulta sencillo obtener las relaciones entre ciclos útiles y tiempos de activación de los vectores del hexágono del inversor.

A.3. Evolución del partidor de estados cero.

Con la variación en el tiempo de $K_0(w_m t)$ se pueden generar los algoritmos de modulación de inyección de secuencia cero en el esquema basado en vectores espaciales. En la Figura A-4 y Figura A-5 se muestran algunas de estas variaciones junto con la evolución del ciclo útil del canal PWM a obtenido a partir de la Tabla 2-4. Estas figuras ilustran las similitudes entre los ciclos útiles generados en SV-PWM y la forma de las señales moduladoras en CB-PWM.

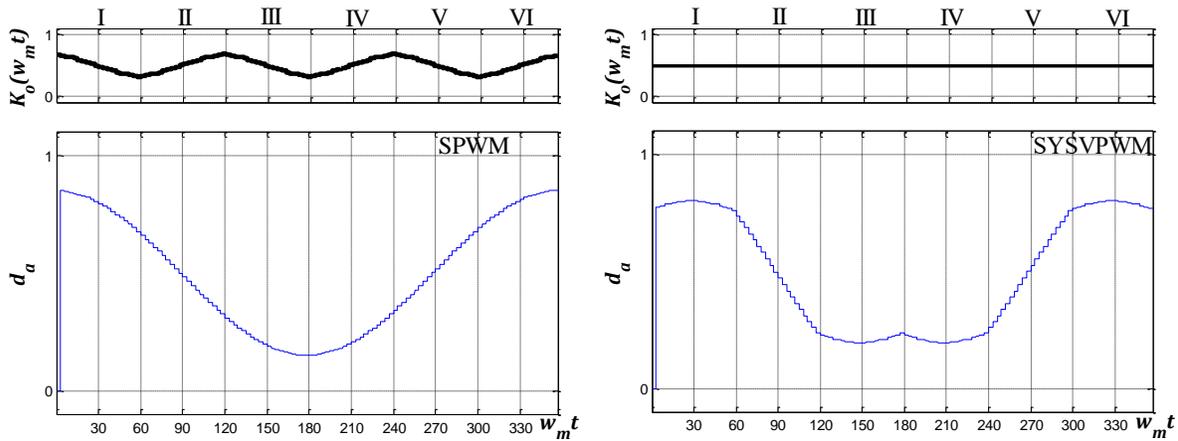
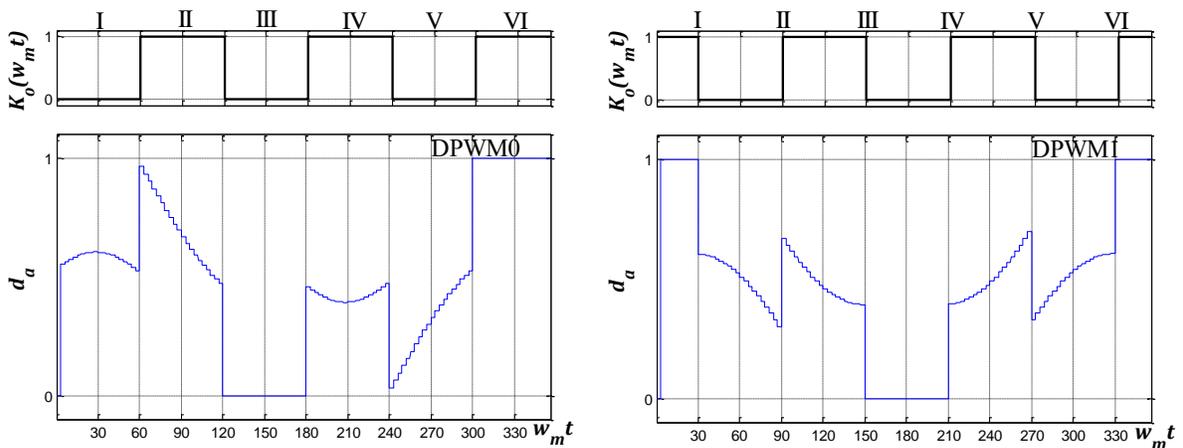


Figura A-4. Relación entre $K_0(wt)$ y la variación del ciclo útil en el canal PWM a para los algoritmos de modulación continuos.



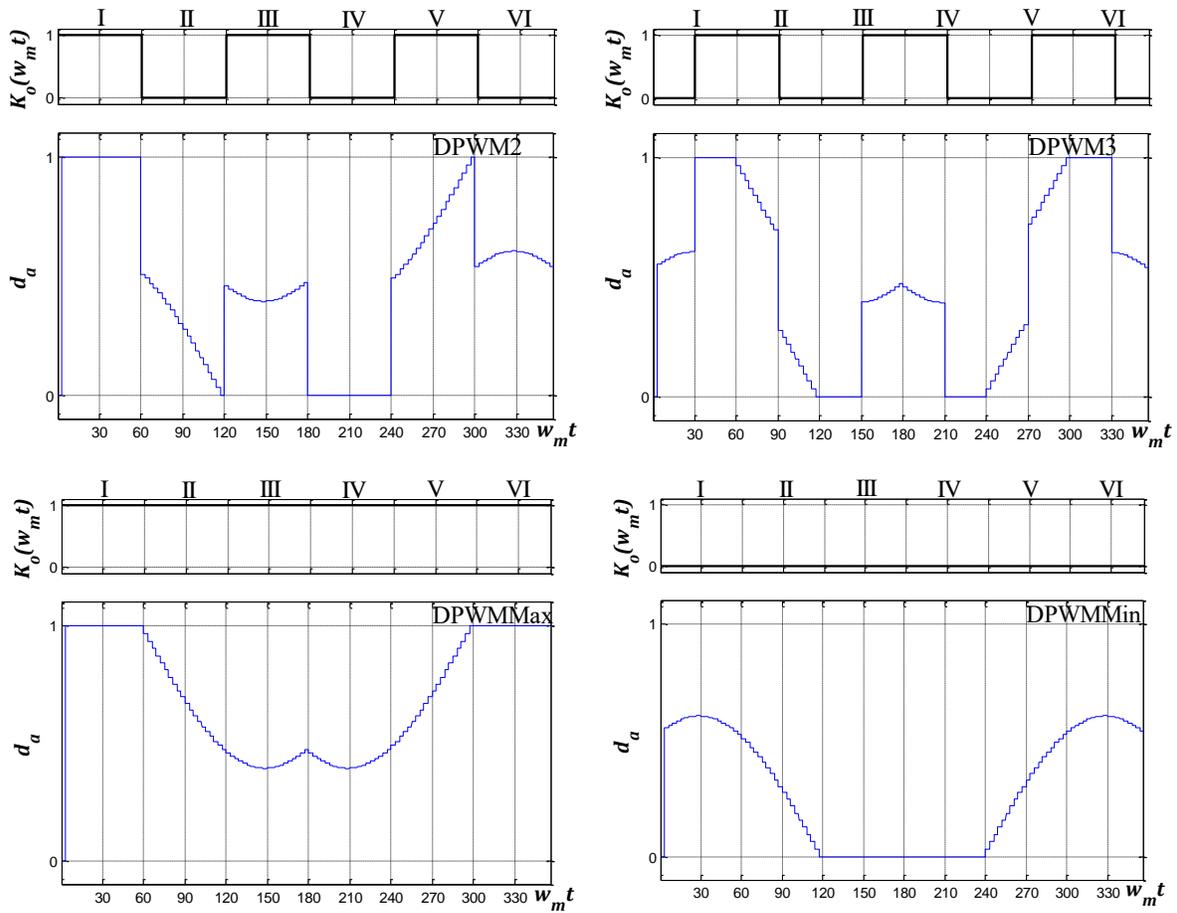


Figura A-5. Relación entre $K_0(wt)$ y la variación del ciclo útil en el canal PWM a para los algoritmos de modulación discontinuos.

Apéndice B. Aspectos complementarios del desempeño armónico de los moduladores PWM.

B.1. Modelo de Wall.

Para realizar el análisis del espectro generado por un modulador PWM, se plantea un modelo tridimensional, el cual busca describir la señal modulada en el dominio de la frecuencia. Éste se desarrolla en dos etapas: la primera de ellas se describe en esta sección; ésta se encarga de modelar al modulador mediante el denominado *modelo de Wall*, necesario para representar el voltaje de salida como una señal periódica [2].

En [1] y [3] se demuestra la notable reducción de componentes armónicas al utilizar una estrategia de modulación *double edge* en lugar de una modulación *single edge*, por ello en este apartado se considera el análisis del modelo geométrico de *Wall* para un caso de modulación *double edge*. Además, con el propósito de facilitar este análisis, en adelante se presentará el modelo para el algoritmo SY-SVPWM.

Inicialmente este modelo asume la existencia de dos variables $x(t)$ y $y(t)$ que representan respectivamente, la fase de la señal portadora y la fase de la señal moduladora en radianes; estas variables son dependientes del tiempo con periodo 2π y se definen mediante la expresión en (B-1).

$$\begin{aligned}x(t) &= w_s t + \theta_s \\y(t) &= w_m t + \theta_m\end{aligned}\tag{B-1}$$

En donde,

$w_s = 2\pi/T_s$; es la frecuencia angular de la señal portadora.

T_s ; es el periodo de la señal portadora.

θ_s ; es un ángulo de desfase arbitrario para la señal portadora.

$w_m = 2\pi/T_m$; es la frecuencia angular de la señal moduladora.

T_m ; es el periodo de la señal moduladora.

θ_m ; es un ángulo de desfase arbitrario para la señal moduladora.

La tercera variable del modelo es una versión modificada de la señal moduladora. Ésta se divide en dos variables auxiliares (u_{a_r}, u_{a_f}) que se encargan de modular de manera independiente el flanco de subida y de bajada del tren de pulsos. Considerando la fase a , estas variables siguen la siguiente expresión:

$$u_{a_r}(y) = \frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{2} v_a^{**}(y) + 2k\pi \quad (\text{B-2})$$

$$u_{a_f}(y) = \frac{3\pi}{2} + \frac{\pi}{2} v_a^{**}(y) + 2k\pi$$

Para todos los enteros $k \in [-\infty, +\infty]$

En donde,

u_{a_r} ; es la moduladora de los flancos de subida (*rising edge*).

u_{a_f} ; es la moduladora de los flancos de bajada (*falling edge*).

$v_a^{**}(y)$; es una versión unipolar de la señal moduladora de la fase a descrita en el Capítulo 2.

k ; es el ciclo de portadora.

La definición de la señal moduladora $v_a^{**}(y)$ se presenta en (B-3) y la relación entre las moduladoras independientes y la fase $y(t)$ se presenta en la Figura B-1.

El modelo supone una conmutación unipolar y define a la señal de voltaje modulada v_{aN} mediante una función $f(t) = f[x(t), y(t)]$ con rango $[0, V_{dc}]$; dicho supuesto introduce una componente DC, denominada mas adelante A_{00} , la cual puede ser eliminada del resultado final [4],[5]. Posteriormente, el modelo considera la existencia de una celda cuadrada en x, y que representa el periodo de la señal modulada. En este caso, la celda en mención se extiende entre 0 y 2π para los ejes x, y tal como se ilustra en la Figura B-2. Sobre esta celda se ha graficado el contorno de la función $f(x, y)$; note que dentro de los límites establecidos por las señales u_{a_r}, u_{a_f} la función vale V_{dc} mientras que fuera de estos límites el valor de $f(x, y)$ es 0.

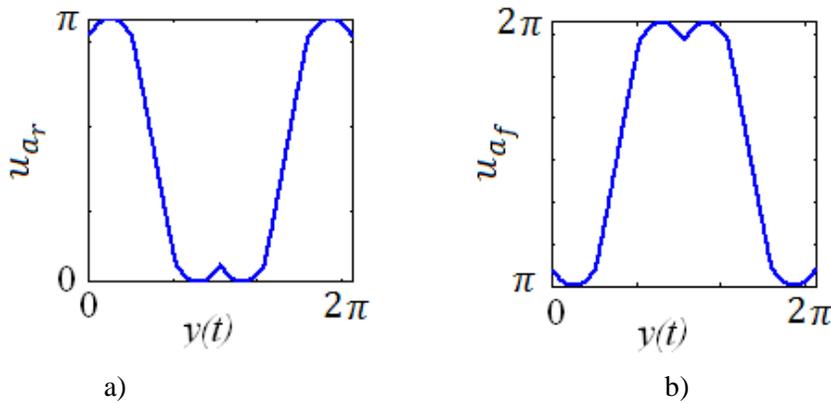


Figura B-1. Señal Moduladora del modelo *wall*. a) Moduladora de flanco de subida $u_{a_r}(y)$. b) Moduladora de flanco de bajada $u_{a_f}(y)$

$$v_{aSY-SVPWM}^{**} = \begin{cases} \frac{\sqrt{3}}{2} M \cos(y - \frac{\pi}{6}) & \text{para } 0 < y < \frac{\pi}{3} \quad \text{ó} \quad \pi < y < \frac{4\pi}{3} \\ \frac{3}{2} M \cos(y) & \text{para } \frac{\pi}{3} < y < \frac{2\pi}{3} \quad \text{ó} \quad \frac{4\pi}{3} < y < \frac{5\pi}{3} \\ \frac{\sqrt{3}}{2} M \cos(y + \frac{\pi}{6}) & \text{para } \frac{2\pi}{3} < y < \pi \quad \text{ó} \quad \frac{5\pi}{3} < y < 2\pi \end{cases} \quad (\text{B-3})$$

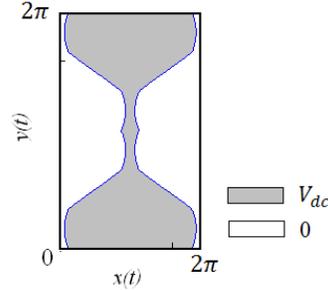


Figura B-2. Celda periódica junto con el contorno de la función $f(x, y)$.

La Figura B-3 presenta una vista de estas celdas en 4 ciclos de conmutación. En ella se identifican las denominadas ‘Walls’ (áreas sombreadas), que poseen una altura de V_{dc} y están orientadas en dirección perpendicular al plano x, y . Con base en la Figura B-3 la función $f(x, y)$ puede ser definida de la siguiente manera:

$$f(x, y) = \begin{cases} V_{dc} & u_{a_r} < x < u_{a_f} \\ 0 & \text{Otros casos} \end{cases} \quad (\text{B-4})$$

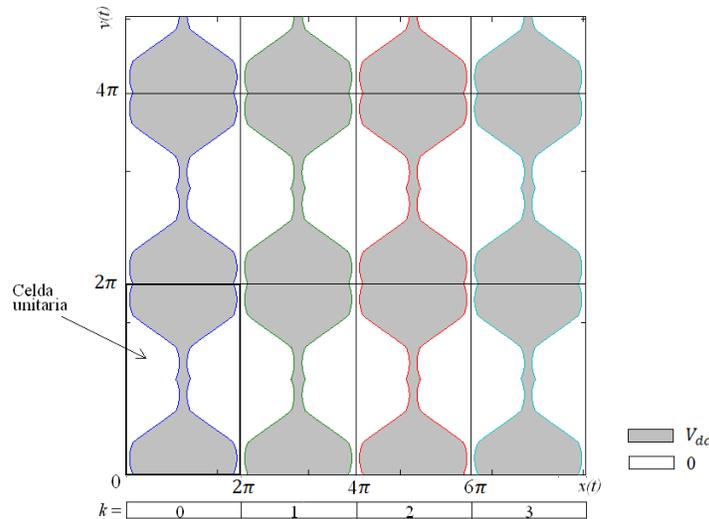


Figura B-3. Celdas unitarias en 4 ciclos de conmutación.

En función del tiempo, $x(t)$ y $y(t)$ definen una línea recta en el plano (x, y) con pendiente igual al inverso del índice de frecuencias ($1/N$); dicha línea satisface la siguiente ecuación:

$$y = \frac{w_m}{w_s} x = \frac{x}{N} \quad (\text{B-5})$$

La trayectoria de y en función de x complementa el modelo de *Wall*. Esta trayectoria se denomina *trayectoria de solución* puesto que su intersección con los límites de los muros (*Wall*) define los instantes de conmutación de la señal v_{aN} . En la Figura B-4 se ilustra la trayectoria solución con línea gruesa en rojo, junto con sus intersecciones y el tren de pulsos generado (parte inferior de la gráfica). Con el fin de ilustrar la igualdad entre el tren de pulsos generado por el modelo *Wall* y el tren de pulsos generado en el esquema basado en portadora descrito en el Capítulo 2, en la Figura B-4 se ha dibujado a lo largo del eje y el proceso de modulación del esquema basado en portadora. Note que los trenes de pulsos generados por los dos modelos son exactamente iguales. El muestreo modelado en la Figura B-4 corresponde al *natural*.

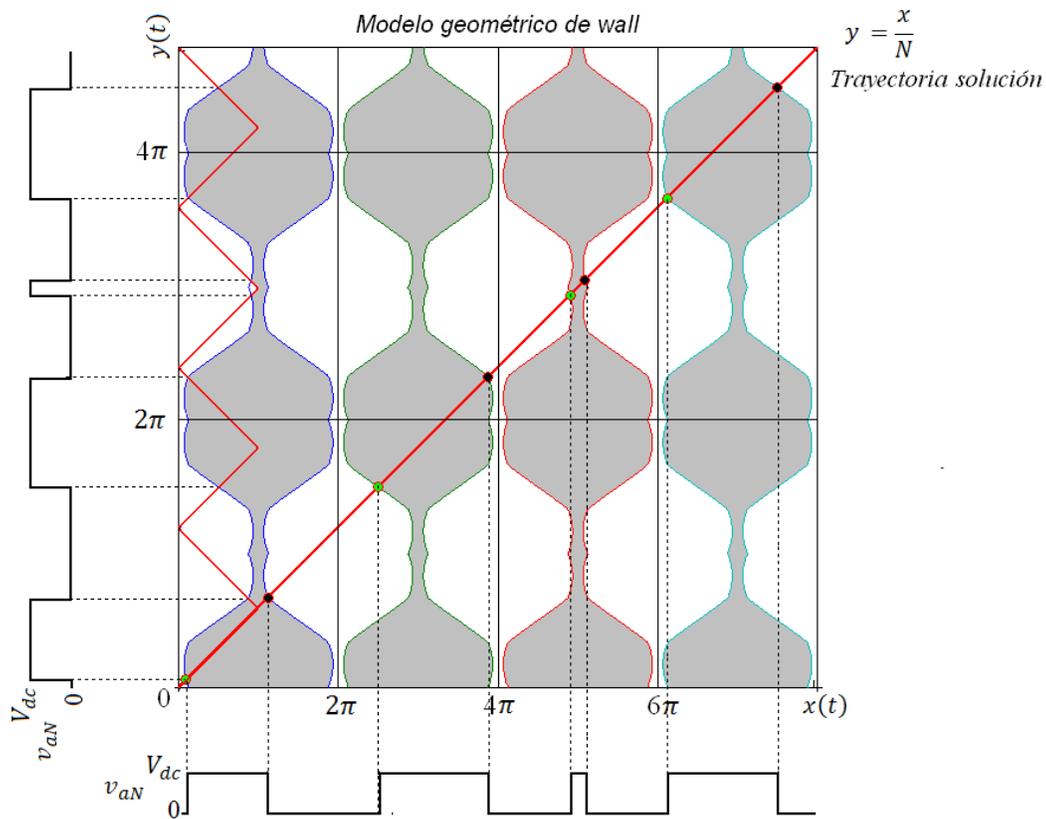


Figura B-4. Vista en dos dimensiones del Modelo geométrico de *wall*.

Con el fin de extender la aplicación del modelo de *Wall* al caso del muestreo regular es necesario redefinir las variables auxiliares como se muestra a continuación:

$$\begin{aligned} u_{a_r}(y^*) &= \frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{2} v_a^{**}(y^*) + 2k\pi \\ u_{a_f}(y^*) &= \frac{3\pi}{2} + \frac{\pi}{2} v_a^{**}\left(y^* + \frac{\delta\pi}{N}\right) + 2k\pi \\ y^* &= y - \frac{x}{N} \end{aligned} \tag{B-6}$$

En donde $\delta = 0$ para un muestreo regular simétrico y $\delta = 1$ para un muestreo regular asimétrico [5].

El efecto de esta redefinición se ilustra en la Figura B-5. Visto como un desfase de las señales moduladoras se puede interpretar de la siguiente manera: En el muestreo regular simétrico se presenta un desfase en las dos moduladoras (u_{a_r}, u_{a_f}) para provocar que sus amplitudes medidas al principio del ciclo de portadora se encarguen de modular el ancho del tren de pulsos. En el caso del muestreo regular asimétrico el desfase de u_{a_r} es igual al introducido en el muestreo regular simétrico, no obstante el desfase de u_{a_f} cambia, puesto que ahora se pretende que la amplitud de u_{a_f} medida en la mitad del ciclo de portadora genere el flanco de bajada.

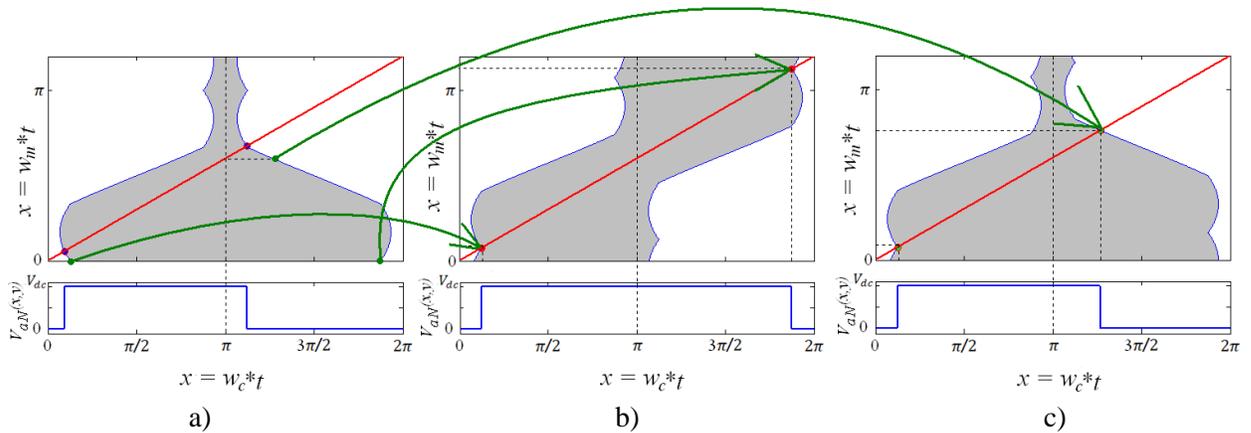
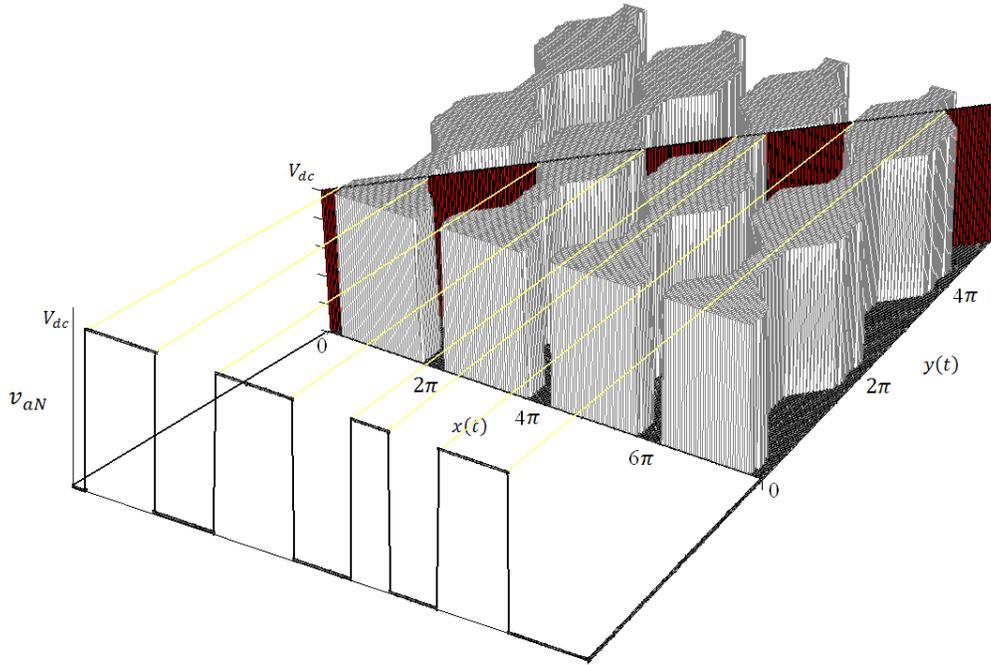


Figura B-5. Muestreos en el modelo *wall* a) Muestreo Natural b) Muestreo regular simétrico c) Muestreo regular asimétrico. $k=0$.

En la Figura B-6 se presenta una vista del modelo de *Wall* en sus tres dimensiones. Note que en este caso la trayectoria solución es un plano de altura V_{dc} que atraviesa el origen y al proyectar sus cortes con los *Wall* hacia el plano x, z se obtienen los pulsos modulados.


 Figura B-6. Modelo *wall* en tres dimensiones junto con el tren de pulsos v_{aN} .

B.2. Cálculo de los coeficientes C_{mn} .

En este apartado se describe el planteamiento empleado para calcular los coeficientes C_{mn} . A partir de la Figura B-2 y de (B-4) se aprecia como $v_{aN}(x, y)$ toma valores en el eje x distintos de cero tan solo en el rango delimitado por $[u_{a_r}, u_{a_f}]$, por lo tanto es posible redefinir los límites de evaluación de la integral interna definida en (3.11) como se formula a continuación:

$$C_{mn} = \frac{V_{dc}}{2\pi^2} \int_0^{2\pi} \int_{u_{a_r}(y)}^{u_{a_f}(y)} e^{j(mx+ny)} dx dy \quad (\text{B-7})$$

En la evaluación de (B-7) el término $2k\pi$ presente en $u_{a_r}(y)$ y $u_{a_f}(y)$ (B-6) puede ser excluido puesto que éste representa una progresión cíclica a lo largo de un periodo de portadora en x y por ello no afecta el resultado [3]. Adicionalmente, para considerar la modulación con muestreo regular en el desarrollo del espectro, antes de resolver (B-7) es necesario incluir el cambio de variable expuesto en (B-6). De esta manera se obtiene la siguiente expresión para el cálculo de los coeficientes de Fourier:

$$C_{mn} = \frac{V_{dc}}{2\pi^2} \int_0^{2\pi u_{a_f}(y^* + \frac{\delta\pi}{N})} \int_{u_{a_r}(y^*)} e^{j(qx+ny^*)} dx dy^* \quad (B-8)$$

$$q = m + \frac{n}{N}$$

Considerando que las señales de modulación de algunos de los métodos estudiados (SY-SVPWM, DPWM) no son continuas en un periodo de fundamental, es necesario definir cuidadosamente los límites de la doble integral en (B-8). Por ello, es conveniente separar la integral exterior en regiones delimitadas por las secciones continuas de la señal moduladora, estableciendo los límites apropiados de la integral interior en cada una de estas regiones. Una expresión general para el cálculo de los coeficientes que emplea la separación mencionada se presenta en (B-9) [3].

$$C_{mn} = \frac{V_{dc}}{2\pi^2} \sum_{i=1}^R C_{mn} \Big|_i \quad (B-9)$$

$$C_{mn} \Big|_i = \int_{y_s^i}^{y_e^i} \int_{u_{a_r}^i}^{u_{a_f}^i} e^{j(mx+ny)} dx dy$$

Donde R es el número de regiones continuas de la señal moduladora en un periodo de fundamental [4],[6].

En la Tabla B-1 se listan los límites de la doble integral para algunos de los algoritmos de modulación de interés.

| Algoritmo | i | y_s^i | y_e^i | $u_{a_r}^i$ | $u_{a_f}^i$ |
|-----------------|-----|------------------|------------------|--|---|
| SY-SVPWM | 1 | 0 | $\frac{\pi}{3}$ | $\frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{2} M \cos(y - \frac{\pi}{6})$ | $\frac{3\pi}{2} + \frac{\pi}{2} M \cos(y - \frac{\pi}{6})$ |
| | 2 | $\frac{\pi}{3}$ | $\frac{2\pi}{3}$ | $\frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{2} \sqrt{3} M \cos(y)$ | $\frac{3\pi}{2} + \frac{\pi}{2} \sqrt{3} M \cos(y)$ |
| | 3 | $\frac{2\pi}{3}$ | π | $\frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{2} M \cos(y + \frac{\pi}{6})$ | $\frac{3\pi}{2} + \frac{\pi}{2} M \cos(y + \frac{\pi}{6})$ |
| | 4 | π | $\frac{4\pi}{3}$ | $\frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{2} M \cos(y - \frac{\pi}{6})$ | $\frac{3\pi}{2} + \frac{\pi}{2} M \cos(y - \frac{\pi}{6})$ |
| | 5 | $\frac{4\pi}{3}$ | $\frac{5\pi}{3}$ | $\frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{2} \sqrt{3} M \cos(y)$ | $\frac{3\pi}{2} + \frac{\pi}{2} \sqrt{3} M \cos(y)$ |
| | 6 | $\frac{5\pi}{3}$ | 2π | $\frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{2} M \cos(y + \frac{\pi}{6})$ | $\frac{3\pi}{2} + \frac{\pi}{2} M \cos(y + \frac{\pi}{6})$ |
| DPWM0 | 1 | 0 | $\frac{\pi}{3}$ | $\frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{2} (2M \cos(y - \frac{\pi}{6}) - 1)$ | $\frac{3\pi}{2} + \frac{\pi}{2} (2M \cos(y - \frac{\pi}{6}) - 1)$ |
| | 2 | $\frac{\pi}{3}$ | $\frac{2\pi}{3}$ | $\frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{2} (2M \cos(y + \frac{\pi}{6}) + 1)$ | $\frac{3\pi}{2} + \frac{\pi}{2} (2M \cos(y + \frac{\pi}{6}) + 1)$ |
| | 3 | $\frac{2\pi}{3}$ | π | π | π |
| | 4 | π | $\frac{4\pi}{3}$ | $\frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{2} (2M \cos(y - \frac{\pi}{6}) + 1)$ | $\frac{3\pi}{2} + \frac{\pi}{2} (2M \cos(y - \frac{\pi}{6}) + 1)$ |
| | 5 | $\frac{4\pi}{3}$ | $\frac{5\pi}{3}$ | $\frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{2} (2M \cos(y + \frac{\pi}{6}) - 1)$ | $\frac{3\pi}{2} + \frac{\pi}{2} (2M \cos(y + \frac{\pi}{6}) - 1)$ |
| | 6 | $\frac{5\pi}{3}$ | 2π | 0 | 2π |
| DPWM2 | 1 | 0 | $\frac{\pi}{3}$ | 0 | 2π |
| | 2 | $\frac{\pi}{3}$ | $\frac{2\pi}{3}$ | $\frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{2} (2M \cos(y - \frac{\pi}{6}) - 1)$ | $\frac{3\pi}{2} + \frac{\pi}{2} (2M \cos(y - \frac{\pi}{6}) - 1)$ |
| | 3 | $\frac{2\pi}{3}$ | π | $\frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{2} (2M \cos(y + \frac{\pi}{6}) + 1)$ | $\frac{3\pi}{2} + \frac{\pi}{2} (2M \cos(y + \frac{\pi}{6}) + 1)$ |
| | 4 | π | $\frac{4\pi}{3}$ | π | π |
| | 5 | $\frac{4\pi}{3}$ | $\frac{5\pi}{3}$ | $\frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{2} (2M \cos(y - \frac{\pi}{6}) + 1)$ | $\frac{3\pi}{2} + \frac{\pi}{2} (2M \cos(y - \frac{\pi}{6}) + 1)$ |
| | 6 | $\frac{5\pi}{3}$ | 2π | $\frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{2} (2M \cos(y + \frac{\pi}{6}) - 1)$ | $\frac{3\pi}{2} + \frac{\pi}{2} (2M \cos(y + \frac{\pi}{6}) - 1)$ |
| DPWMMIN | 1 | 0 | $\frac{\pi}{3}$ | 0 | 0 |
| | 2 | $\frac{\pi}{3}$ | π | $\frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{2} (2M \cos(y - \frac{\pi}{6}) - 1)$ | $\frac{3\pi}{2} + \frac{\pi}{2} (2M \cos(y - \frac{\pi}{6}) - 1)$ |
| | 3 | π | $\frac{5\pi}{3}$ | $\frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{2} (2M \cos(y + \frac{\pi}{6}) - 1)$ | $\frac{3\pi}{2} + \frac{\pi}{2} (2M \cos(y + \frac{\pi}{6}) + 1)$ |
| | 4 | $\frac{5\pi}{3}$ | 2π | 0 | 0 |

Tabla B-1. Límites internos y externos de la expresión general de los coeficientes de Fourier. Las expresiones son válidas para $M_{lineal,m\acute{a}x} = 1$. Para $M_{lineal,m\acute{a}x} = 1.15$ reemplazar M por $\frac{\sqrt{3}}{2}M$. Fuente: [7].

B.3. El vector de flujo armónico del estator (ψ_h).

En este apartado se describe el desarrollo del *vector de flujo armónico del estator* (ψ_h). Como se estudió en el Capítulo 2 en la modulación PWM basada en vectores espaciales el vector de voltaje generado por el inversor iguala al vector de referencia no de manera instantánea sino en un sentido promediado a lo largo del ciclo de portadora T_s . La diferencia entre el vector de referencia y el vector instantáneo aplicado por el inversor da como resultado un *vector de voltaje de error instantáneo* \vec{v}_{err} , dado por:

$$\vec{v}_{err} = \vec{V}_k - \vec{V}^* \quad (\text{B-10})$$

En donde \vec{V}_k es el vector instantáneo aplicado por el inversor en el estado k y \vec{V}^* es el vector de referencia. Puesto que en T_s el vector \vec{V}_k toma diferentes valores, el vector \vec{v}_{err} va a describir una trayectoria variable, dependiente del vector de referencia y la secuencia de conmutación empleada en la síntesis. Sus posibles variaciones dentro del primer sector se ilustran en la Figura B-7.

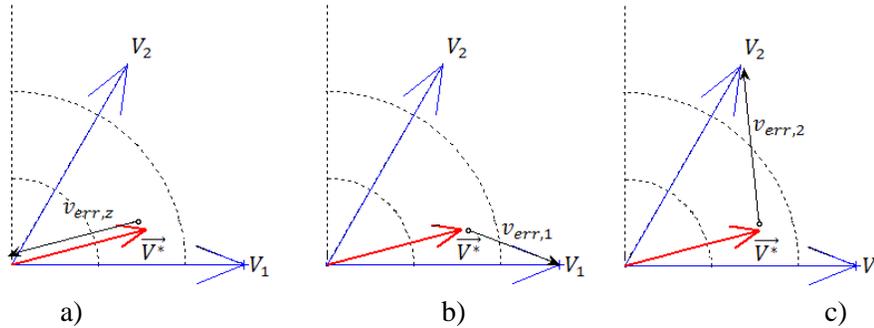


Figura B-7. Variaciones del vector \vec{v}_{err} dentro del sector I. a) Para $k = 0$ ó 7 b) para $k = 1$ c) para $k = 2$.

Por otro lado, bajo el supuesto de que la carga que alimenta el inversor es una inductancia L , es posible afirmar que el vector de corrientes armónicas (i_h) y el vector de rizado de flujo armónico ($\vec{\psi}_h$) son directamente proporcionales con un factor L ($\vec{\psi}_h = L\vec{i}_h$) [8]. Por consiguiente, el vector de flujo armónico del estator constituye un indicador del rizado de corriente en el motor. El vector de rizado de flujo armónico del estator ($\vec{\psi}_h$) es el resultado de la integral en el tiempo del vector \vec{v}_{err} evaluado en un periodo T_s , entonces, el cálculo de $\vec{\psi}_h$ en el N -ésimo ciclo de conmutación se realiza mediante la siguiente expresión:

$$\vec{\psi}_h(M_i, \theta, T_s) = \int_{NT_s}^{(N+1)T_s} \vec{v}_{err} dt \quad (\text{B-11})$$

En donde \vec{v}_{err} es el vector de error generado en la síntesis del vector de referencia \vec{V}^* .

B. 3. 1. Obtención del vector de rizado de flujo armónico del estator.

Como se concluyó en la sección 3.1.1.2 resulta favorable emplear una configuración *double edge asimétrica* con el fin de reducir el contenido armónico de la señal modulada. Sin embargo, a fin de obtener la trayectoria del vector de rizado de flujo se considerará que esta configuración se implementa como la combinación, dentro de un ciclo de conmutación T_s , de una secuencia de conmutación *trailing edge* seguida de una secuencia de conmutación *leading edge*; tal como se ilustra en la Figura B-8.

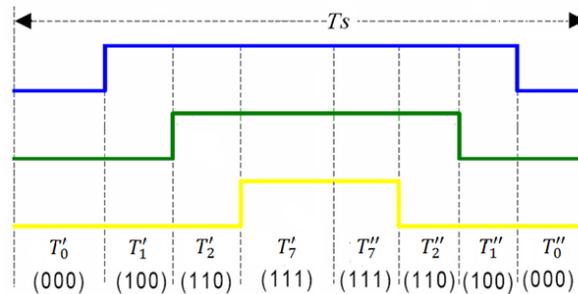


Figura B-8. Secuencia de conmutación *double edge* asimétrica (01277210) obtenida mediante combinación de secuencias *single edge* (0127 y 7210) dentro de T_s .

Por razones de simetría, solo se realizará el análisis del vector de flujo $\vec{\psi}_h$ durante el primer medio ciclo de portadora, es decir, durante las secuencias *leading edge*, ya que en el siguiente medio ciclo el comportamiento del vector de flujo es similar. Para facilitar el análisis se conservará la notación empleada para el ciclo completo, es decir T_s corresponderá a medio ciclo de portadora y T_k al tiempo de aplicación del vector k en medio ciclo de portadora.

En términos de sus componentes, el vector $\vec{\psi}_h$ puede ser determinado en el sistema de referencia giratorio dq . En la Figura B-9 se muestran el vector de referencia dentro del primer sector y los vectores \vec{V}_1 y \vec{V}_2 . Notese que el eje q ha sido alineado con el vector de referencia y el eje d se ha ubicado 90° atrás del eje q .

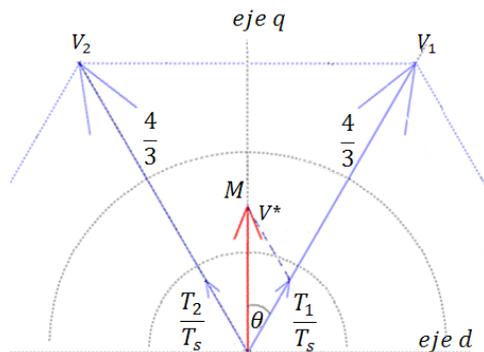


Figura B-9. Descomposición de los vectores en los ejes dq .

Adicionalmente, la amplitud de los vectores ha sido normalizada respecto a $\frac{V_{dc}}{2}$. A partir de esta gráfica es posible obtener las componentes tanto del vector espacial de referencia como de los vectores del inversor. Los resultados se resumen en la Tabla B-2. Debido a la simetría que presenta el hexágono del inversor es posible confinar el análisis de $\vec{\psi}_h$ al primer sector y a partir de los resultados dentro de éste generalizar para todo el hexágono [8],[9].

| Vector | Componente del eje q | Componente del eje d |
|-------------|------------------------------------|-------------------------------------|
| \vec{V}^* | M | 0 |
| V_1 | $\frac{4}{3} \cos(\theta)$ | $\frac{4}{3} \sin(\theta)$ |
| V_2 | $\frac{4}{3} \cos(\pi/3 - \theta)$ | $-\frac{4}{3} \sin(\pi/3 - \theta)$ |
| V_z | 0 | 0 |

Tabla B-2. Resumen de los componentes de ejes d, q para los vectores del inversor.

Con la Tabla B-2 y la ecuación (B-10) resulta sencillo obtener las componentes del vector de error en cada estado a lo largo de los ejes dq como se muestra en (B-12):

$$v_{err,1} = V_1 - \vec{V}^* = \frac{4}{3} \sin \theta + j\left(\frac{4}{3} \cos \theta - M\right) \quad (B-12)$$

$$v_{err,2} = V_2 - \vec{V}^* = -\frac{4}{3} \sin(\pi/3 - \theta) + j\left(\frac{4}{3} \cos(\pi/3 - \theta) - M\right)$$

$$v_{err,z} = V_z - \vec{V}^* = 0 - jM$$

El error voltio-segundo es:

$$v_{err,1}T_1 = \frac{4}{3} \sin(\theta) T_1 + j\left(\frac{4}{3} \cos \theta - M\right)T_1 \quad (B-13)$$

$$v_{err,2}T_2 = -\frac{4}{3} \sin(\pi/3 - \theta) T_2 + j\left(\frac{4}{3} \cos(\pi/3 - \theta) - M\right)T_2$$

$$v_{err,z}T_z = -jMT_z$$

La expresión de las componentes del vector de error voltio-segundo a lo largo de los ejes dq puede simplificarse definiendo las variables en (B-14).

$$Q_0 = -MT_0 \quad (B-14)$$

$$Q_1 = \left(\frac{4}{3} \cos \theta - M\right)T_1$$

$$Q_2 = \left(\frac{4}{3} \cos(\pi/3 - \theta) - M\right)T_2$$

$$Q_7 = -MT_7$$

$$D = \frac{4}{3} \sin(\theta) T_1$$

| Estado | $v_{err,q}$ | $v_{err,d}$ |
|--------|-------------|-------------|
| 0 | Q_0/T_0 | 0 |
| 7 | Q_7/T_7 | 0 |
| 1 | Q_1/T_1 | D/T_1 |
| 2 | Q_2/T_2 | $-D/T_2$ |

Tabla B-3. Tabla de valores del vector de error v-s para el sector I.

La Tabla B-3 presenta las componentes $d - q$ del vector v_{err} . Estas componentes muestran la variación de v_{err} dentro de T_s y su dependencia respecto a la secuencia de conmutación empleada. El desarrollo del vector de flujo para la secuencia 0127 se muestra a continuación:

Para la componente q :

$$\begin{aligned}
 \psi_{q,0127} &= \int_N^{(N+1)T_s} V_{err} dt && \text{(B-15)} \\
 &= \int_0^t \frac{Q_0}{T_0} dt = \frac{Q_0}{T_0} t && T_0 > t \geq 0 \\
 &= Q_0 + \int_{T_0}^t \frac{Q_1}{T_1} dt = Q_0 + \frac{Q_1}{T_1} (t - T_0) && T_0 + T_1 > t \geq T_0 \\
 &= Q_0 + Q_1 + \int_{T_0+T_1}^t \frac{Q_2}{T_2} dt && T_s - T_7 > t \geq T_0 + T_1 \\
 &= Q_0 + Q_1 + \frac{Q_2}{T_2} (t - (T_0 + T_1)) \\
 &= Q_0 + Q_1 + Q_2 + \int_{T_s-T_7}^t \frac{Q_7}{T_7} dt = -Q_7 + \frac{Q_7}{T_7} t && T_s > t \geq T_s - T_7
 \end{aligned}$$

Para la componente d :

$$\begin{aligned}
 \psi_{d,0127} &= \int_N^{(N+1)T_s} V_{err} dt && \text{(B-16)} \\
 &= 0 && T_0 > t \geq 0 \\
 &= \int_{T_0}^t \frac{D}{T_1} dt = \frac{D}{T_1} (t - T_0) && T_0 + T_1 > t \geq T_0 \\
 &= D + \int_{T_0+T_1}^t \frac{-D}{T_2} dt = D - \frac{D}{T_2} (t - (T_0 + T_1)) && T_s - T_7 > t \geq T_0 + T_1 \\
 &= 0 && T_s > t \geq T_s - T_7
 \end{aligned}$$

En la Tabla B-4 se ilustran los resultados de la integral del vector de flujo para la secuencia 0127, calculada en T_s . Estos resultados se pueden aplicar en las secuencias discontinuas 012 y 127, donde es importante tener en cuenta que solo 3 de las filas de la Tabla B-4 podrán ser evaluadas. Por ejemplo, en la secuencia 127 la variable $T_0 = 0$, por lo tanto, solo las 3 últimas filas entregan el valor del vector de flujo, para la secuencia 012 solo las 3 primeras filas entregan el valor del vector de flujo.

| | $\psi_{d,0127}$ | $\psi_{q,0127}$ | Límites | |
|----------|------------------------|----------------------------------|--------------------------------|-------------------|
| 0 | 0 | $\frac{Q_0}{T_0}t$ | $T_0 > t \geq 0$ | Para $T_0 \neq 0$ |
| 1 | $\frac{D}{T_1}t_a$ | $Q_0 + \frac{Q_1}{T_1}t_a$ | $T_0 + T_1 > t \geq T_0$ | |
| 2 | $D - \frac{D}{T_2}t_b$ | $Q_0 + Q_1 + \frac{Q_2}{T_2}t_b$ | $T_s - T_7 > t \geq T_0 + T_1$ | |
| 7 | 0 | $-Q_7 + \frac{Q_7}{T_7}t_c$ | $T_s > t \geq T_s - T_7$ | Para $T_7 \neq 0$ |

Tabla B-4. Resumen de la variación del vector de flujo en el sector I para la secuencia 0127.

$$t_a = t - T_0$$

$$t_b = t_a - T_1$$

$$t_c = t_b - T_2.$$

La trayectoria descrita por el vector $\vec{\psi}_{h,0127}$ dentro de T_s calculada a partir de las expresiones en la Tabla B-4 se ilustra en la Figura B-10; esta figura se divide en 3: A la izquierda, se presenta el vector de referencia \vec{V}^* junto con los vectores de error generados en sus síntesis, ilustrando sus amplitudes y orientaciones dentro del primer sector del hexágono del inversor. En la parte central, se presenta la trayectoria de $\vec{\psi}_{h,0127}$ en el plano $\alpha\beta$ indicando el estado aplicado en cada sección y por último, a la derecha, se presenta la evolución en el tiempo del rizado de flujo en los ejes d y q acompañada de los tiempos de activación de los vectores del inversor empleados en la síntesis de \vec{V}^* ; en esta última gráfica se puede apreciar la variación lineal de las componentes de flujo dentro de cada uno de los intervalos T_0, T_1, T_2 y T_7 .

Como se vio en el Capítulo 2 los algoritmos de modulación PWM con inyección de señal de secuencia cero pueden ser descritos con base en la secuencia de conmutación empleada dentro del primer sector (Tabla 2-6). Por lo tanto, utilizando las secuencias adecuadas junto con la Tabla B-4 es posible obtener el vector de flujo generado por cada algoritmo de modulación PWM de inyección de secuencia cero. En la Figura B-10 se presentan las trayectorias del vector $\vec{\psi}_h(M_i, \theta, f_s)$ calculadas a partir de las ecuaciones en la Tabla B-4 para cuatro de las secuencias de conmutación que emplean estos algoritmos de modulación dentro del sector I en el punto de operación:

$M = 0.8$
 $\theta = 15^\circ$
 $f_s = 2600$

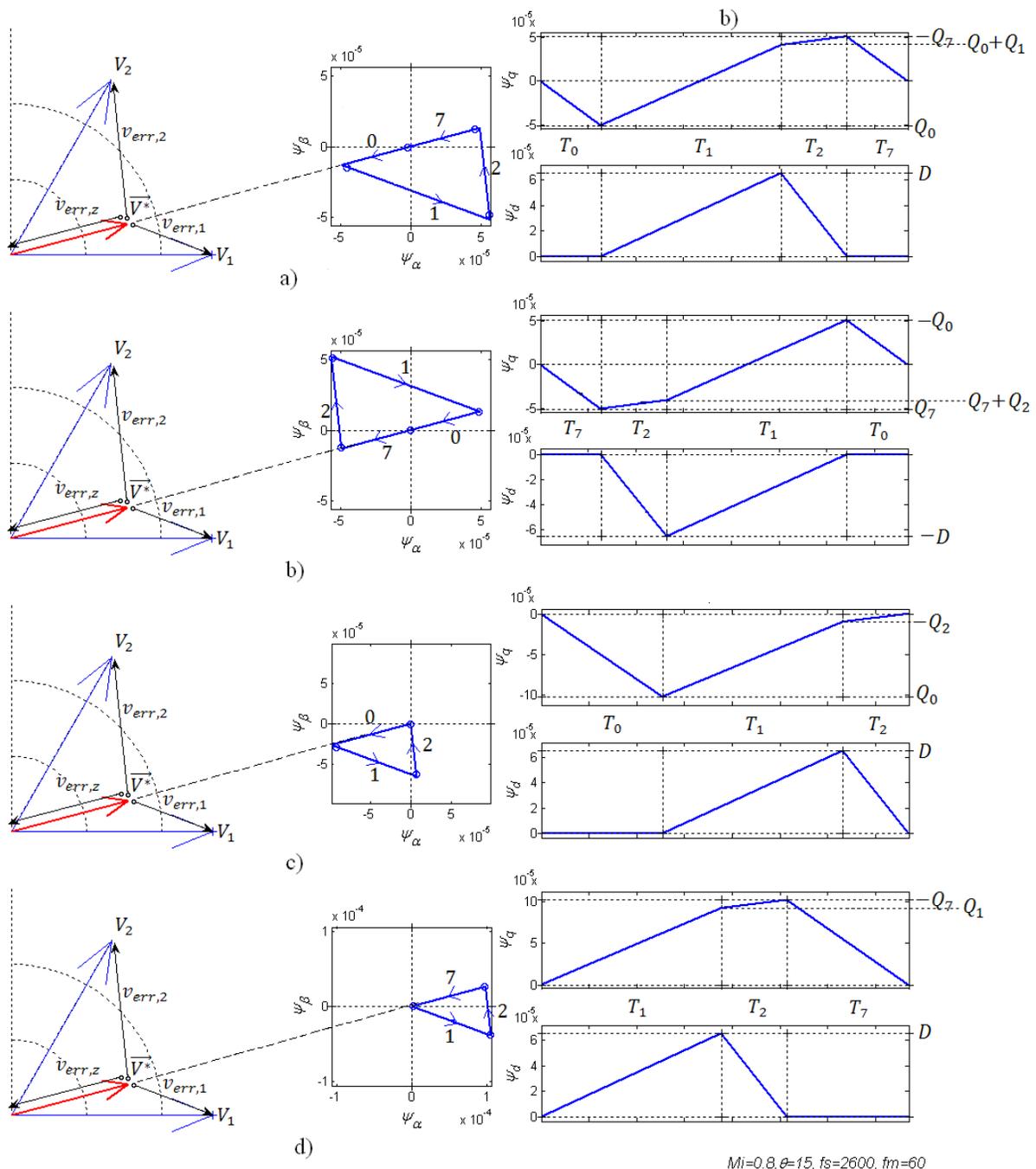


Figura B-10. Trayectoria del flujo armónico descrita por diversas secuencias de conmutación a) secuencia 0127 b) secuencia 7210 c) secuencia 012 d) secuencia 127. Punto de operación $M = 0.8$, $\theta = 15^\circ$.

Teniendo en cuenta las relaciones entre secuencia de conmutación y algoritmo de modulación presentadas en el Capítulo 2 es posible establecer que:

- La Figura B-10a) ilustra la trayectoria del vector de flujo $\vec{\psi}_{h,0127}$ (con partición simétrica de los estados 0 y 7) generada por SY-SVPWM en la primera mitad del ciclo de conmutación. La Figura B-10b) ilustra la trayectoria del vector de flujo $\vec{\psi}_{h,7210}$ generada con SY-SVPWM en la segunda mitad del ciclo de conmutación. En ambos casos, la partición simétrica de estados cero del algoritmo ocasiona que la base del triángulo que forma la trayectoria del vector de flujo esté centrada en el origen del plano $\alpha\beta$.
- La Figura B-10c) ilustra la trayectoria del vector de flujo $\vec{\psi}_{h,012}$ generada por los algoritmos de modulación DPWM0, DPWM3 y DPWMMIN en la primera mitad del ciclo de conmutación.
- La Figura B-10d) ilustra la trayectoria del vector de flujo $\vec{\psi}_{h,127}$ generada por los moduladores DPWM1, DPWM2 y DPWMMAX dentro de la primera mitad del ciclo de conmutación.

Note que la equivalencia de las trayectorias del vector de flujo en ciertos algoritmos discontinuos radica en la partición de estados cero común que estos moduladores emplean para el punto de operación graficado.

Cuantitativamente es posible advertir que la distancia entre el centro de gravedad del triángulo formado por $\vec{\psi}_h$ y el origen del plano $\alpha\beta$ es una medida de la magnitud del flujo armónico, por lo tanto las trayectorias mas cercanas al origen son las que generan menos contaminación armónica [8]. Dicha distancia varía de manera inversamente proporcional con la frecuencia de conmutación, es decir, los incrementos en f_s acercan el centro de gravedad del triángulo hacia el origen y viceversa. En otras palabras, a mayor frecuencia de conmutación menor distorsión armónica.

En este punto cabe recordar que para la misma frecuencia de portadora, los algoritmos DPWM presentan menos conmutaciones por ciclo de fundamental respecto a los CPWM. Por lo tanto, en el momento de realizar comparaciones entre los desempeños de los moduladores continuos y discontinuos es necesario incluir el efecto de esta diferencia de conmutaciones; para ello se introduce el coeficiente de conmutaciones k_f como un factor adicional en los resultados de los moduladores continuos [8].

$$k_f = \frac{P_{s,CPWM}}{P_{s,DPWM}} \quad (\text{B-17})$$

$$P_{s,CPWM} = N$$

$$P_{s,DPWM} = 2\left(\frac{N}{3} + 1\right)$$

En donde,

$P_{s,CPWM}$; es el número de conmutaciones generado por los moduladores continuos dentro del sector I .

$P_{s,DPWM}$; es el número de conmutaciones generado por los moduladores discontinuos dentro del sector I .

N ; es el índice de frecuencias.

B. 3. 2. Consideraciones sobre el vector de flujo armónico del estator.

- Las trayectorias del vector $\overrightarrow{\psi}_h$ solo permiten comparar a los moduladores en un punto de operación conformado por: M , θ y la secuencia de conmutación ($ABCD$); los resultados no pueden ser generalizados para todo el sector en estudio.
- La adición del factor k_f en el cálculo de las trayectorias $\overrightarrow{\psi}_h$ de los algoritmos continuos, permite realizar comparaciones de desempeño armónico entre algoritmos de modulación continuos y discontinuos.

Apéndice C. Aspectos adicionales de la implementación.

C.1. Hardware empleado en la etapa de implementación.

Los principales elementos del sistema experimental empleados en la ejecución del diseño propuesto en la sección 4.1.1 son:

1. dsPIC30F2010.
2. Tarjeta entrenadora dsPICDEM™ 28 pin.

A continuación se describen sus principales características y modo de funcionamiento con base en los requerimientos de diseño.

C. 1. 1. dsPIC30F2010.

El avance en la tecnología aplicada a dispositivos de control digital en el área de la electrónica de potencia, ha permitido el desarrollo de DSP's con características especiales orientadas al control de equipos eléctricos, factor determinante en la selección de tal dispositivo en la presente investigación. De acuerdo a los requerimientos planteados en la sección 4.1.1.3, para la implementación del algoritmo de modulación se utiliza un Procesador Digital de Señales (DSP). Como controlador principal se selecciona el *dsPIC30F2010*; este dispositivo pertenece a la familia de control de motores y conversión de potencia de Microchip® por lo que su arquitectura y características básicas lo hacen apto para desarrollar las operaciones requeridas por el algoritmo de implementación planteado. El aspecto y diagrama de pines del *dsPIC30F2010* se ilustra en la Figura C-1.

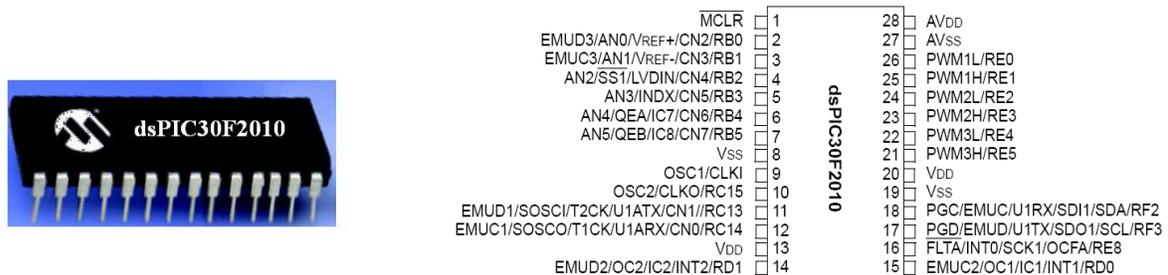


Figura C-1. Aspecto y diagrama de pines del dsPIC30F2010. Fuente [10].

Una de las principales características que exhibe el *dsPIC30F2010*, y que lo expone como una excelente opción para aplicaciones de modulación digital, es su alta velocidad de procesamiento (30 MHz), lo que representa una capacidad de 30 MIPS (Mega instrucciones por segundo); adicionalmente, posee una arquitectura que facilita el tratamiento de operaciones de punto flotante y funciones trigonométricas.

Otras características del *dsPIC30F2010* se resumen a continuación:

Características Generales

- Arquitectura Harvard Modificada de 16 bits.
- Rango de alimentación: 2.5 - 5.5V.
- Protocolos de comunicación: I²C y SPI.
- Interfaz para manejo de encoders en cuadratura.
- Velocidad de CPU de 30 MHz.
- Módulo de ADC 10-bit 500 KSPS de 6 entradas.
- Timers de 16-Bits.
- Set de instrucciones optimizadas para compilador C.
- 83 instrucciones base con modos de direccionamiento flexible.
- Tamaño de instrucción: 24 bits
- Memoria de Programa de 12K/4K (Bytes/Instrucciones)
- Memoria programable flash de 12 Kbytes.
- Memoria SRAM de 512 bytes.
- Memoria EEPROM de 1 Kbyte.
- PC de 24 bits.
- Registros de trabajo de 16 bits.
- 2 Bloques de memoria de datos: X y Y, con Unidades de Generación de Dirección (AGU) independientes.
- Multiplicador de 17x17 bits.
- Entrada para oscilador de 4 MHz a 10 MHz con PLL activo de 4x, 8x y 16x
- 27 Fuentes de interrupción.
- 3 Fuentes de interrupción externa.
- 7 Niveles de prioridad seleccionables por el usuario para cada interrupción.
- Módulos especiales, entre ellos:
 - Módulo de control PWM.
 - Módulo de notificación de cambios de entrada (CN) [10].

Características relacionadas con el módulo de control PWM.

- 6 canales de salida PWM.
- Salidas en modo complementario.
- 3 generadores de ciclo útil.
- Polaridad de salida programable.
- Generadores hardware de tiempo muerto en modo de salidas complementarias.
- Polaridad de pines de salida configurable (mediante HPOL y LPOL)
- Múltiples modos de salida (configurables mediante PTMOD<1:0>)
 - Single edge 00
 - Double edge simétrico 01

- Double edge asimétrico 10
- Modo de eventos únicos 11
- Accionamiento manual de los pines PWM.
- Actualizaciones de ciclos útiles configurables (mediante el bit IUE).
- Pines de entrada de fallas hardware con funciones programables.
- Disparadores de eventos especiales para conversiones A/D sincronizadas.
- Habilitación individual de cada pin de salida PWM [10].

Características relacionadas con el módulo notificación de cambios de entrada (CN).

El módulo notificación de cambios de entrada (CN), tiene la capacidad de generar una interrupción en el procesador en respuesta a un cambio de estado en los pines de entrada habilitados y posee las siguientes características:

- Es capaz de detectar cambios de estados en las entradas aún cuando los relojes están deshabilitados.
- Dispone de 8 pines configurables en modo CN.
- Permite la habilitación de resistencias Pull-Up en cada uno de los pines CN.
- El ancho del cambio de entrada debe ser como mínimo el doble de un ciclo de instrucción [10].

Gestión de pines.

La Figura C-2 muestra la distribución de pines del dsPIC30F2010 indicando mediante colores la función de cada uno dentro de la aplicación. En la Tabla C-1 se presenta una descripción mas detallada de cada pin.

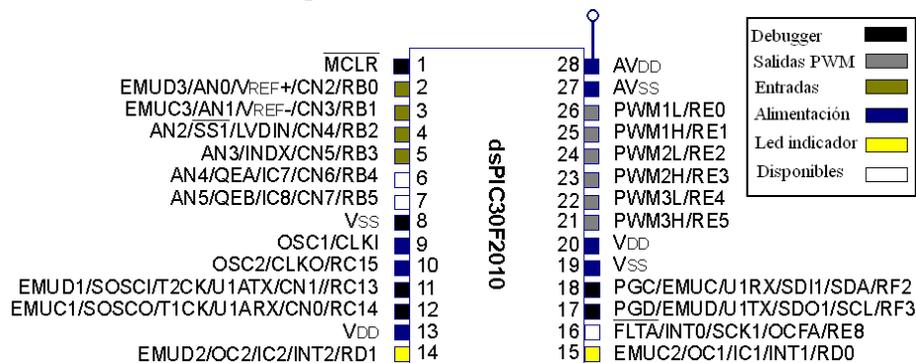


Figura C-2. Pines utilizados en la aplicación.

C. 1. 2. Tarjeta entrenadora dsPICDEM™ 28 pin.

La tarjeta dsPICDEM™ 28 pin es una herramienta sencilla que permite realizar desarrollos con dispositivos de la familia dsPIC30F de 28 pines. Los principales elementos de su arquitectura son:

- Regulador +5V para V_{DD} y AV_{DD} con entrada directa para adaptador de 9V AC o DC.

- LED indicador de encendido.
- Conector para el programador MPLAB® ICD 2.
- Locaciones de 28 pines para dispositivos tipo SOIC y SDIP.
- Canal de comunicación RS-232.
- Cristal de 7.37 MHz.
- Botón de Reset para reiniciar el dispositivo dsPIC.
- LED conectado al pin RD0 para ser utilizado como indicador de estado.
- Fácil acceso a los pines I/O mediante una cabecera.
- Área para implementar circuitos del usuario [11],[12].

El aspecto y diagrama circuital de la tarjeta dsPICDEM™ 28 pin son mostrados en la Figura C-3 y Figura C-4 respectivamente.

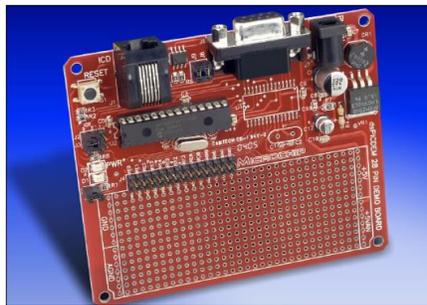


Figura C-3. Aspecto de la tarjeta dsPICDEM™ 28 pin. Fuente: [12].

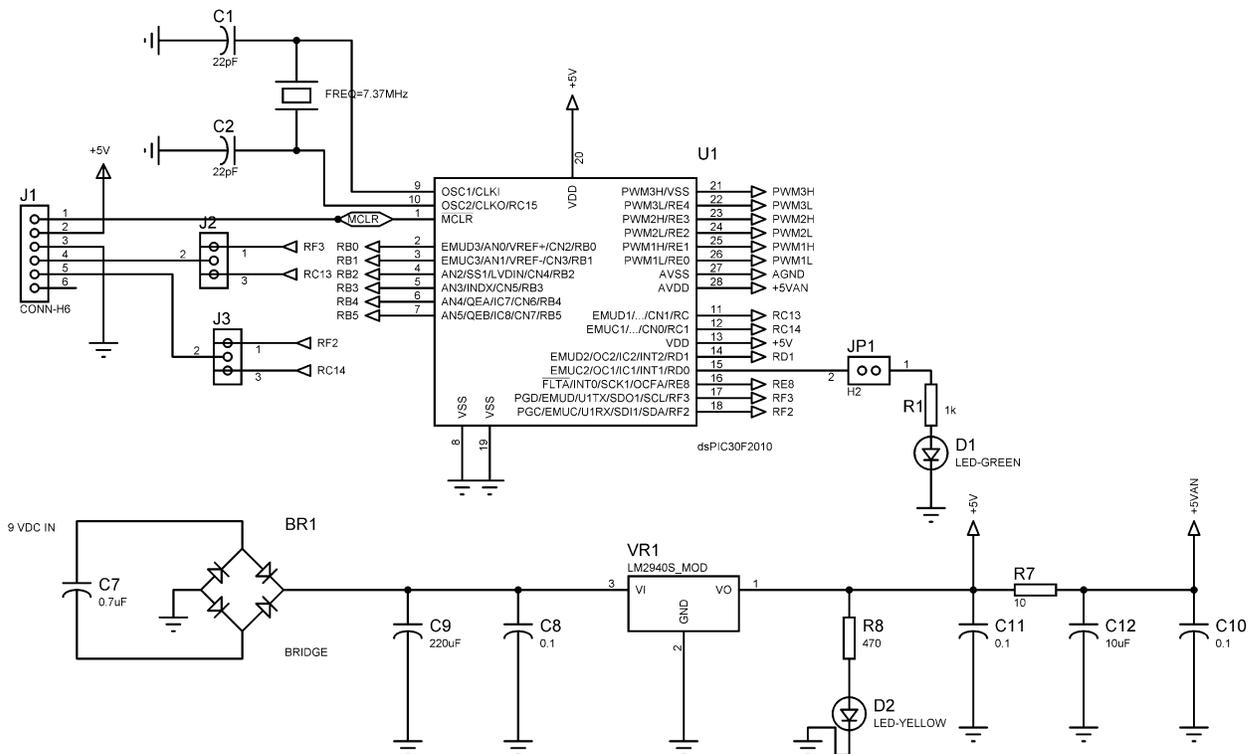


Figura C-4. Diagrama de pines de la tarjeta dsPICDEM™ 28 pin. Fuente: [12].

| Número de pin | Configuración del pin | Tipo de pin | Tipo de buffer | Descripción |
|---------------|-----------------------|-------------|----------------|---|
| 1 | MCLR | P | ST | Reinicia el dispositivo (activo en bajo) |
| 2 | CN2 | I | ST | Notificación de cambio |
| 3 | CN3 | I | ST | Notificación de cambio |
| 4 | CN4 | I | ST | Notificación de cambio |
| 5 | CN5 | I | ST | Notificación de cambio |
| 8 | V _{SS} | P | - | Fuente positiva para los pines lógicos y I/O |
| 9 | CLKI | I | ST | Entrada de la señal externa de reloj |
| 10 | CLKO | O | - | Salida del cristal oscilador. |
| 11 | EMUC1 | I/O | ST | Canal de comunicación secundario ICD (Reloj). Habilitado en modo programación. |
| 12 | EMUD1 | I/O | ST | Canal de comunicación secundario ICD (Datos). Habilitado en modo programación. |
| 13 | V _{DD} | P | - | Referencia a tierra para los pines lógicos y I/O |
| 14 | RD1 | O | ST | Salida del puerto D |
| 15 | RD0 | O | ST | Salida del puerto D |
| 17 | EMUD | I/O | ST | Canal de comunicación primario ICD (Datos). Habilitado en modo depuración. |
| 18 | EMUC | I/O | ST | Canal de comunicación primario ICD (Reloj). Habilitado en modo depuración. |
| 19 | V _{SS} | P | - | Fuente positiva para los pines lógicos y I/O |
| 20 | V _{DD} | P | - | Referencia a tierra para los pines lógicos y I/O |
| 21 | PWM3H | O | - | Salida PWM 3 Alta |
| 22 | PWM3L | O | - | Salida PWM 3 Baja |
| 23 | PWM2H | O | - | Salida PWM 2 Alta |
| 24 | PWM2L | O | - | Salida PWM 2 Baja |
| 25 | PWM1H | O | - | Salida PWM 1 Alta |
| 26 | PWM1L | O | - | Salida PWM 1 Baja |
| 27 | AV _{SS} | P | - | Fuente positiva para el módulo analógico |
| 28 | AV _{DD} | P | - | Referencia a tierra para el módulo analógico |

Tabla C-1. Descripción de pines utilizados en la aplicación. Fuente:[10].

- I = Entrada
- O = Salida
- P = Potencia
- ST = Entrada con disparador Schmitt

Las modificaciones realizadas sobre la tarjeta entrenadoras fueron las siguientes:
 Adición de 4 push button en los pines RB0 a RB3 como interfaz en el cambio de las referencias.
 Adición de un LED indicador del cambio de las señales de referencia. El diagrama circuitual de las modificaciones realizadas se ilustra en la Figura C-5.

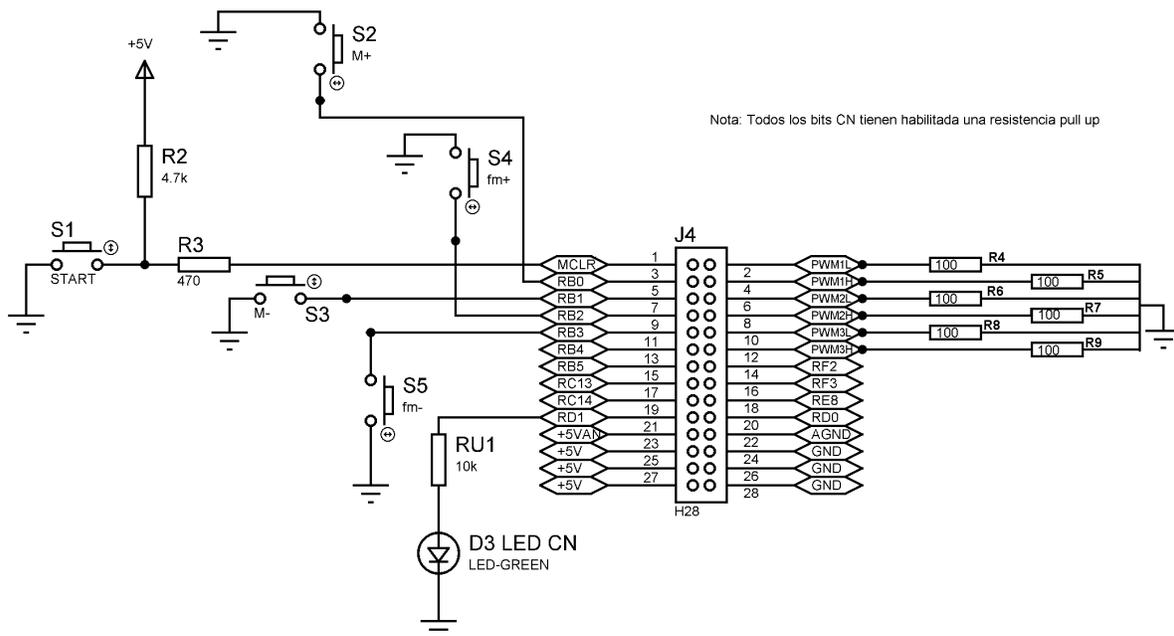


Figura C-5. Diagrama circuitual de hardware adicional.

C. 1. 3. Programación del dsPIC30F2010

Para la depuración del código, así como para su descarga en la memoria flash (EEPROM) del *dsPIC30F2010* se utiliza la herramienta MPLAB® ICD 2. Ésta es una herramienta de bajo costo que permite al usuario depurar y programar los dispositivos dsPIC directamente en la tarjeta entrenadora [11],[13]. El esquema empleado para realizar las funciones de depuración y programación se muestra en la Figura C-6.

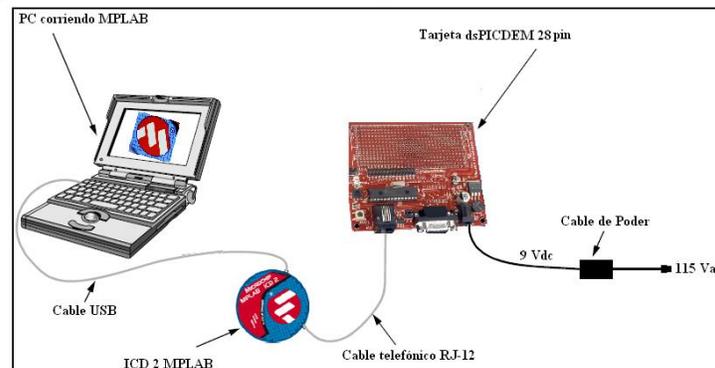
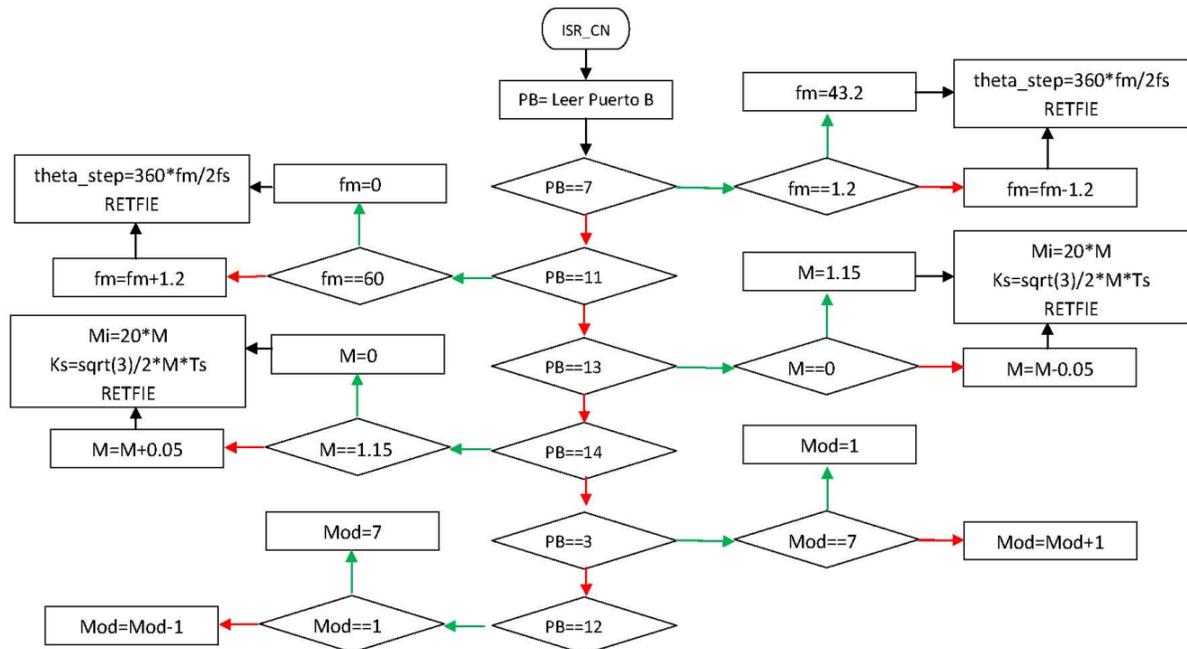


Figura C-6. Diagrama de depuración y programación del dsPIC30F2010. Fuente: [11].

C.2. Diagramas de flujo.

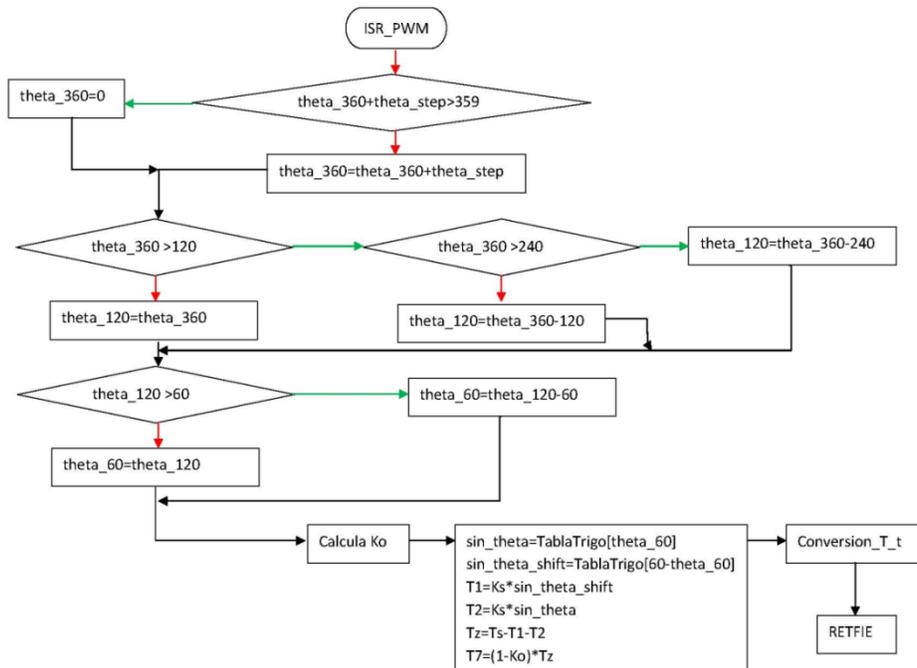
C. 2. 1. Flujograma CN.

A continuación se muestra el flujograma correspondiente a la rutina de interrupción del módulo CN.



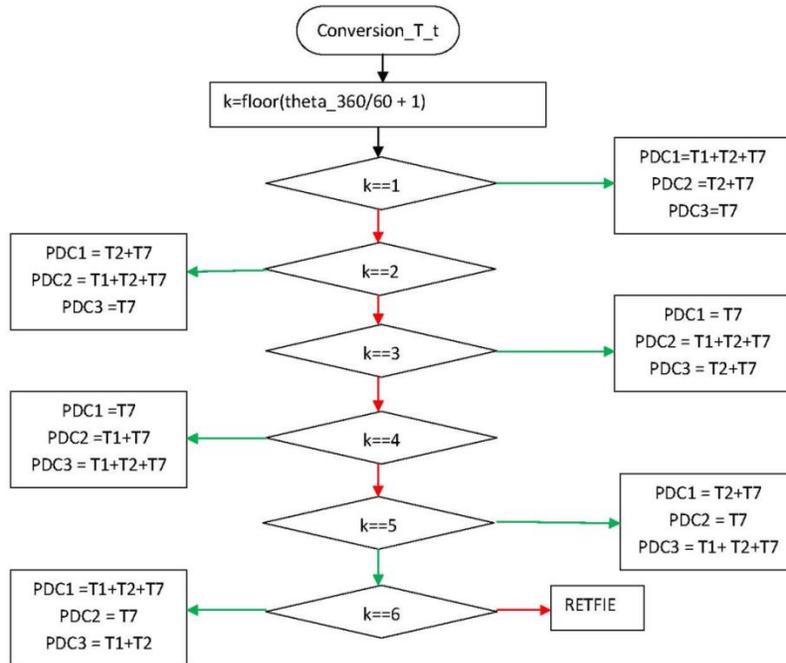
C. 2. 2. Flujograma PWM.

A continuación se muestra el flujograma correspondiente a la rutina de interrupción del módulo PWM.



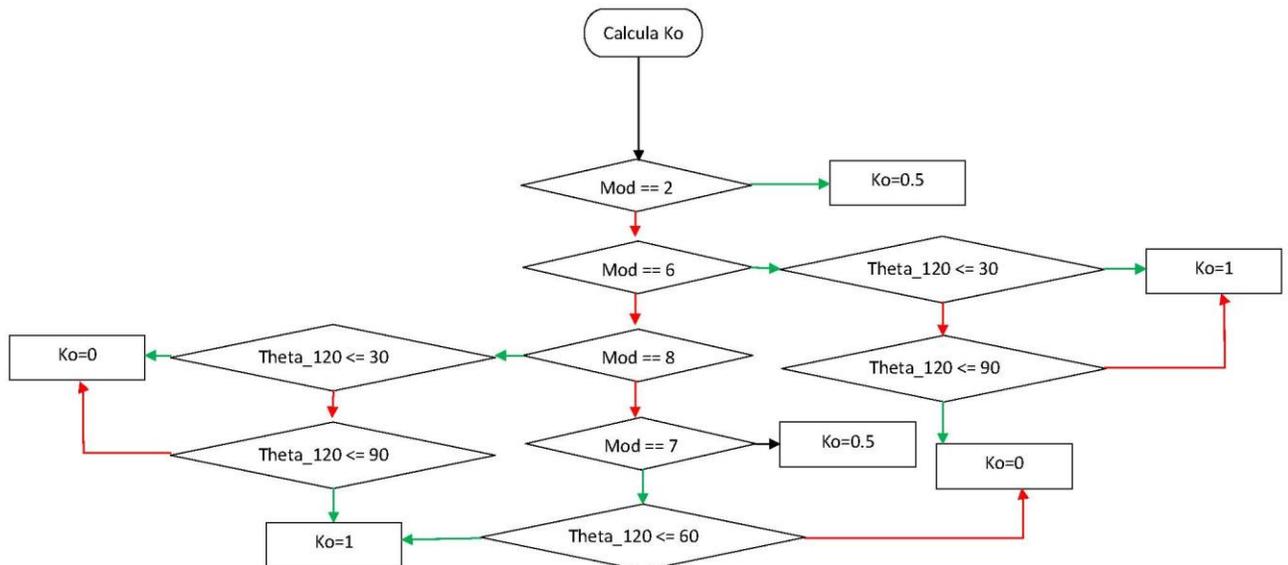
C. 2. 3. Conversión de tiempos de vectores espaciales a ciclos útiles.

A continuación se muestra el flujograma correspondiente a la rutina de conversión de tiempos de vectores espaciales a ciclos útiles.



C. 2. 4. Calcula K_0 .

A continuación se muestra el flujograma correspondiente a la rutina de cálculo del partidor de estados cero.



C.3. Código MPLAB.

El código mediante el cual se implementaron los flujogramas de la sección C.2 es el siguiente:

```

/*****
* © 2008 Unicauca Technology Inc.
* FileName:      svpwm.c
* Processor:    dsPIC30F2010
* Compiler:     MPLAB® C30 v1.33.00 or higher
* IDE:         MPLAB® IDE v7.5.00 or later
* Dev. Board Used: dsPICDEM 28-PIN Starter demo board
* Hardware Added: push buttons and indicators
* REVISION HISTORY:
* ~~~~~
* Author          Date          Comments on this revision
* ~~~~~
* Guillermo C.y Diana L. 02/13/08  Versión de toma de Datos
* fosc de 117.92Mhz=7.37Mhz*16
* ~~~~~
* ADDITIONAL NOTES: Implementación de muestreo regular asimétrico con
* Frecuencia de conmutación fs=864Hz.
*****/
#include "p30fxxxx.h"
#include <math.h>
#include <timer.h>
/* Macros for Configuration Fuse Registers (copied from device header file):*/
_FOSC(CSW_FSCM_OFF & XT_PLL16); /* Set up for Crystal multiplied by 16x PLL El cristal debe
ser de 7.37Mhz */
_FWDT(WDT_OFF); /* Turn off the Watch-Dog Timer. */
_FBORPOR(MCLR_EN & PWRT_OFF); /* Enable MCLR reset pin and turn off the power-up timers.
*/
_FGS(CODE_PROT_OFF); /* Disable Code Protection */
/* Global Variables and Functions */
float fs=864;
float M=1; //índice de modulación
float fm=1.2; //frecuencia fundamental
char Mi=20; //índice de M 1*20 (8bits)
float Ks=0.001002344; //constante de síntesis M*sqrt(3)/(2fs)
float theta_step=0.25; //Paso 360*fm/2fs
float theta_360=0;
float theta_120=0;
float theta_60=0;
char Mod=2; //algoritmo de modulación 2->SY-SVPWM
float Ko=0.5; //Partidor de estados cero
long sin_theta=0; // (32bits)
long sin_theta_shift=12765214; // dependiente de fcy
int T1, T2, Tz, T7, Ts=17058; //16bits
char k; //sector.
float sqt_3_2=0.866025403; //sqrt(3)/2
*****/
int maxPDC=34000; //Limite superior del ciclo útil
int minPDC=116; // Limite inferior del ciclo útil
long TablaTrigo[241] __attribute__((space(auto_psv)))=

{0, 64315, 128629, 192941, 257248, 321551, 385848, 450138, 514419, 578690, 642950, 707198, 771432, 835652
, 899855, 964042, 1028210, 1092359, 1156487, 1220593, 1284676, 1348734, 1412766, 1476772, 1540750, 16046
98, 1668615, 1732501, 1796354, 1860173, 1923956, 1987703, 2051412, 2115081, 2178711, 2242299, 2305844, 2
369345, 2432802, 2496212, 2559574, 2622888, 2686152, 2749364, 2812525, 2875631, 2938683, 3001679, 30646
18, 3127499, 3190320, 3253080, 3315779, 3378414, 3440985, 3503490, 3565929, 3628300, 3690601, 3752833, 3
814993, 3877080, 3939094, 4001032, 4062895, 4124680, 4186386, 4248013, 4309559, 4371023, 4432403, 44937
00, 4554910, 4616035, 4677071, 4738018, 4798875, 4859640, 4920313, 4980892, 5041377, 5101765, 5162057, 5
22250, 5282344, 5342337, 5402228, 5462017, 5521701, 5581281, 5640754, 5700120, 5759377, 5818524, 58775
61, 5936486, 5995298, 6053996, 6112578, 6171045, 6229393, 6287623, 6345734, 6403723, 6461591, 6519335, 6
576956, 6634451, 6691820, 6749062, 6806175, 6863158, 6920011, 6976732, 7033320, 7089774, 7146094, 72022
77, 7258323, 7314231, 7370000, 7425628, 7481115, 7536460, 7591661, 7646718, 7701629, 7756393, 7811010, 7
865478, 7919796, 7973964, 8027979, 8081842, 8135551, 8189105, 8242503, 8295745, 8348828, 8401752, 84545
17, 8507120, 8559562, 8611840, 8663955, 8715904, 8767688, 8819305, 8870753, 8922033, 8973143, 9024083,
9074850, 9125445, 9175866, 9226112, 9276183, 9326077, 9375793, 9425331, 9474689, 9523867, 9572864, 9621
679, 9670310, 9718757, 9767020, 9815096, 9862985, 9910687, 9958200, 10005523, 10052656, 10099597,
10146346, 10192902, 10239264, 10285431, 10331403, 10377177, 10422754, 10468132, 10513312, 10558291, 10
603069, 10647645, 10692018, 10736188, 10780154, 10823914, 10867468, 10910815, 10953955, 10996886, 1103
9607, 11082119, 11124419, 11166508, 11208384, 11250047, 11291495, 11332729, 11373746, 11414548, 114551
31, 11495497, 11535644, 11575572, 11615279, 11654764, 11694028, 11733070, 11771887, 11810481, 11848850
, 11886993, 11924910, 11962600, 12000063, 12037297, 12074301, 12111076, 12147620, 12183933, 12220014, 1

```

```

2255862,12291477,12326858,12362004,12396915,12431590,12466028,12500229,12534192,12567916,126
01401,12634646,12667651,12700414,12732935,12765214};
//121*32bits=121*4bytes=484bytes máximo en esta sección 32K
//Esta tabla es dependiente de la frecuencia del oscilador fcy y esta hecha para
fcy=29.48MHz
int main (void);
void CN_SetUp(void);
void MCPWM_SetUp(void);
void __attribute__((__interrupt__)) _PWMIInterrupt(void); /*Declare PWM interrupt ISRs*/
void __attribute__((__interrupt__)) _CNIInterrupt(void); /*Declare CN interrupt ISRs*/
void temp_1_2_s(void); //sub-función del conteo de 1/2 seg.
void indica_c1(void); //
void indica_c2(void); //
int main (void)
{
T1CON = 0X0070; //Fuente de reloj interna, PREescalador de 256
TRISD = 0x0000; /* LEDs on are connected to RD0,RD1
RD0-- LED indicador de cambio de algoritmo
RD1-- Led indicador de cambio de M, fm */
LATDbits.LATD1 = 1;
CN_SetUp(); /*call function to set up de CN module*/
MCPWM_SetUp(); /*call function to set up de PWM module*/
while (1); /* Loop endlessly...anytime an interrupt occurs */
/* the processor will vector to the interrupt and */
/* return back to the while(1) loop */
}
/*****
Function: CN_SetUp(void)
PreCondition: None.
Input: None.
Output: None.
Side Effects: None.
Overview: Set ups the CN interrupt vector as follows:
1. Configura los pines RB0-3 como entradas digitales
2. Habilita interrupciones CN para los pines CN2-5
3. Habilita los dispositivos pull up para los pines CN2-5
4. Limpia la bandera de interrupción CN
5. Configura la prioridad de interrupción CN en 7
6. Habilita las interrupciones CN.
Note: None.
*****/
void CN_SetUp(void)
{
//[pag 259 del 30F] se usaran CN2,CN3,CN4 y CN5
TRISB = 0x000F; //Configuración de RB0, RB1,RB2 y RB3 como entradas (pag 57 del 2010)
ADPCFG = 0x000F; //Configuración digital de RB0, RB1,RB2 y RB3 (pag 122 del 2010)
CENEN1 = 0x003C; //Habilitación de interrupciones
CNPUL = 0x003C; //Habilitación de los dispositivos pull up
IFSObits.CNIF = 0; // Clear interrupt flag
IPC3 = 0x7000; //configuro nivel de prioridad (7) (mayor que PWM)
IECObits.CNIE = 1; //habilitación de la fuente de interrupción
}

/*****
Function: void MCPWM_SetUp(void)
PreCondition: None.
Input: None.
Output: None.
Side Effects: None.
Overview: MCPWM, SetUps the PWM as follows:
1. Configuración de interrupciones
a. Deshabilita las interrupciones anidadas
b. Asigna un nivel de prioridad 6
c. Limpia la bandera de interrupción PWM
d. Habilita la fuente de interrupción PWM
2. Configuración del módulo PWM
a. FPWM = 2600 hz
b. Complementary PWMs
c. Up down counting mode.
d. Set Duty Cycle to 0 for complementary, which is half the period
e. Configure deadtime to be 1 us
Note: None.
*****/
void MCPWM_SetUp(void)
{
//1. ver pag 44
INTCON1bits.NSTDIS = 1; //deshabilito interrupciones anidadas
IPC9 = 0x6000; //configuro nivel de prioridad (6)
IFS2bits.PWMIF = 0; // Clear interrupt flag

```

```

IEC2bits.PWMIE      =      1;      //habilitación de la fuente de interrupción
//2.
TRISE = 0x0100;     // PWM pins as outputs, and FLTA as input (see page 57)
PTPER = 17059;
DTCON1 = 0x0000;
PWMCON1 = 0x0077;   // Enable PWM output pins and configure them as
                    // complementary mode see page 92.
PDC1 = PTPER;       // Initialize as 0 voltage. Ciclos útiles del 100%
PDC2 = PTPER;       // Initialize as 0 voltage
PDC3 = PTPER;       // Initialize as 0 voltage
PWMCON2 = 0x0F02;   // 1 postscale values
PTCON = 0x8003;     // enable timebase and configure PWM mode as
                    // continuous up/down.

return;
}
/*****
Function:      void __attribute__((__interrupt__)) _CNInterrupt (void)
PreCondition:  None.
Input:        None.
Output:       None.
Side Effects:  None.
Overview:     in this ISR the reference signals are actualized.
Note:        None.
*****/
void __attribute__((__interrupt__)) _CNInterrupt(void){

int PB;
PB=PORTB;
switch (PB){
case 7: //dec fm
    if((fm-1.2)<1.2)
        fm=43.2;
    else
        fm=fm-1.2;
        theta_step=360*fm/(2*fs);
    indica_c1();
    break;
case 11://inc fm
    if((fm+1.2)>43.2)
        fm=1.2;
    else
        fm=fm+1.2;
        theta_step=360*fm/(2*fs);
    indica_c1();
    break;
case 13: //dec M
    if((M-0.05)<0)
        M=1.15;
    else
        M=M-0.05;
        Mi=20*M;
        Ks=M*sqrt_3_2/fs;
    indica_c1();
    break;
case 14: //inc M
    if((M+0.05)>1.15) // fix1
        M=0;
    else
        M=M+0.05;
        Mi=20*M;
        Ks=M*sqrt_3_2/fs;
    indica_c1();
    break;
case 3://inc PWM
    if (Mod+1>8) Mod=2;
    else Mod=Mod+1;
    indica_c2();
case 12://dec PWM
    if (Mod-1<2) Mod=8;
    else Mod=Mod-1;
    indica_c2();
default:break;
}
temp_1_2_s();

IFS0bits.CNIF      =      0;      // Clear interrupt flag

}
/*****
Function:      void __attribute__((__interrupt__)) _PWMInterrupt (void)
PreCondition:  None.
*****/

```

```

Input:          None.
Output:         None.
Side Effects:   None.
Overview:       in this ISR the HI-SVPWM is generated.
Note:          None.
*****/
void __attribute__((__interrupt__)) _PWMInterrupt (void)
{
unsigned char indice_sin;
char indice_hibrida;

IFS2bits.PWMIF = 0; // Clear interrupt flag
//---actualización de ángulos theta.
if (theta_360+theta_step>359.75) theta_360=0;
else theta_360=theta_360+theta_step;
if(theta_360>119.5) {
    if(theta_360>239.75) theta_120=theta_360-240;
    else theta_120=theta_360-120;
}
else theta_120=theta_360;
if(theta_120>59.75) theta_60=theta_120-60;
else theta_60=theta_120;
indice_sin=theta_60*4;
indice_hibrida=floor(theta_120);
//---Cálculo de tiempos Ti (i=0,1,2,7)
switch(Mod){
    case 2: Ko=0.5; break;//SYSVPWM
case 3://DPWMO
    if(theta_120<=60) Ko=0;
    else Ko=1;
    break;
case 4: Ko=0; break;//DPWMMIN
case 5: Ko=1; break;//DPWMMAX
case 6://DPWM1
    if(theta_120<=30) Ko=1;
    else {
        if(theta_120<=90) Ko=0;
        else Ko=1;
    }
    break;
case 7://DPWM2
    if(theta_120<=60) Ko=1;
    else Ko=0;
    break;
case 8://DPWM3
    if(theta_120<=30) Ko=0;
    else {
        if(theta_120<=90) Ko=1;
        else Ko=0;
    }
    break;
default: Ko=0.5;
} //switch
sin_theta=TablaTrigo[indice_sin];
sin_theta_shift=TablaTrigo[240-indice_sin];
T1=Ks*sin_theta_shift;
T2=Ks*sin_theta;
Tz=Ts-T1-T2;//Ts normalizado.
T7=Ko*Tz;//

//---conversion T t--
k=floor(theta_360/60 + 1);
switch (k){
case 1: PDC1=2*(T1+T2+T7);
        PDC2=2*(T2+T7);
        PDC3=2*(T7);
        break;
case 2: PDC1=2*(T1+T7);
        PDC2=2*(T1+T2+T7);
        PDC3=2*(T7);
        break;
case 3: PDC1=2*(T7);
        PDC2=2*(T1+T2+T7);
        PDC3=2*(T2+T7);
        break;
case 4: PDC1=2*(T7);
        PDC2=2*(T1+T7);
        PDC3=2*(T1+T2+T7);
        break;
case 5: PDC1=2*(T2+T7);
        PDC2=2*(T7);

```

```

        PDC3=2*(T1+T2+T7);
        break;
case 6: PDC1=2*(T1+T2+T7);
        PDC2=2*(T7);
        PDC3=2*(T1+T7);
        break;
}
//Limitación del ciclo útil-----
if(PDC1> maxPDC){
    PDC1=maxPDC;
}
if(PDC1<minPDC){
    PDC1=minPDC;
}
if(PDC2>maxPDC){
    PDC2=maxPDC;
}
if(PDC2<minPDC){
    PDC2=minPDC;
}
if(PDC3>maxPDC){
    PDC3=maxPDC;
}
if(PDC3<minPDC){
    PDC3=minPDC;
}
}
}
/*****
Function:      void temp_1_2_s(void)
PreCondition:  None.
Input:         None.
Output:        None.
Side Effects:  None.
Overview:      Realiza un Conteo de 1/2 segundo.
Note:          None.
*****/
void temp_1_2_s(void){
    TMR1=6941;// EL valor para que se desborde en 1/2seg: 65535-58594=6941
    T1CON=0XA030;//INICIA EL CONTEO
    //T1CONbits.TON=1;// habilitar o encender el timer en modo ON
    while(IFS0bits.T1IF==0); //se queda en esta línea hasta que se desborde el flag
    IFS0bits.T1IF=0;
    T1CON=0X2030;//DETIENE EL CONTEO
}
void indica_c1(void){
    if (PORTDbits.RD1){//lee en el puerto
        LATDbits.LATD1 = 0;          /* Toggle RD1 bit */
    }
    else{
        LATDbits.LATD1 = 1;
    }
}
//-----
void indica_c2(void){
    if (PORTDbits.RD0){//lee en el puerto
        LATDbits.LATD0 = 0;          /* Toggle RD1 bit */
    }
    else{
        LATDbits.LATD0 = 1;
    }
}
}

```

C.4. Osciloscopio digital Lecroy 9310CM.

Para la realización de las pruebas experimentales se debía contar con un equipo de medición capaz de transmitir los datos capturados directamente al PC, para su posterior procesamiento, al igual que una alta velocidad de muestreo. El laboratorio de Física de Bajas Temperaturas perteneciente al Departamento de Física de la Universidad del Cauca, cuenta con un osciloscopio digital Lecroy 9310CM, el cual permite una rápida transferencia de datos a través de comunicación GPIB, lo que lo hizo apto para la obtención de las medidas correspondientes. En la Figura C-7 se muestra el aspecto de este equipo.

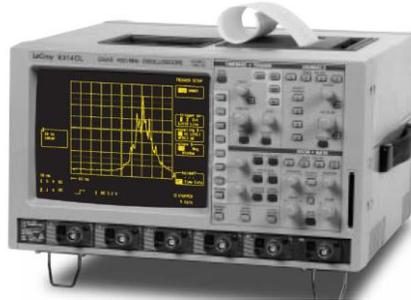


Figura C-7. Aspecto del osciloscopio digital Lecroy 9310CM. Fuente: [14].

Otras características del Lecroy 9310CM se exponen a continuación:

- 2 canales para propósito general, con funciones independientes.
- Permite respuestas rápidas ante cambios en la señal.
- Posee un sofisticado sistema de procesamiento que permite el análisis de señales complejas.
- Ofrece un amplio rango de funciones para el procesamiento y manipulación de señales.
- Permite guardar formas de onda en su memoria interna (4 memorias de 16 bits cada una).
- Permite la transferencia de datos al PC a través de comunicación GPIB, en formatos tipo MathCad, MatLab, y Spreadsheet.
- La máxima rata de muestreo es de 250 MS/s simultáneamente por cada canal.
- La memoria de adquisición por canal es de 250K.
- Limitador de ancho de banda de 30 MHz.
- Acoplamiento de entrada: AC, DC, GND.
- Todas las funciones internas del equipo pueden ser controladas en modo remoto a través de los puertos GPIB y RS232 [14].

Un diagrama básico de conexiones del sistema experimental completo se muestra en la Figura C-8.

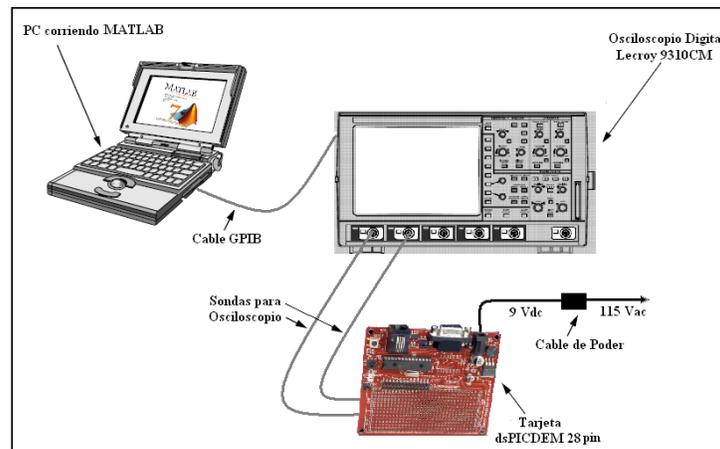


Figura C-8. Esquema básico del sistema experimental.

C.5. Comunicación GPIB

GPIB es un estándar de conexión que permite la comunicación de un ordenador con instrumentos electrónicos de medida, como pueden ser generadores de funciones, osciloscopios, etc. Las siglas corresponden a *General Purpose Interface Bus*, pero a pesar de este nombre, fue diseñado específicamente para la conexión de instrumentos de medida. Fue creado en 1965 por la compañía Hewlett-Packard, que lo denominó originalmente HP-IB, y se popularizó con rapidez, debido a sus altas tasas de transferencia de datos (8 Mbytes/s). Para evitar la dispersión de características, los principales fabricantes acordaron la estandarización del GPIB en 1975 (IEEE 488.1), centrándose en las características eléctricas y mecánicas del bus. Una segunda estandarización (IEEE 488.2 de 1987) delimitó de forma más concreta la programación del GPIB, definiendo comandos de aparatos, formato de mensajes y estado de los instrumentos.

C. 5. 1. Características eléctricas del GPIB.

El bus de transmisión de datos de GPIB es de 8 bits en paralelo, y lógica negativa con niveles TTL Estándar. Los cables y conectores tienen el aspecto típico mostrado en la Figura C-9.



Figura C-9. Aspecto de cables y conectores GPIB. Fuente: [15].

El bus consta de 24 pines repartidos de la siguiente forma:

- 8 líneas de transmisión de datos (DIO1-DIO8).
- 3 líneas para el control asíncrono de la comunicación (NRFD, NDAC y NRDAV). Mediante estas líneas se verifica la correcta transmisión de los datos, que es una de las fortalezas del GPIB.
- 5 líneas que gestionan la transmisión de comandos (ATN, IFC, REN, SRQ y EOI).
- El resto componen las tierras de las diferentes líneas.

Un sistema típico GPIB constará de un ordenador con una tarjeta controladora GPIB, más los instrumentos compatibles con IEEE 488. En la mayoría de los sistemas industriales, un PC con el sistema operativo DOS es suficiente para controlar el bus GPIB. La tarjeta GPIB

se instala en un slot ISA o PCI libre [15]. La Figura C-10 muestra el aspecto de una tarjeta GPIB de *National Instruments*.

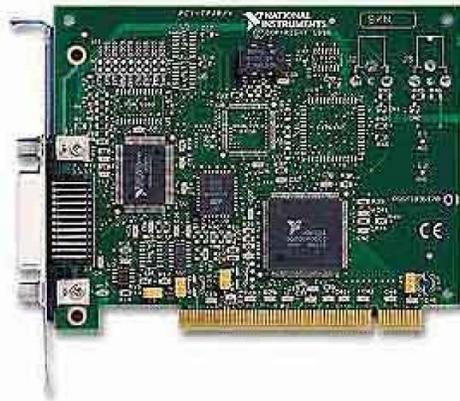


Figura C-10. Tarjeta GPIB de *National Instruments*. Fuente: [15].

Con respecto a la recepción de datos en el PC, ésta fue desarrollada con ayuda del *toolbox* de control de instrumentos de MATLAB®. Este *toolbox* ha sido diseñado de forma que el acceso a los instrumentos de medida a través de GPIB se realice mediante objetos, para ello es preciso disponer del *driver* de MATLAB correspondiente (*extensión .mdd*). El *driver* desarrollado para la comunicación con el osciloscopio digital Lecroy 9310CM, se anexa en el CD, que acompaña esta monografía. Adicionalmente fue necesario crear una rutina en MATLAB que llevara a cabo las siguientes funciones:

- Configurar en modo remoto los parámetros del osciloscopio.
- Enviar al osciloscopio la señal respectiva para iniciar la toma de datos.
- Comprimir cada uno de los datos capturados en una estructura.
- Almacenar cada una de las estructuras en un archivo *.mat* [16].

La rutina es la siguiente:

```

%% Código para la toma de Datos en el Laboratorio FISBATEM--Febrero 2008
%% Diseñado por: Guillermo Camacho, Diana López
% Código diseñado para muestrear dos señales moduladas mediante PWM
% encargadas de conmutar los transistores de potencia de la parte alta de
% las ramas a y b en un inversor trifásico de dos niveles.

% Esquema de medición:
%
% | | | | | |-----| |-----| |-----|
% ----- Puntas |-----| | GPIB | | | x |
% |dspic30F2010 |>-----<| | |>-----<| PC | |-----|
% ----- |-----| | | |-----|
% | | | | | LECROY9310CM | |-----| / \
% |-----| |-----|
%
%El canal 1 recibe la señal va y el canal 2 recibe la señal vb
%El volumen de datos se configuró para alcanzar al rededor de 250K muestras por canal, para
ello se modificó el parámetro memory en 250K
    
```

```
%Para leer la memoria del osciloscopio y llevarla al workspace se deben realizar varias
rutinas de lectura, la razón es que el máximo volumen de datos que se puede almacenar con 1
sola lectura es de 20639 muestras y la
%memoria del osciloscopio almacena cerca de 250K muestras. Para facilitar este
%proceso se definió un vector (FP) que contiene las direcciones iniciales
%desde las cuales se debe realizar la lectura. Dicho vector se invoca al
%cargar la variable secuenciaFP_1.mat.
clc
clear all

fm=15;
folder='híbrido';
filename='M_0_00';

if(fm==15)
    t_div=0.5/10;%2.4Hz
else
    t_div=0.05/10;%36Hz
end

%% 1. Creacion de objetos y conexion
% Creacion del objeto de interfaz GPIB
interfaceObj = instrfind('Type', 'gpib', 'BoardIndex', 0, 'PrimaryAddress', 4, 'Tag', '');
% Create the GPIB object if it does not exist otherwise use the object that was found.
if isempty(interfaceObj)
    interfaceObj = gpib('NI', 0, 4);%('fabricante', Direccion Tarjeta, Direccion Oscilo)
else
    fclose(interfaceObj);
    interfaceObj = interfaceObj(1);
end

%Creacion del objeto device con base en el driver lecroy
deviceObj = icdevice('lecroy_9310_c3ex.mdd', interfaceObj);
%Conexion del objeto device al Hardware
connect(deviceObj);

%----- ()-----
%% 2. Configuracion de las propiedades del oscilo
set(deviceObj.Acquisition(1), 'State', 'stop');%detener la adquisicion
set(deviceObj.Display(1), 'Grid', 'dual');%despliegue dual
set(deviceObj.Channel(2), 'Trace', 'off');%apagar el canal 2
set(deviceObj.Channel(1), 'Trace', 'on');%prender el el canal 1--(va en el canal 1)
set(deviceObj.Channel(2), 'Trace', 'on');%prender el canal 2-- (vb en el canal 2)
%ajuste del acople
set(deviceObj.Channel(1), 'Coupling', 'dc');
set(deviceObj.Channel(2), 'Coupling', 'dc');
set(deviceObj.Trigger(1), 'Coupling', 'dc');
%ajuste de la amplitud de los canales y la ventana de tiempo
set(deviceObj.Channel(1), 'VoltsDiv', 0.05);%-----AMPLITUD c1
set(deviceObj.Channel(2), 'VoltsDiv', 0.5);%-----AMPLITUD c2
set(deviceObj.Acquisition(1), 'TimeDiv', t_div);%-----TIEMPO
set(deviceObj.Acquisition(1), 'Memory', 250000);%ajuste de la memoria empleada por el canal
(1)
set(deviceObj.Acquisition(1), 'Control', 'auto');%inicio de la adquisición
set(deviceObj.Channel(1), 'VerticalOffset', 0.0);%ajuste de offset vertical en 0
set(deviceObj.Channel(2), 'VerticalOffset', 0.0);
pause(4);%wait 5 second for the acquiring
set(deviceObj.Acquisition(1), 'Control', 'stop');% detener la adquisicion

%----- ()-----
%% 3. Lectura de la memoria del oscilo
load('secuenciaFP_c1.mat');%carga del vector que contiene los puntos iniciales de lectura
```

```
set(deviceObj.Waveform(1), 'EndingPoint', 20639);%Configuracion del punto final de cada
lectura
%rutina de lecturas consecutivas
i=1;
while (1)
    set(deviceObj.Waveform(1), 'FirstPoint', FP(i));

    % Execute device object function(s).
    groupObj = get(deviceObj, 'Waveform');
    groupObj = groupObj(1);
    [Y1] = invoke(groupObj, 'readwaveform', 'channel1');
    [Y2] = invoke(groupObj, 'readwaveform', 'channel2');
    %pause(2);%wait 2 second
    if(length(Y1)<20639)
        Ylast1=Y1;
        Ylast2=Y2;
        break;
    else
        YY1(:,i)=Y1;
        YY2(:,i)=Y2;
        i=i+1;
    end
end
end
%----- ()-----
%% 4. Desconexion y almacenamiento
%Disconnect device object from hardware.
disconnect(deviceObj);
>Delete objects.
delete([deviceObj interfaceObj]);
%reconstruccion de la señal muestreada
va=[YY1(1:end) Ylast1'];
vb=[YY2(1:end) Ylast2'];
tiempo=linspace(0,t_div*10,length(va));
%almacena como estructura (los datos de valores y tiempo deben ser vectores columna)
mystr(1,1).time = tiempo;

mystr(1,1).signals(1,1).values = [va-vb]';
mystr(1,1).signals(1,1).dimensions = 1;
mystr(1,1).signals(1,1).title=folder;
mystr(1,1).signals(1,1).label='Vab';
mystr(1,1).signals(1,1).plotStyle=0;

mystr(1,1).signals(1,2).values = [va]';
mystr(1,1).signals(1,2).dimensions = 1;
mystr(1,1).signals(1,2).title=folder;
mystr(1,1).signals(1,2).label='Va';
mystr(1,1).signals(1,2).plotStyle=0;

mystr(1,1).signals(1,3).values = [vb]';
mystr(1,1).signals(1,3).dimensions = 1;
mystr(1,1).signals(1,3).title=folder;
mystr(1,1).signals(1,3).label='Vb';
mystr(1,1).signals(1,3).plotStyle=0;

mystr(1,1).blockName = 'Lecroy9310CM';
%figuras.

directorio=strcat('E:\Guillermo\Mediciones\', folder, '\', num2str(fm), '\', filename);
save(directorio, 'mystr');

% figure,
```

```
subplot(311),plot(tiempo,va);  
title('canal1')  
subplot(312),plot(tiempo,vb);  
title(['canal2      ' filename])  
subplot(313),plot(tiempo,va-vb);  
title('canal1-canal2')
```

Apéndice D. Resultados de desempeño armónico.

D.1. Obtención del índice V_{WTHD} mediante simulación.

D. 1. 1. Diagrama en bloques del esquema de simulación.

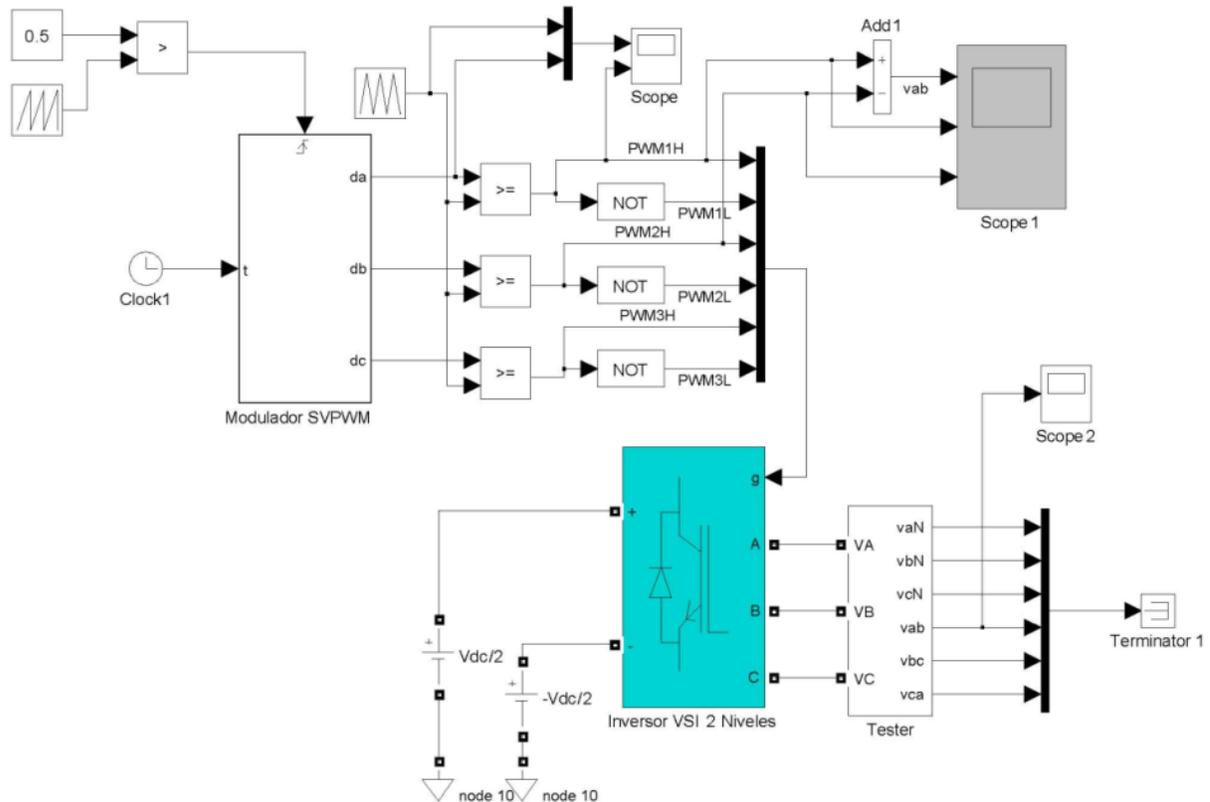


Figura D-1. Diagrama en bloques del esquema de simulación.

El modelo de simulación de la Figura D-1 permite obtener las señales de salida tanto del inversor como del modulador resultado de una modulación SV-PWM. El bloque Modulador SV-PWM se encarga de actualizar los ciclos útiles de las fases a , b y c cada medio ciclo de conmutación. Posteriormente, mediante comparación de magnitud se generan las 6 señales de activación de las compuertas altas y bajas de los conmutadores de potencia para el inversor VSI de 2 niveles.

D. 1. 2. Bloque Modulador SV-PWM.

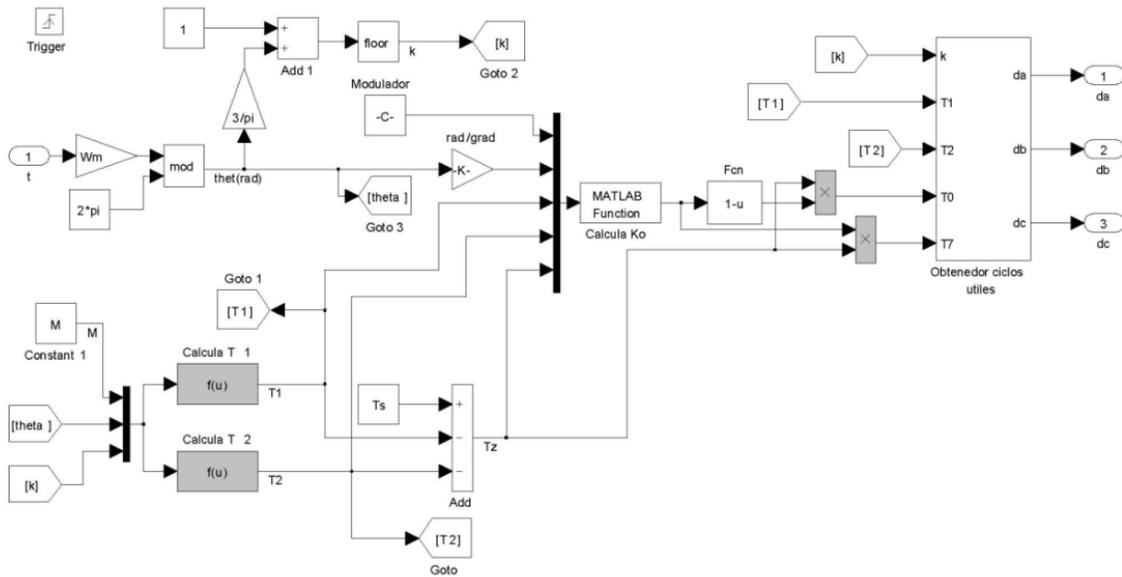


Figura D-2. Diagrama del bloque Modulador SV-PWM

La función básica de este bloque es la de actualizar los ciclos útiles de las fases *a*, *b* y *c* cada medio ciclo de conmutación. Para ello realizan los cálculos de sector, tiempos de activación de vectores espaciales T_0, T_1, T_2 y T_7 y partidor de estados cero, tal y como se expuso en el Capítulo 2 Posteriormente, a partir de dichos resultados se aplican las ecuaciones de obtención del ciclo útil.

D. 1. 3. Obtenedor de ciclos útiles.

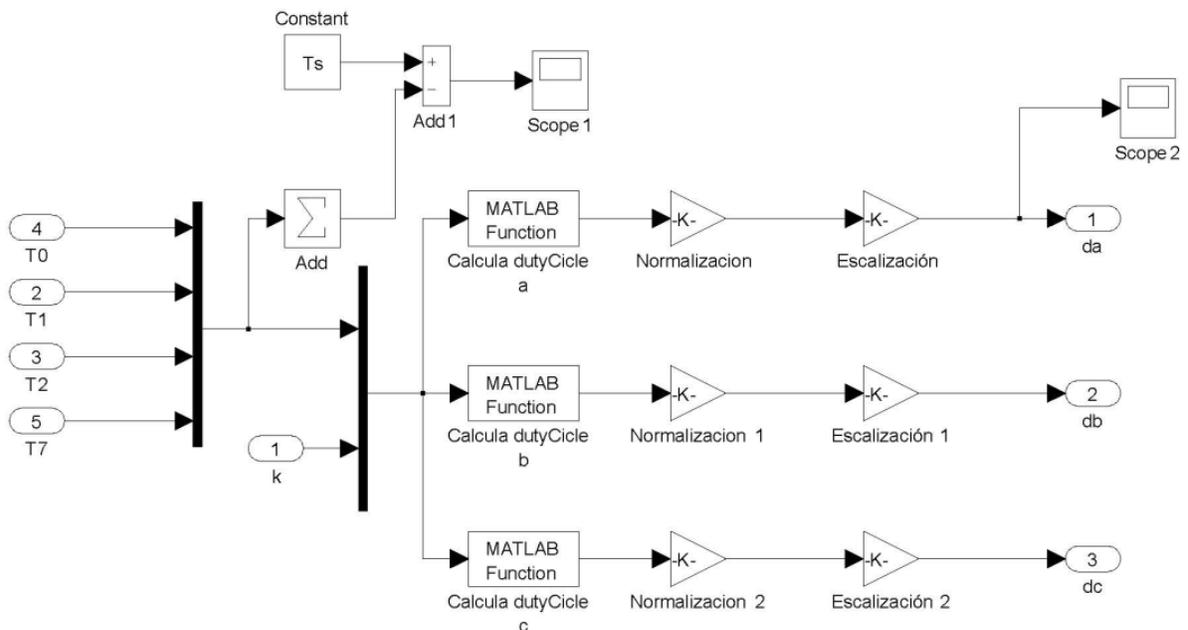


Figura D-3. Bloque Obtenedor de ciclos útiles.

Este bloque implementa mediante funciones de MATLAB la Tabla 2-4 presentada en el Capítulo 2, posteriormente normaliza y escala los resultados de ciclo útil de cada fase dejándolos listos para el proceso de comparación de magnitud.

D. 1. 4. Proceso de cálculo del V_{WTHD} .

Las frecuencias seleccionadas para la simulación fueron $f_m = 2.4Hz$, $19.2Hz$ y $36 Hz$ y $f_s = 864 Hz$. En cada simulación se empleó un índice de modulación diferente desde 0.05 hasta 1.15 en pasos de 0.05 y un algoritmo de modulación diferente.

El resultado que arrojó cada simulación correspondió a los voltajes de fase a , b y el voltaje de línea-línea v_{ab} a la salida del modulador, estas señales fueron almacenadas mediante el 'scope1' de la Figura D-1. Posteriormente, se procedió a aplicar la transformada rápida de Fourier (FFT) sobre las señales almacenadas, con el fin de calcular la amplitud de sus componentes armónicos. El análisis de Fourier se efectuó sobre los primeros 15 armónicos de portadora y garantizando al menos 30 componentes laterales en cada punto de operación. Habiendo calculado las amplitudes de los voltajes armónicos, se procedió a aplicar la ecuación (3.7) para calcular el índice V_{WTHD} .

D.2. Resultados experimentales del índice V_{WTHD} .

A través del desarrollo de la metodología experimental propuesta en la sección 4.1.3, se obtuvieron las tendencias del desempeño armónico de los voltajes línea a línea modulados mediante los algoritmos PWM discontinuos; los resultados se resumen desde la Figura D-4 hasta la Figura D-9. En cada figura se presenta el desempeño armónico experimental del voltaje de línea a línea v_{ab} indicando el algoritmo de modulación empleado. A la izquierda, se muestra la evolución del espectro armónico de potencia de la señal v_{ab} y a la derecha se presenta la evolución del índice V_{WTHD} . Al graficar el espectro armónico se han despreciado los componentes fundamentales, con el fin de concentrar la atención sobre los componentes considerados distorsión armónica.

En la Figura D-4 se presentan los resultados correspondientes al algoritmo DPWM3. La Figura D-4a) y Figura D-4c) presentan la evolución del espectro a lo largo del índice de modulación M para los puntos de operación $N = 360$ y $N = 24$ respectivamente. En ambos casos, no existen armónicos medibles en la frecuencia de portadora y sus múltiplos. Las bandas laterales son aproximadamente simétricas alrededor de la frecuencia de portadora. Se aprecian además niveles DC parásitos originados probablemente por la resolución finita del modulador empleado [17]. La primera y tercera cancelación expuestas en la sección 3.1.1 no son completas puesto que en estas frecuencias existen algunas componentes armónicas de amplitudes significativas en especial en $N = 24$. Adicionalmente, en este punto de operación se presentan algunos sub-armónicos de portadora en las frecuencias $504Hz$ (armónico 14 de fundamental) y $576Hz$ (armónico 16 de fundamental) originados probablemente por su baja resolución.

En la Figura D-4b) y Figura D-4d) se ilustra la evolución del V_{WTHD} para los puntos de operación $N = 360$ y $N = 24$ respectivamente. Se observa una gran similitud entre estas gráficas donde predomina una tendencia decreciente e inversamente proporcional a M . El desempeño en $N = 360$ presenta amplitudes de V_{WTHD} menores en todo el rango de operación respecto a $N = 24$. Este comportamiento se debe a la imprecisión de la primera y tercera cancelación de armónicos junto con la aparición de los sub-armónicos de portadora en $N = 24$.

DPWM3

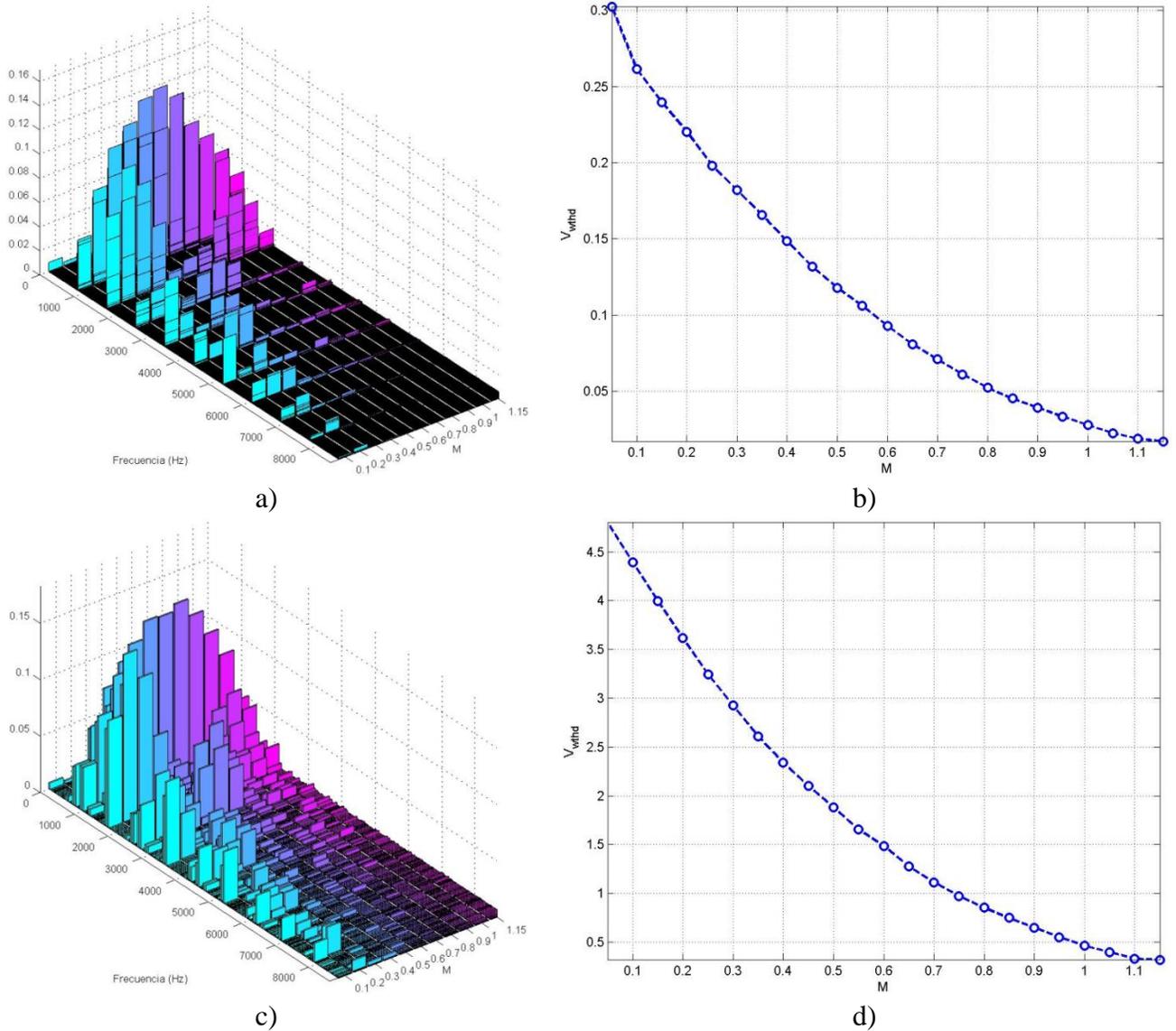


Figura D-4. Desempeño armónico experimental del DPWM3. a) Evolución del espectro armónico para $N = 360$. b) Evolución de V_{WTHD} para $N = 360$. c) Evolución del espectro armónico para $N = 24$. d) Evolución de V_{WTHD} para $N = 24$.

Los resultados correspondientes al algoritmo DPWM0 se ilustran en la Figura D-5. Este algoritmo presenta un desempeño armónico similar al descrito en DPWM3 (ver Figura D-4) incluyendo la aparición de componentes DC parasitas, sub-armónicos en $N = 24$ y la imprecisión de las cancelaciones dos y tres. La diferencia mas significativa se encuentra en la reducción de las amplitudes de las componentes armónicas en zonas de modulación por encima de $M = 0.8$, no obstante esta reducción es compensada en otras zonas logrando que la evolución del índice V_{WTHD} en los dos puntos de operación (ver Figura D-5b) y Figura D-5d) sea similar a la descrita por el DPWM3.

DPWM0

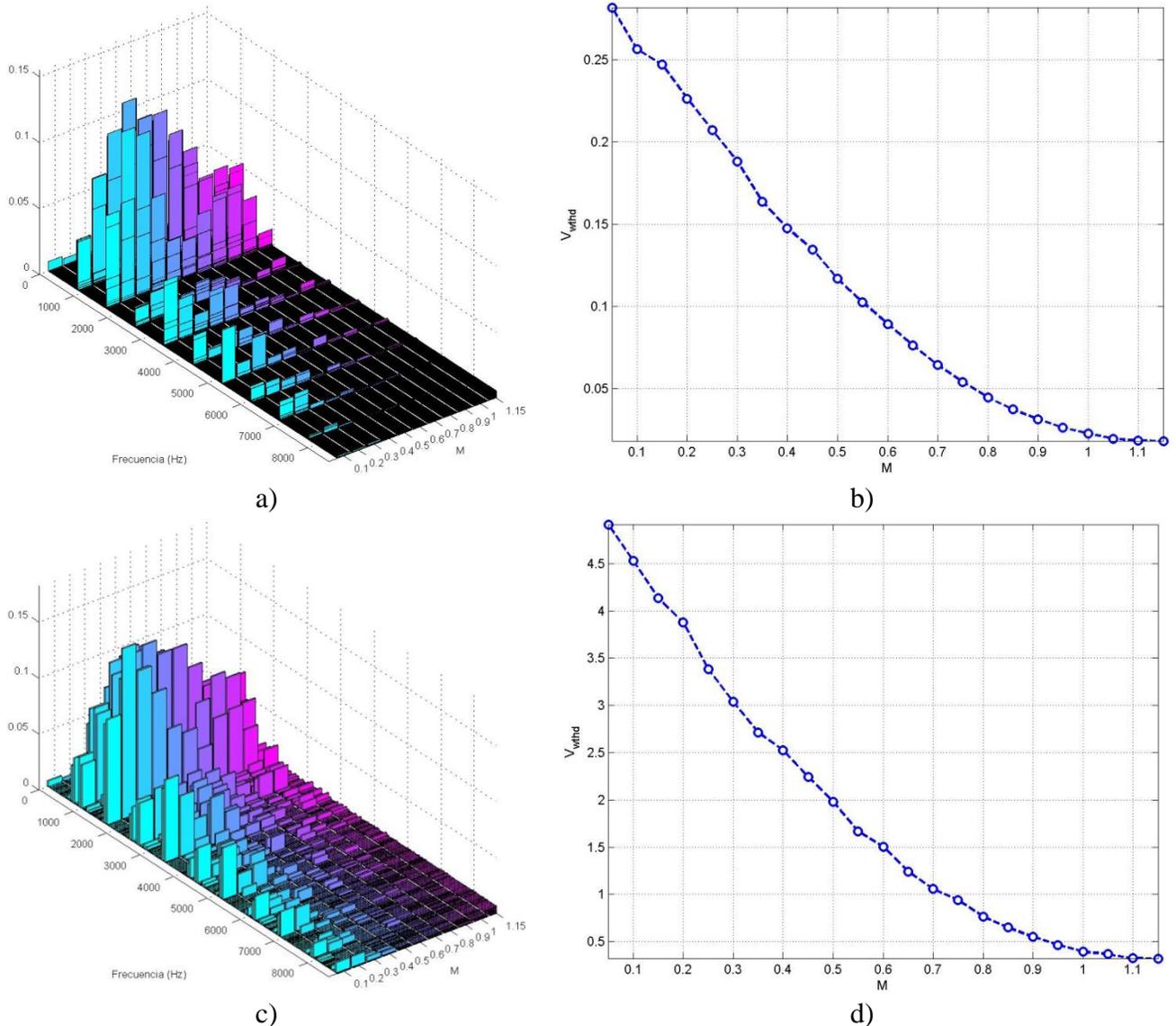


Figura D-5. Desempeño armónico experimental del DPWM0. a) Evolución del espectro armónico para $N = 360$. b) Evolución de V_{WTHD} para $N = 360$. c) Evolución del espectro armónico para $N = 24$. d) Evolución de V_{WTHD} para $N = 24$.

Los resultados correspondientes al algoritmo DPWM1 se ilustran en la Figura D-6. Los espectros armónicos presentados en la Figura D-6a) y la Figura D-6c) conservan alta similitud con los presentados para los algoritmos DPWM3 y DPWM0; sin embargo la tendencia del índice V_{WTHD} para $N = 360$ (ver Figura D-6b)) presenta un cambio brusco no esperado entre $[0.05 < M < 0.1]$, probablemente producto de un error en la medición. Este posible error ocasionó un error de implementación calculado en la sección D.4 de 9.34%.

DPWM1

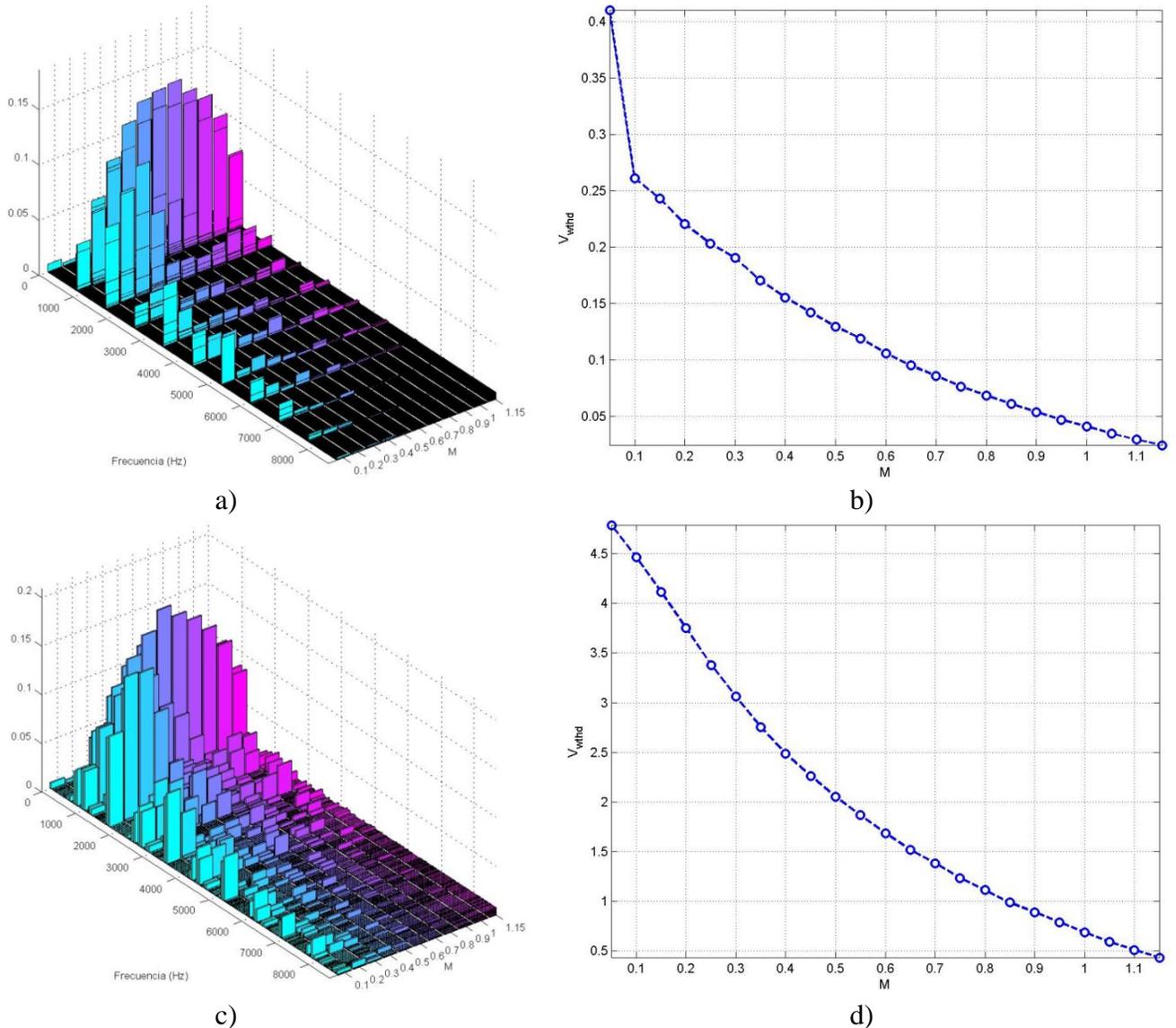


Figura D-6. Desempeño armónico experimental del DPWM1. a) Evolución del espectro armónico para $N = 360$. b) Evolución de V_{WTHD} para $N = 360$. c) Evolución del espectro armónico para $N = 24$. d) Evolución de V_{WTHD} para $N = 24$.

Los resultados correspondientes al algoritmo DPWM2 se ilustran en la Figura D-7. La evolución del espectro armónico en los dos puntos de operación (ver Figura D-7a) y Figura D-7b)) ilustra una ubicación de las componentes armónicas en las mismas frecuencias

encontradas para los algoritmos DPWM3, DPWM0 y DPWM1. Sin embargo, la amplitud de estas componentes se ha incrementado notablemente. El efecto de este incremento se aprecia particularmente en el rango de variación del índice V_{WTHD} para $N = 24$ (Figura D-7d)) en donde se alcanza un V_{WTHD} del 5%.

DPWM2

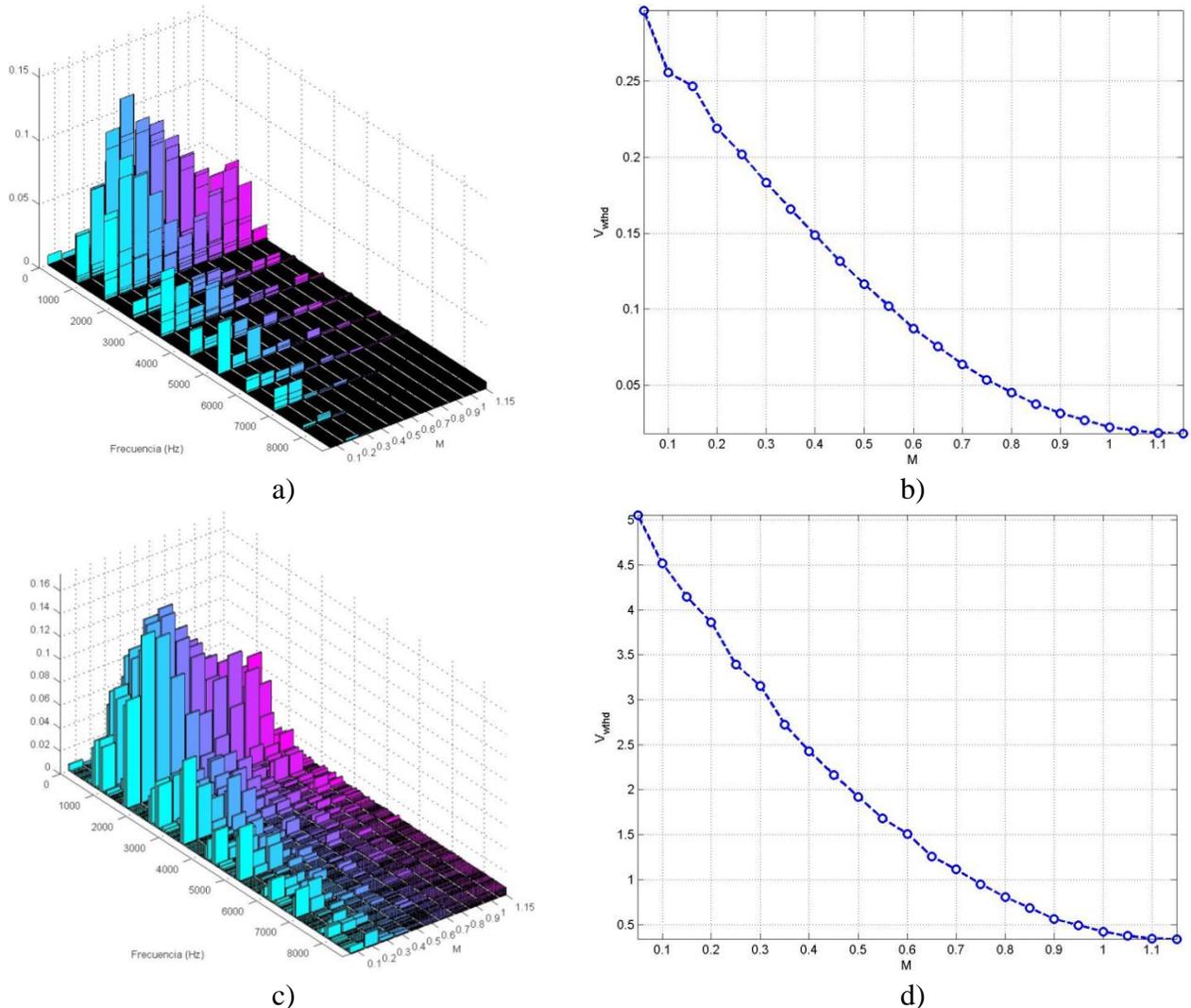
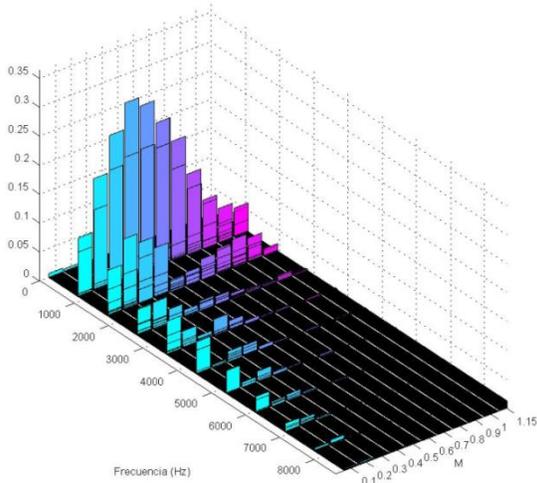


Figura D-7. Desempeño armónico experimental del DPWM2. a) Evolución del espectro armónico para $N = 360$. b) Evolución de V_{WTHD} para $N = 360$. c) Evolución del espectro armónico para $N = 24$. d) Evolución de V_{WTHD} para $N = 24$.

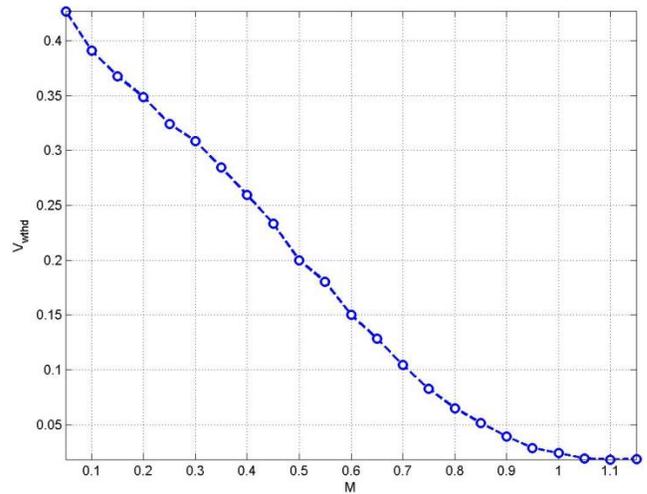
Los resultados correspondientes al algoritmo de modulación DPWMMAX se ilustran en la Figura D-8. Como se esperaba a partir de las simulaciones del Capítulo 3, la amplitud del índice V_{WTHD} para los dos puntos de operación (Figura D-8b) y Figura D-8d)) es superior a la presentada por los algoritmos: DPWM3, DPWM0, DPWM1, DPWM2. Este comportamiento es un efecto de la evolución del espectro armónico (Figura D-8a) y Figura D-8c)), el cual presenta un incremento en las amplitudes de los armónicos en todo el espectro de frecuencias. Note que la ausencia de los sub-armónicos que se habían

presentado en los algoritmos analizados anteriormente y la desaparición de algunas componentes en alta frecuencia no logran compensar el incremento en los armónicos de baja frecuencia y las amplitudes de V_{WTHD} alcanzadas llegan hasta el 7% en $N = 24$ y 4.2% en $N = 360$.

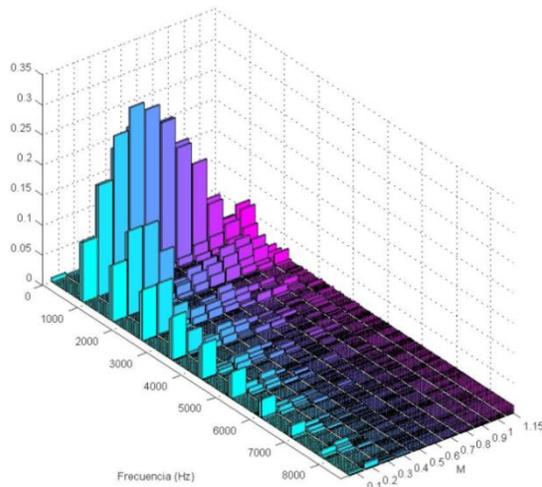
DPWMMAX



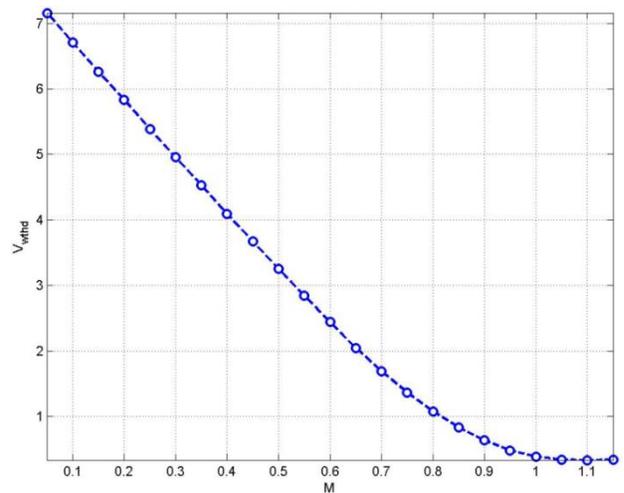
a)



b)



c)



d)

Figura D-8. Desempeño armónico experimental del DPWMMAX. a) Evolución del espectro armónico para $N = 360$. b) Evolución de V_{WTHD} para $N = 360$. c) Evolución del espectro armónico para $N = 24$. d) Evolución de V_{WTHD} para $N = 24$.

La Figura D-9 presenta los resultados para el algoritmo DPWMMIN. Según el comportamiento presentado en la Figura 3-9 del Capítulo 3, la evolución del índice V_{WTHD} es igual para los algoritmos DPWMMAX y DPWMMIN en todos los puntos de operación N ; esta condición se corrobora en la Figura D-9d) donde la amplitud y pendiente del V_{WTHD} coinciden con la tendencia presentada en la Figura D-8d); no obstante, la evolución correspondiente a $N = 360$ (ver Figura D-9b)) presenta pequeñas diferencias respecto a la Figura D-8b), en especial para $M < 0.7$. En cuanto a la evolución del espectro armónico,

éste presenta las cancelaciones esperadas, menor número de componentes armónicas, pero incrementos en la amplitud de los armónicos existentes respecto a los encontrados en: DPWM3, DPWM0, DPWM1 y DPWM2.

DPWMMIN

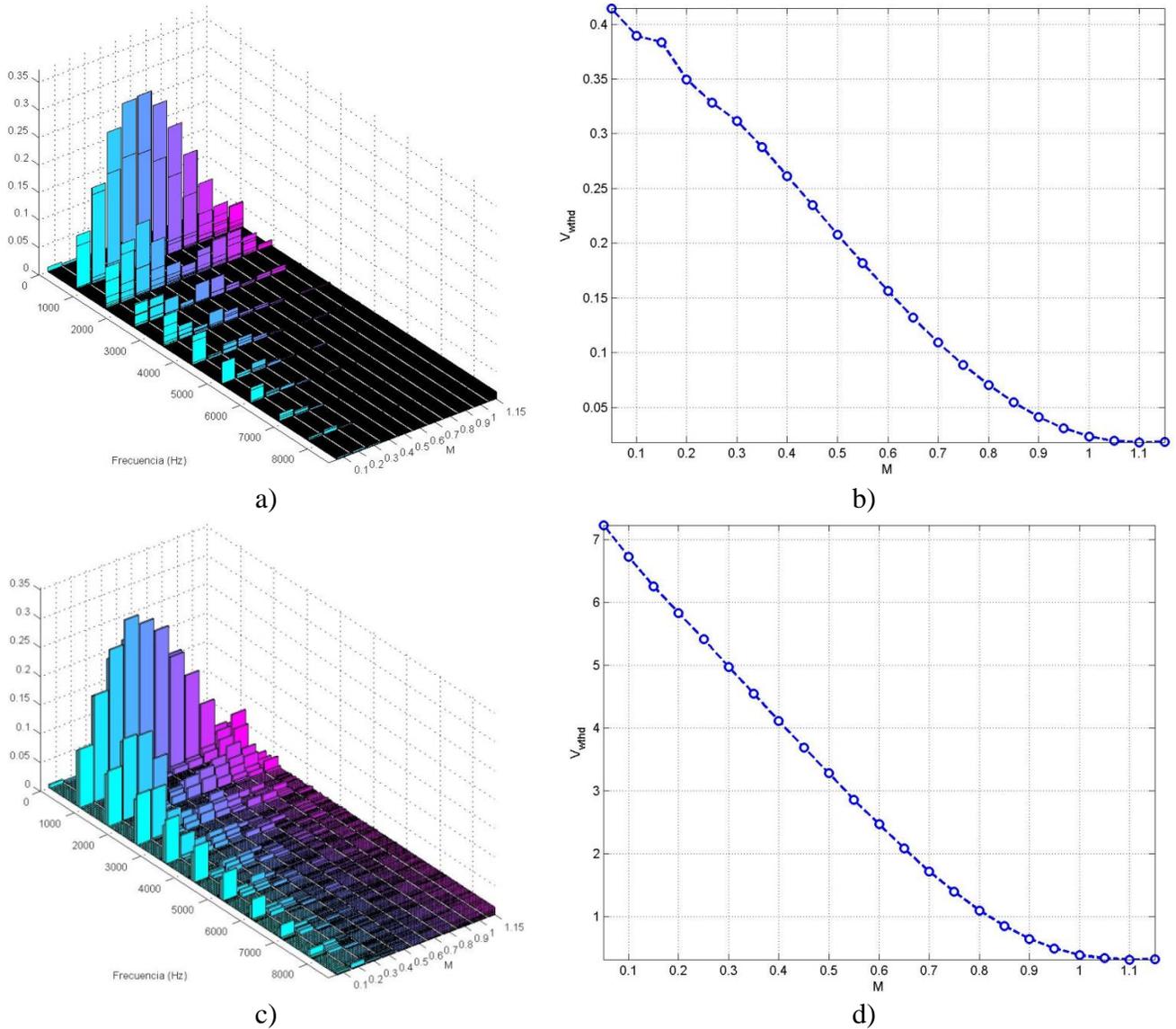


Figura D-9. Desempeño armónico experimental del DPWMMIN. a) Evolución del espectro armónico para $N = 360$. b) Evolución de V_{WTHD} para $N = 360$. c) Evolución del espectro armónico para $N = 24$. d) Evolución de V_{WTHD} para $N = 24$.

Finalmente, es importante notar que los espectros de potencia de los algoritmos discontinuos presentados en esta sección, exhiben componentes armónicas adicionales y amplitudes superiores respecto a las ilustradas para SY-SVPWM (ver Figura 4-7), razón por la cual su desempeño armónico resulta inferior en gran parte del rango de operación analizado.

D.3. Resultados simulados del índice V_{WTHD} .

Para la obtención de los resultados simulados se empleó el esquema de bloques descrito en la sección D.1, incluyendo en él las restricciones impuestas por el proceso de implementación entre ellas: limitación superior e inferior de los ciclos útiles, tiempos de simulación múltiplos de 1, 2 y 5 ms, volúmenes de muestras menores a 250K datos, escalización de los ciclos útiles de los canales PWM, utilización de enteros de 16 bits para la representación de los ciclos útiles de los canales PWM y tiempos de muestreo constante. Estas restricciones se incluyen con el fin de obtener resultados que permitan realizar una comparación de los datos experimentales con los datos simulados bajo condiciones similares.

Los resultados obtenidos a partir del esquema modificado de simulación, se presentan desde la Figura D-10 hasta la Figura D-15. En cada figura se ilustra el desempeño armónico simulado del voltaje de línea a línea v_{ab} modulado mediante un algoritmo de modulación discontinuo.

A la derecha de cada gráfica se presenta la evolución del índice V_{WTHD} para los dos puntos de operación $N = 360$ y $N = 24$ y a la izquierda se muestra la evolución del espectro armónico de potencia de la señal v_{ab} en el rango $[0 - 9KHz]$ en pasos de $2.4Hz$ para $N = 360$ y en pasos de $36Hz$ para $N = 24$. En ambos casos se han despreciado los componentes fundamentales, con el fin de concentrar la atención sobre los componentes considerados distorsión armónica.

En la Figura D-10 se muestra el desempeño armónico simulado para el algoritmo DPWM3. En la Figura D-10b) y Figura D-10d) se muestra la evolución del índice V_{WTHD} para los puntos de operación $N = 360$ y $N = 24$ respectivamente; en estas gráficas se observa claramente el efecto del índice de frecuencias N sobre el desempeño armónico: La amplitud de V_{WTHD} se reduce al incrementar N . Adicionalmente la evolución de V_{WTHD} es decreciente e inversamente proporcional a M para los dos casos.

En cuanto a la evolución del espectro armónico (Figura D-10a) y Figura D-10b)) se presentan cancelaciones en la frecuencia de portadora ($864Hz$) y sus múltiplos; las bandas laterales son aproximadamente simétricas alrededor de la frecuencia de portadora presentándose además las cancelaciones correspondientes a las bandas triples.

DPWM3

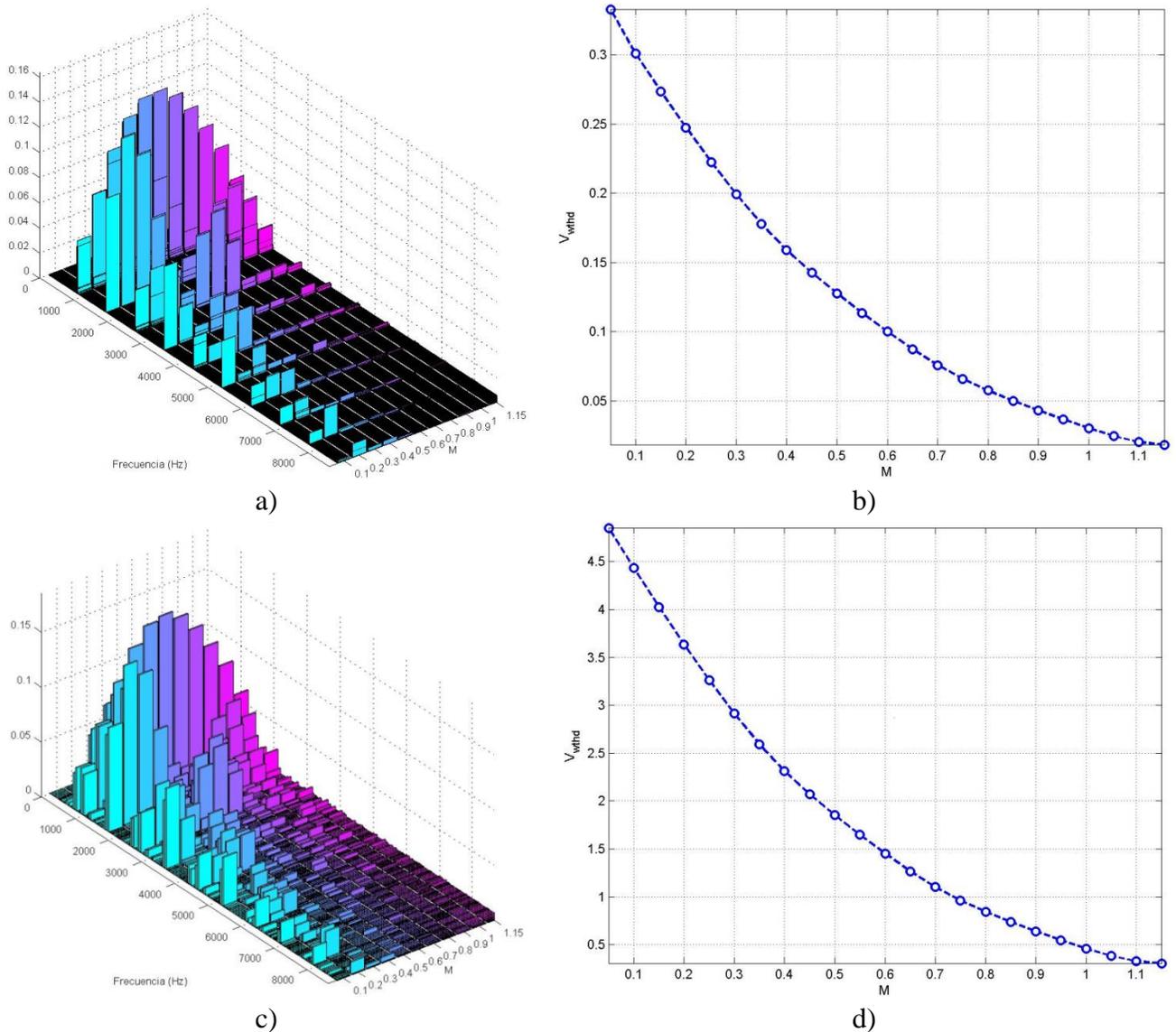


Figura D-10. Desempeño armónico simulado del DPWM3. a) Evolución del espectro armónico para $N = 360$. b) Evolución de V_{WTHD} para $N = 360$. c) Evolución del espectro armónico para $N = 24$. d) Evolución de V_{WTHD} para $N = 24$.

El desempeño armónico simulado del algoritmo DPWM0 de la Figura D-11 presenta características similares al presentado por el DPWM3 de la Figura D-10.

En la evolución del espectro armónico se presentan las cancelaciones esperadas, la Figura D-11c) muestra un espectro armónico más nutrido que el presentado por la Figura D-11a), la tendencia del índice V_{WTHD} para los dos puntos de operación mostrada en la Figura D-11b) y Figura D-11d) presenta una pendiente similar. La amplitud del V_{WTHD} medida para $N = 360$ es menor que la medida en $N = 24$ durante todo el rango de operación.

DPWM0

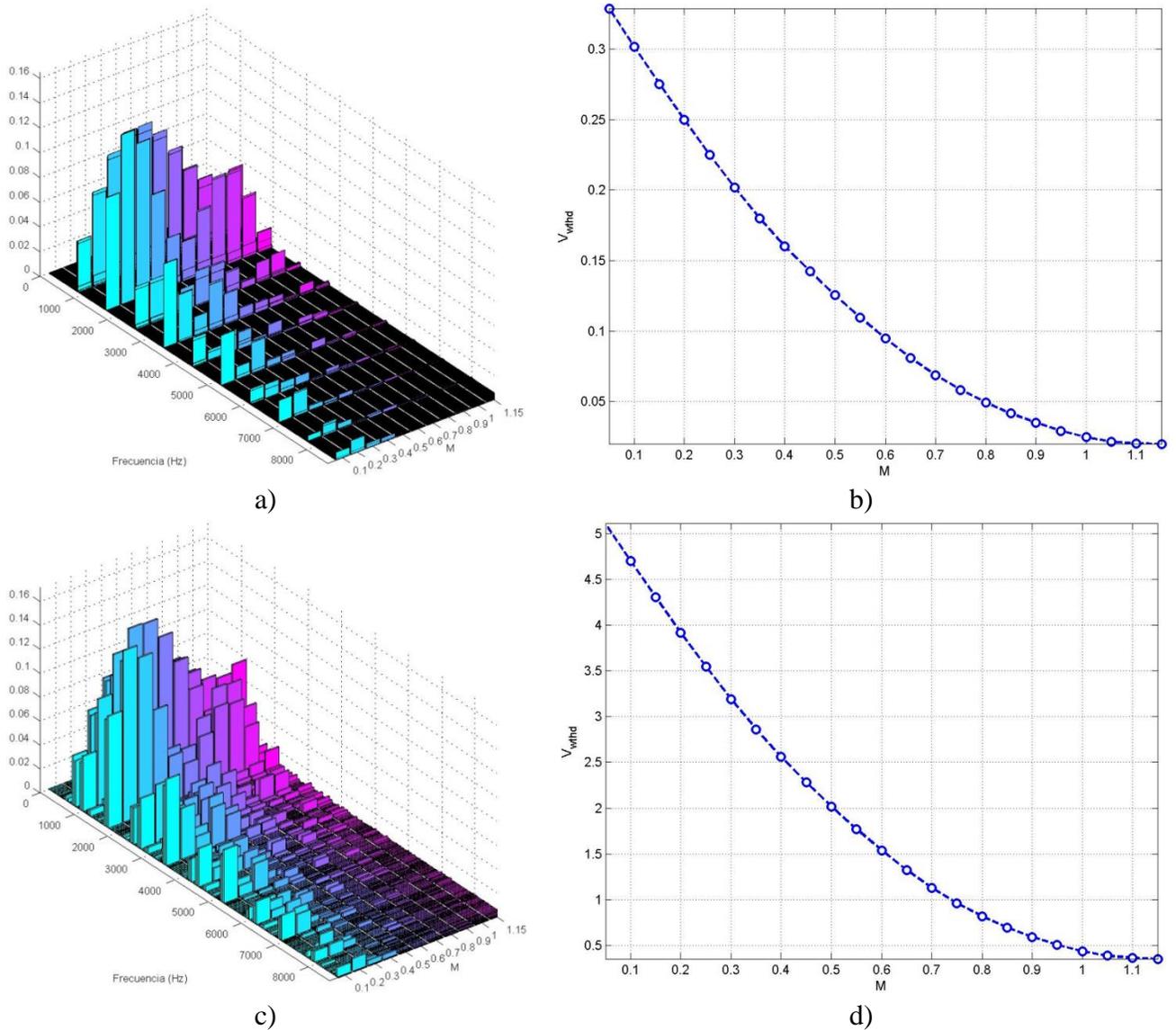


Figura D-11. Desempeño armónico simulado del DPWM0. a) Evolución del espectro armónico para $N = 360$. b) Evolución de V_{WTHD} para $N = 360$. c) Evolución del espectro armónico para $N = 24$. d) Evolución de V_{WTHD} para $N = 24$.

En la Figura D-12 se muestra el desempeño armónico obtenido mediante simulación para el algoritmo DPWM1. La evolución del espectro armónico muestra las cancelaciones esperadas en la frecuencia de portadora y sus múltiplos enteros. En cuanto a la evolución del índice V_{WTHD} , la tendencia presentada para el punto $N = 360$ no presenta el cambio brusco ilustrado en la Figura D-6, lo que corrobora que existió un error en la medición.

DPWM1

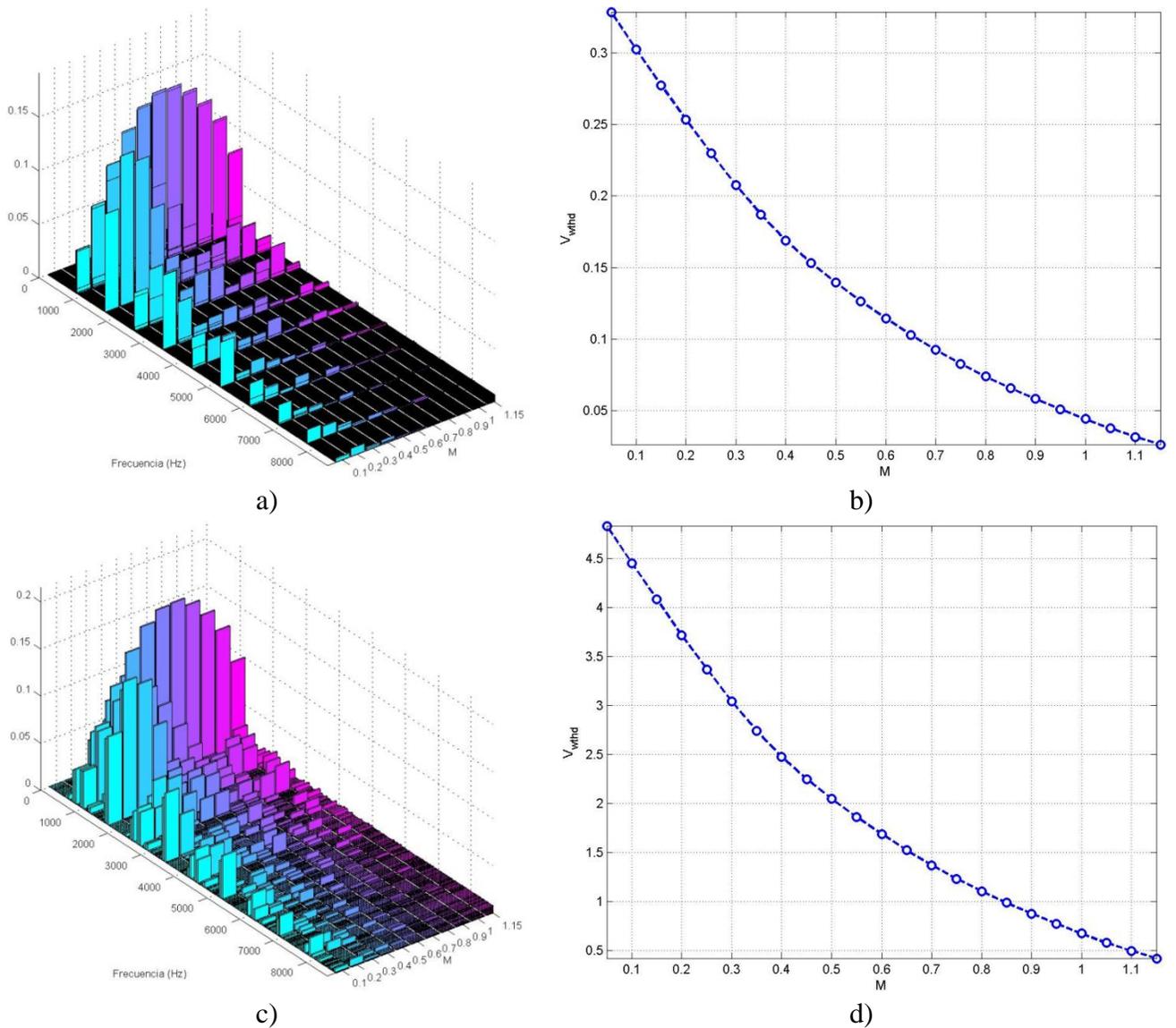


Figura D-12. Desempeño armónico simulado del DPWM1. a) Evolución del espectro armónico para $N = 360$. b) Evolución de V_{WTHD} para $N = 360$. c) Evolución del espectro armónico para $N = 24$. d) Evolución de V_{WTHD} para $N = 24$.

El desempeño armónico simulado del algoritmo DPWM2 (Figura D-13) presenta características similares al presentado por el DPWM3, DPWM0, DPWM1. En cuanto a la evolución del espectro armónico se presentan las cancelaciones en la frecuencia de portadora y sus múltiplos enteros. El espectro en el punto $N = 24$ (Figura D-13a) es más nutrido con respecto al del punto $N = 360$ (Figura D-13b). Las tendencias correspondientes al índice V_{WTHD} son decrecientes e inversamente proporcionales a M para los dos puntos de operación.

DPWM2

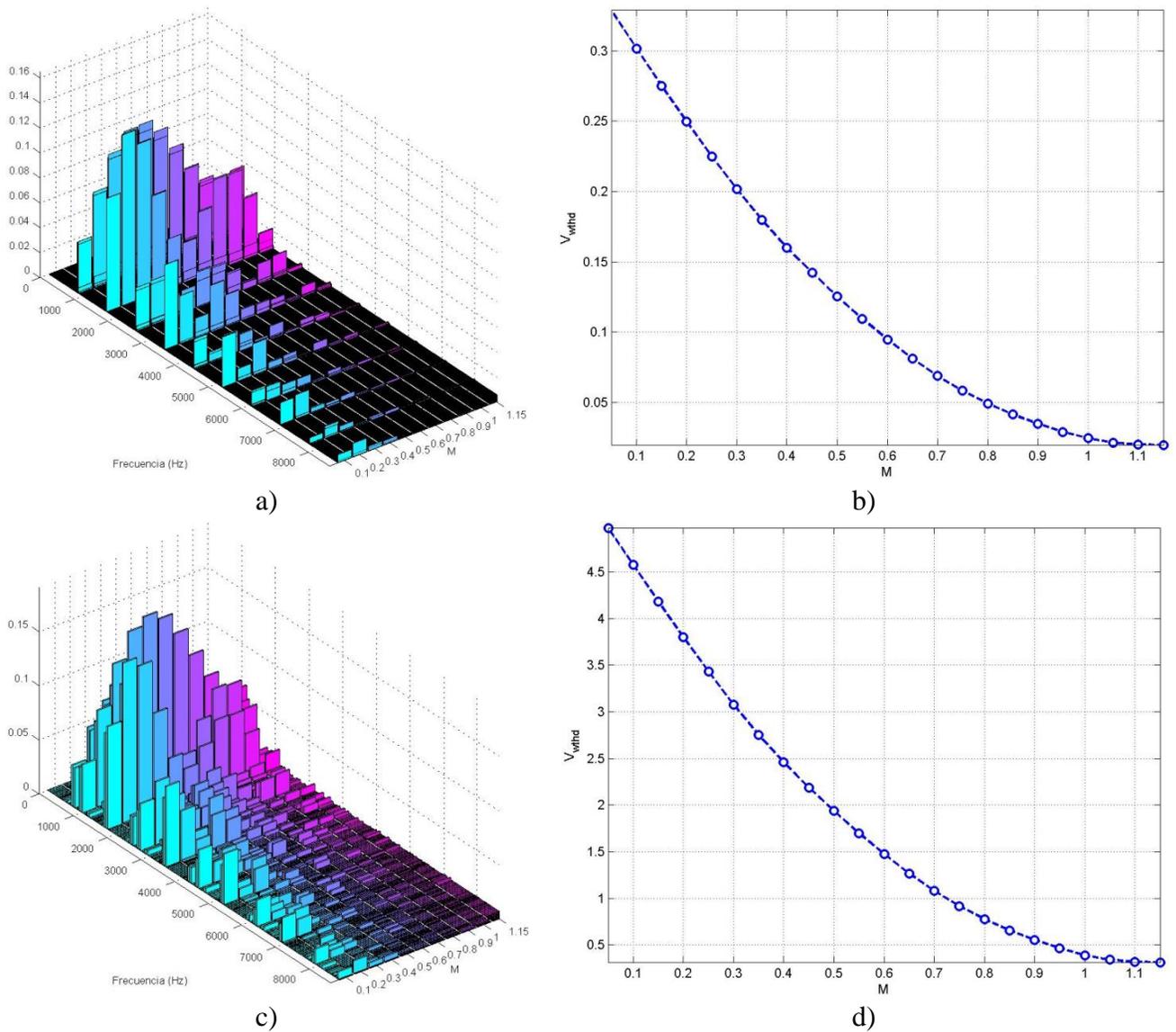


Figura D-13. Desempeño armónico simulado del DPWM2. a) Evolución del espectro armónico para $N = 360$. b) Evolución de V_{WTHD} para $N = 360$. c) Evolución del espectro armónico para $N = 24$. d) Evolución de V_{WTHD} para $N = 24$.

La Figura D-14 muestra el desempeño armónico simulado del algoritmo DPWMMAX. Como se esperaba a partir de la Figura 3-9, las amplitudes del índice V_{WTHD} son mayores que las presentadas por los algoritmos DPWM3, DPWM0, DPWM1, DPWM2 durante todo el rango M , para los dos puntos de operación. En cuanto al espectro armónico éste presenta menos componentes armónicas, sin embargo, la amplitud de los armónicos existentes es superior a la presentada por los algoritmos discontinuos restantes.

DPWMMAX

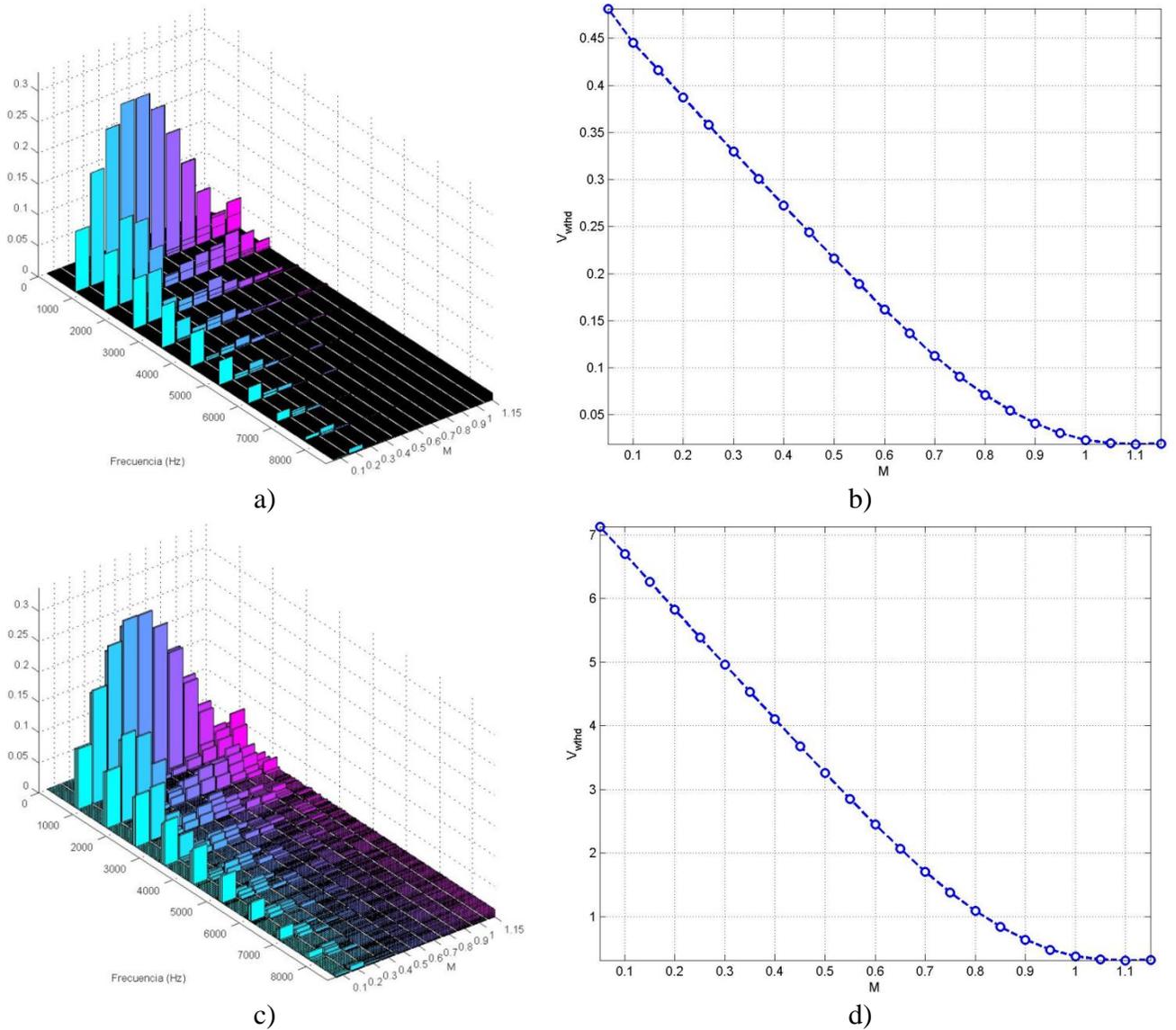


Figura D-14. Desempeño armónico simulado del DPWMMAX. a) Evolución del espectro armónico para $N = 360$. b) Evolución de V_{WTHD} para $N = 360$. c) Evolución del espectro armónico para $N = 24$. d) Evolución de V_{WTHD} para $N = 24$.

En la Figura D-15 se presenta el desempeño armónico simulado del algoritmo DPWMMIN. El desempeño armónico de este algoritmo es muy similar al presentado por DPWMMAX, tal y como se esperaba a partir de la Figura 3-9. Las tendencias del índice V_{WTHD} no presentan las diferencias identificadas en los resultados experimentales, por lo que se puede concluir que existe un error de medición en los datos experimentales de este algoritmo.

DPWMMIN

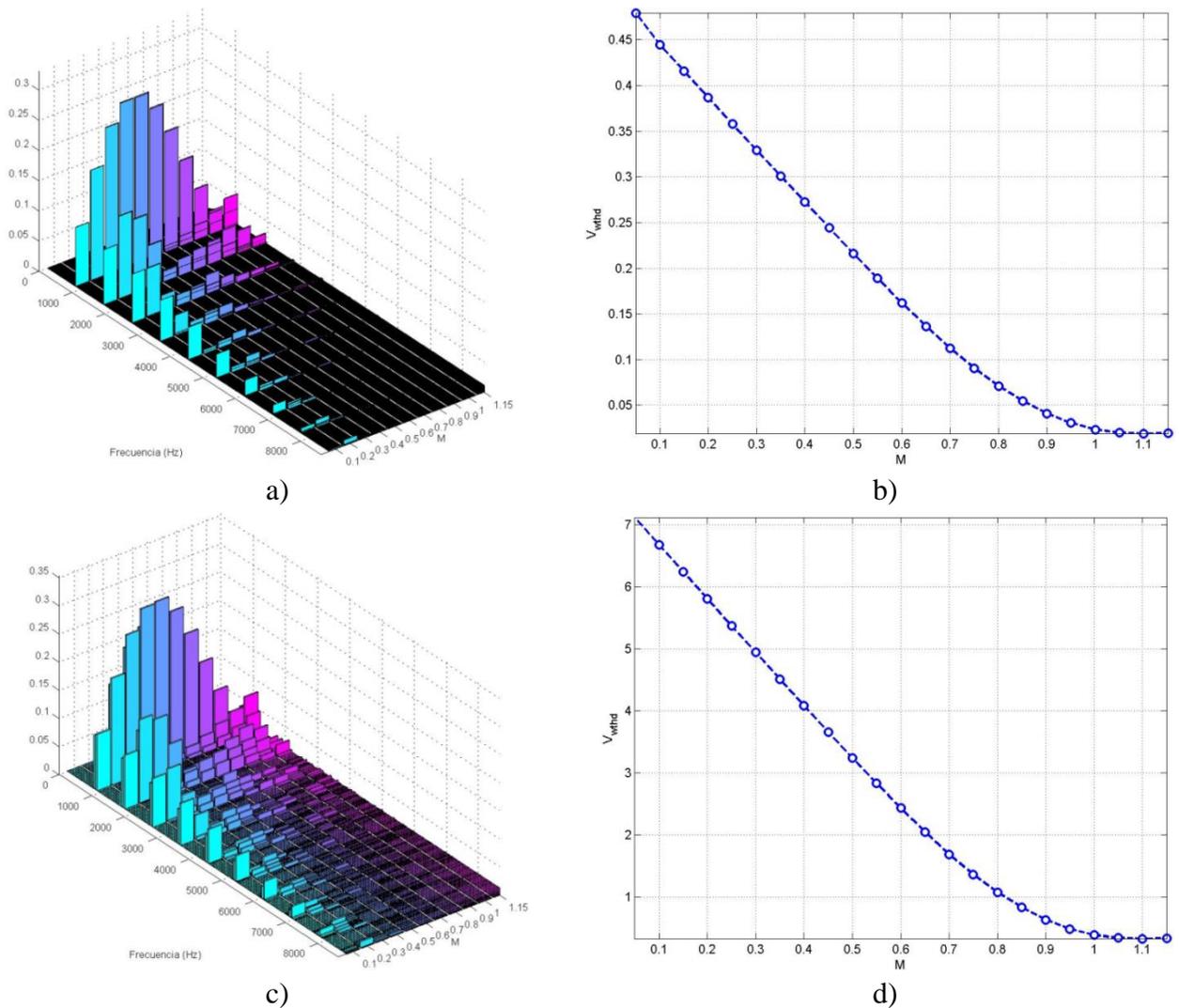


Figura D-15. Desempeño armónico simulado del DPWMMIN. a) Evolución del espectro armónico para $N = 360$. b) Evolución de V_{WTHD} para $N = 360$. c) Evolución del espectro armónico para $N = 24$. d) Evolución de V_{WTHD} para $N = 24$.

Es importante notar la gran cantidad de componentes armónicas adicionales en bajas frecuencias que presentan los espectros de los algoritmos discontinuos con respecto a los espectros del algoritmo SY-SVPWM (ver Figura 4-9), esta condición explica la superioridad del SY-SVPWM expuesta en el Capítulo 3.

Note además que el espectro correspondiente a $N = 24$, es más nutrido que el espectro armónico medido en $N = 360$ para todos los algoritmos, esta condición es la esperada puesto que para altos valores de N se genera gran cantidad de conmutaciones por periodo de fundamental lo que implica una mayor precisión en la representación de las señales de referencia y lo que a su vez conlleva a una disminución de componentes en frecuencia.

D.4. Cálculo de los índices de error de medición.

Con el fin de establecer índices de error de medición en el cálculo del V_{WTHD} , en esta sección se presenta una comparación entre los resultados experimentales (sección D.2) y los resultados simulados (sección D.3) obtenidos para cada algoritmo de modulación PWM en los dos puntos de operación considerados.

En cada algoritmo de modulación y para cada índice M se calcula el error de medición según la ecuación (D-1). Los resultados obtenidos se presentan desde la Figura D-17 hasta la Figura D-23.

$$Error_M(V_{WTHD}, M) = \left(\frac{V_{WTHDsimulado} - V_{WTHDexperimental}}{V_{WTHDsimulado}} \right) * 100 \quad (D-1)$$

Posteriormente, se promedia el error calculado a lo largo del rango de modulación lineal obteniendo el porcentaje de error de medición para el algoritmo específico (\overline{Error}_M). Este proceso se realiza para cada índice de frecuencia N seleccionado. Los resultados obtenidos se resumen en la Figura D-16.

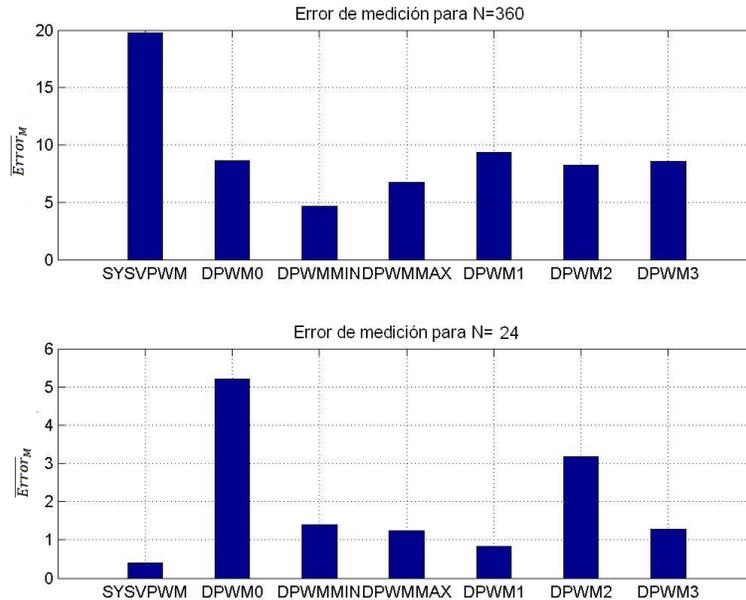


Figura D-16. Error medio calculado para cada algoritmo de modulación.

En la Figura D-16 se ilustra el error de implementación para cada algoritmo de modulación PWM en los dos puntos de operación. En el caso de la implementación de alta resolución ($N = 360$) se alcanzó un error máximo de 19.47% medido sobre el algoritmo SY-SVPWM y un error mínimo de 4.65% medido sobre el algoritmo DPWMMIN. En el caso de la implementación de baja resolución, el error máximo fue de 5.21% sobre el algoritmo DPWM0 mientras que el mínimo fue de 0.39% sobre SY-SVPWM. Estos resultados concuerdan con lo reportado en [17] donde se asegura que la exactitud de la implementación es inversamente proporcional al índice de frecuencias empleado.

Resultados de error de medición de cada algoritmo de modulación PWM.

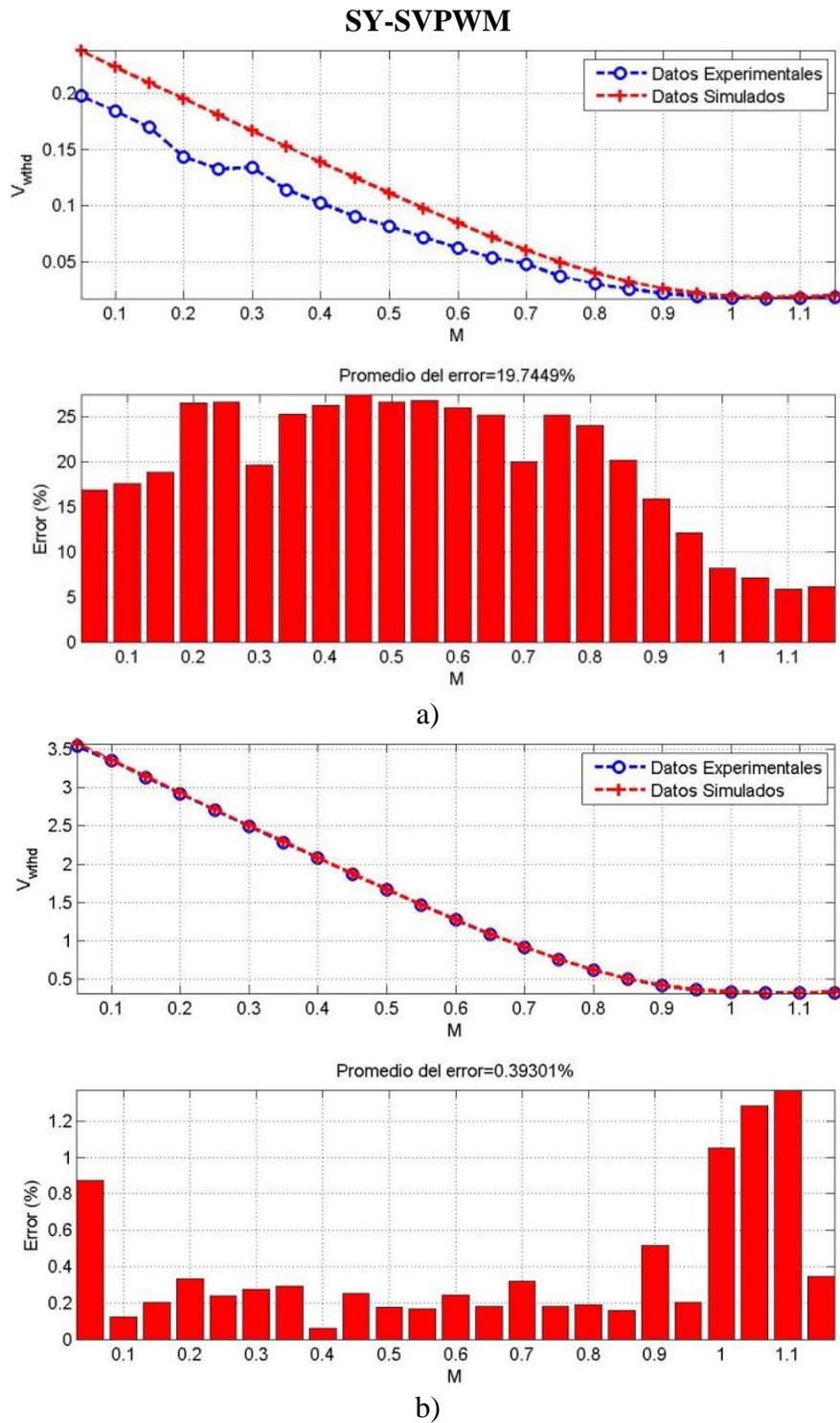


Figura D-17. Resultados Experimentales Vs. Simulados acompañados del promedio del error para SY-SVPWM. a) en $N = 360$. b) en $N = 24$.

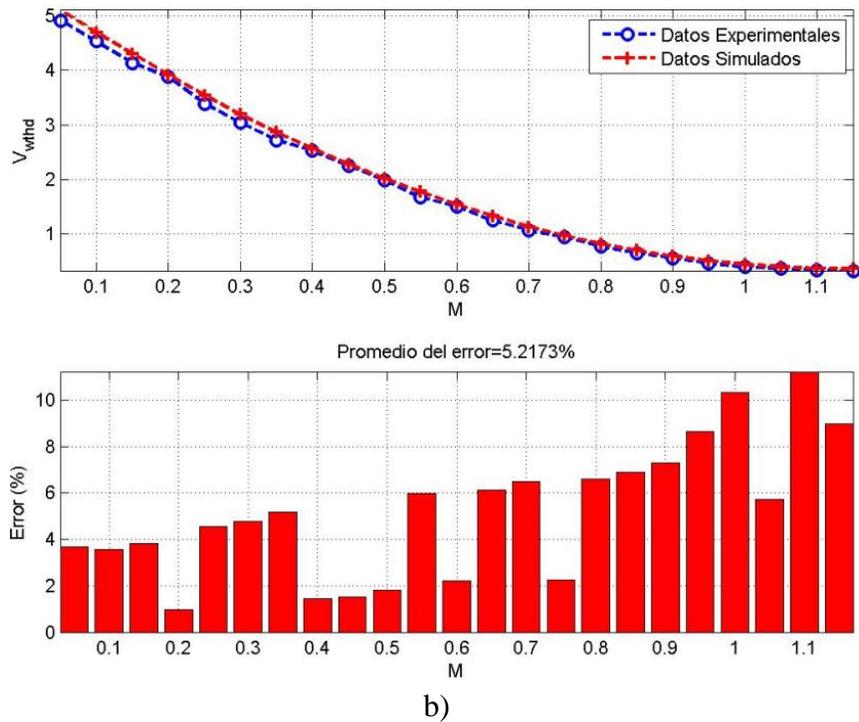
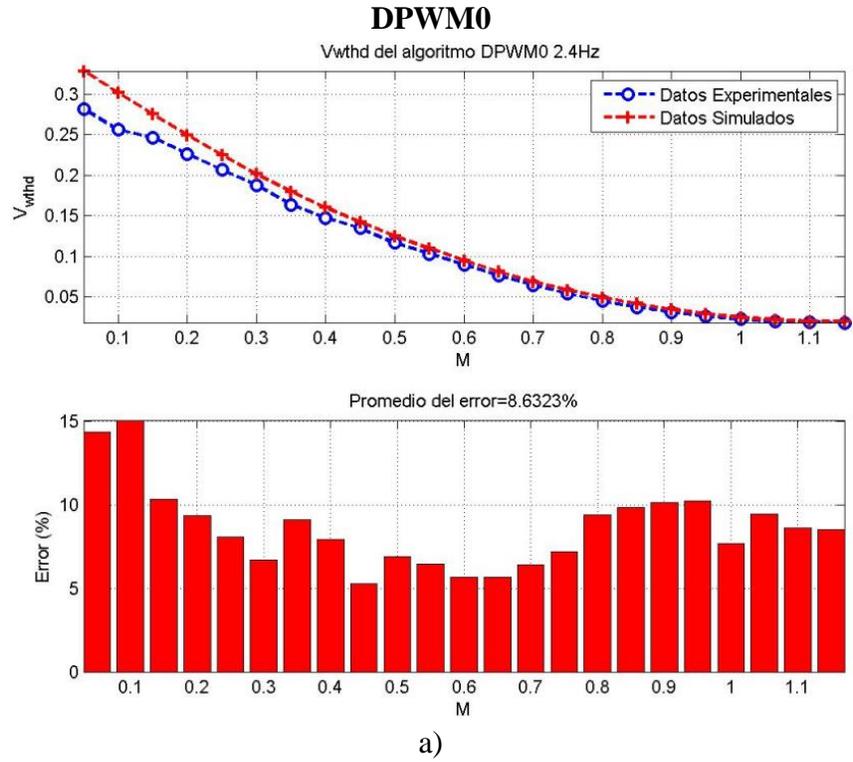
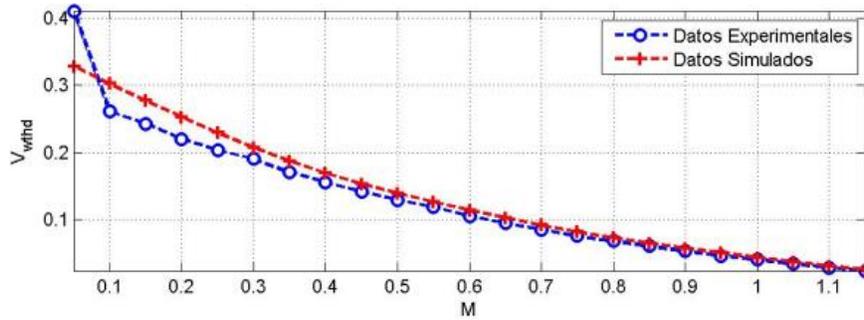
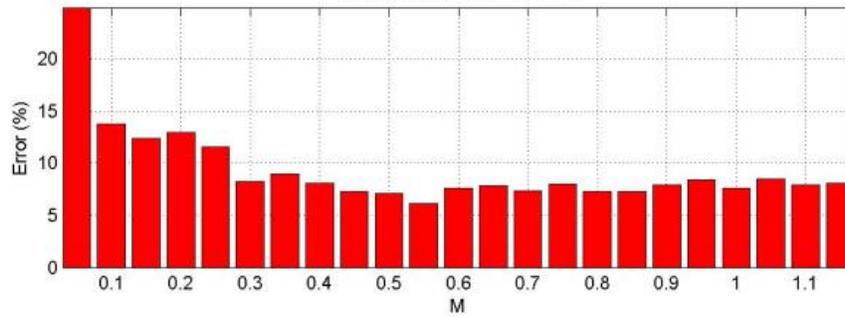


Figura D-18. Resultados Experimentales Vs. Simulados acompañados del promedio del error para DPWM0. a) en $N = 360$. b) en $N = 24$.

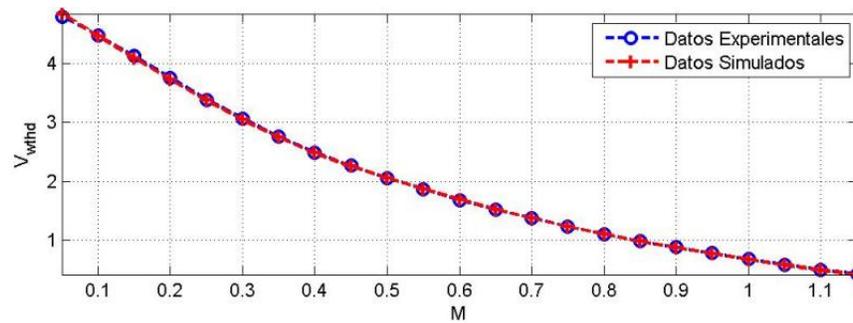
DPWM1



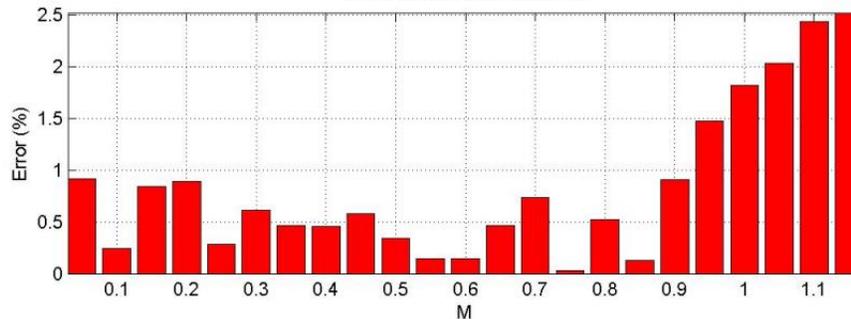
Promedio del error=9.3434%



a)



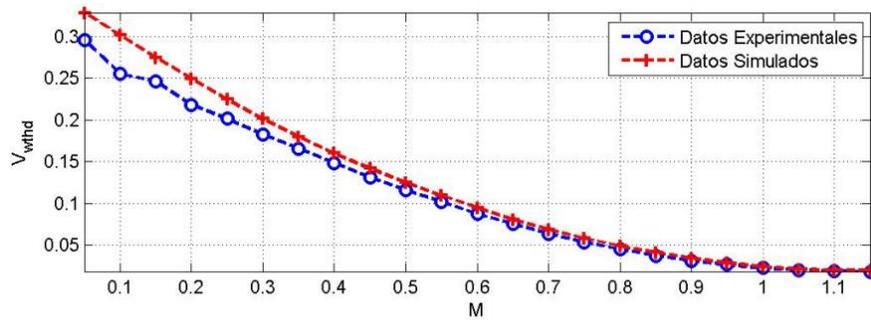
Promedio del error=0.8271%



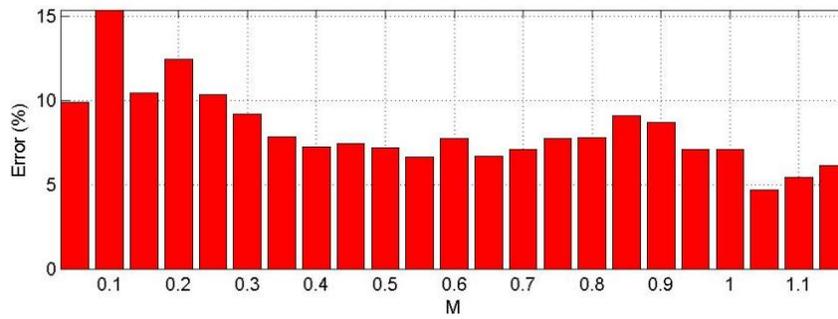
b)

Figura D-19. Resultados Experimentales Vs. Simulados acompañados del promedio del error para DPWM1. a) en $N = 360$. b) en $N = 24$.

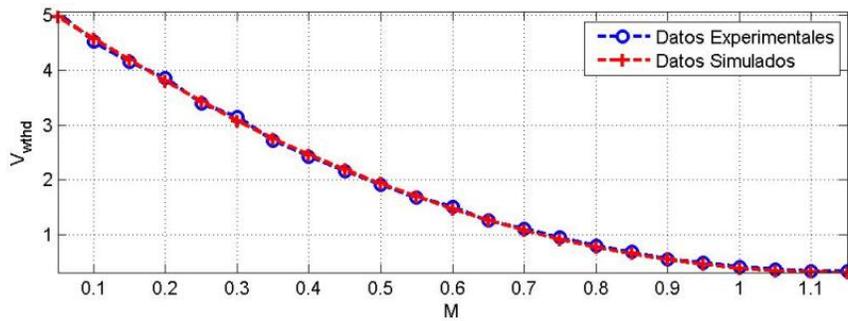
DPWM2



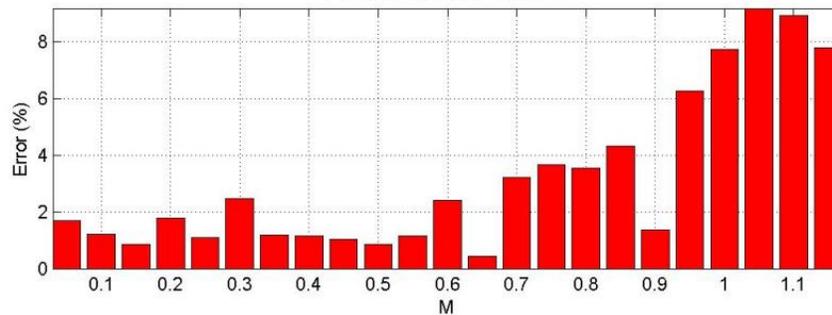
Promedio del error=8.2232%



a)



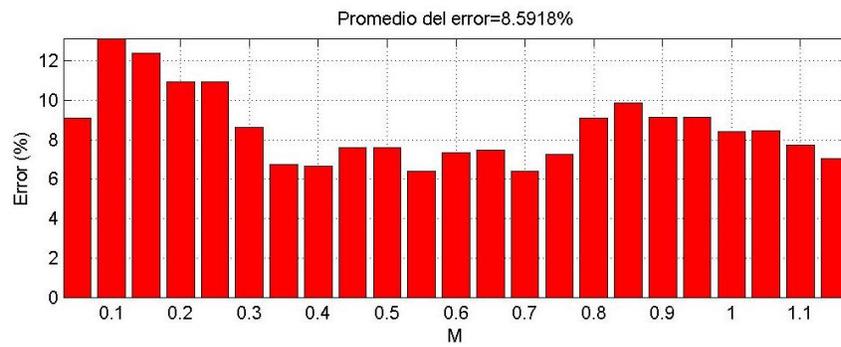
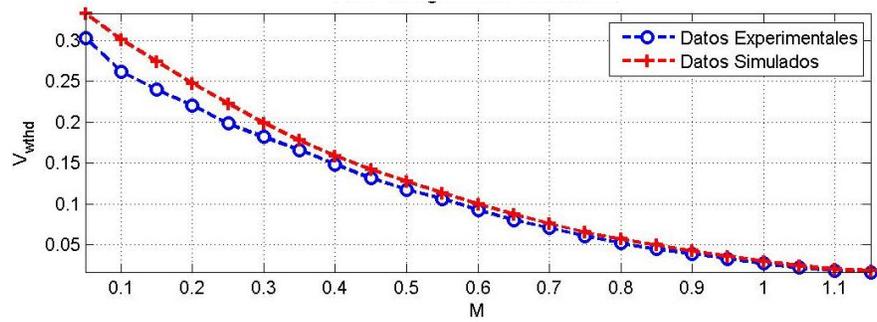
Promedio del error=3.1807%



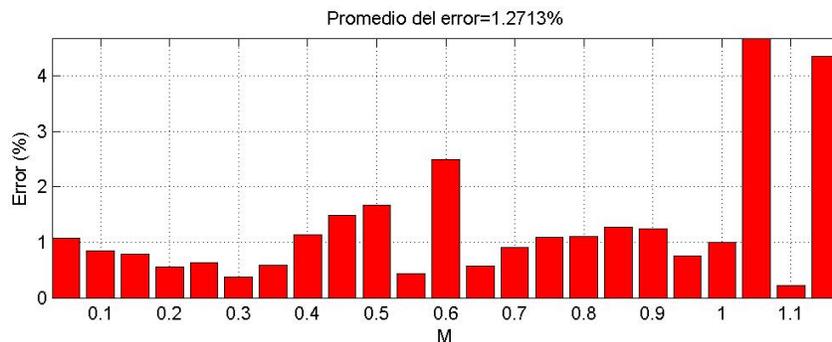
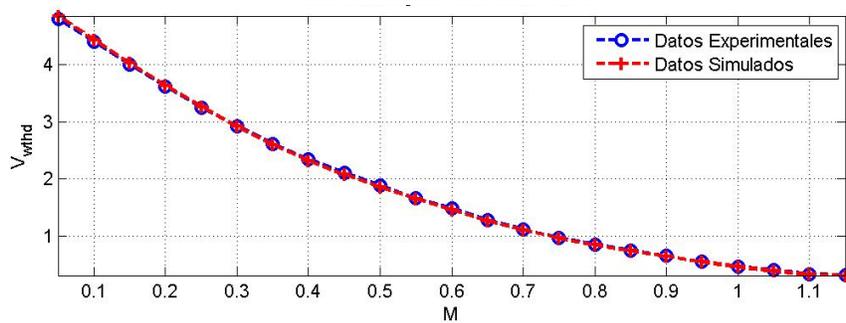
b)

Figura D-20. Resultados Experimentales Vs. Simulados acompañados del promedio del error para DPWM2. a) en $N = 360$. b) en $N = 24$.

DPWM3



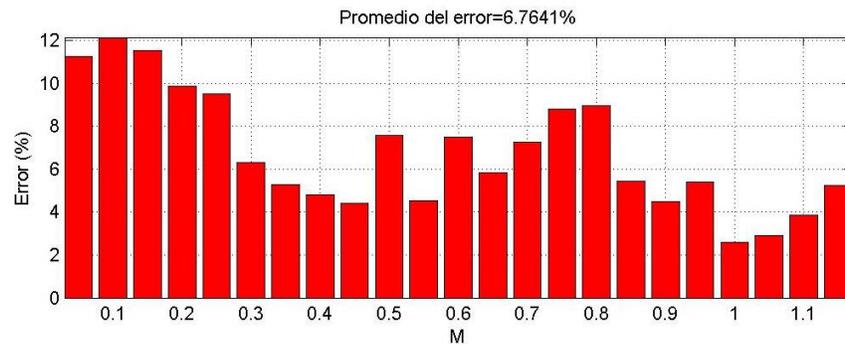
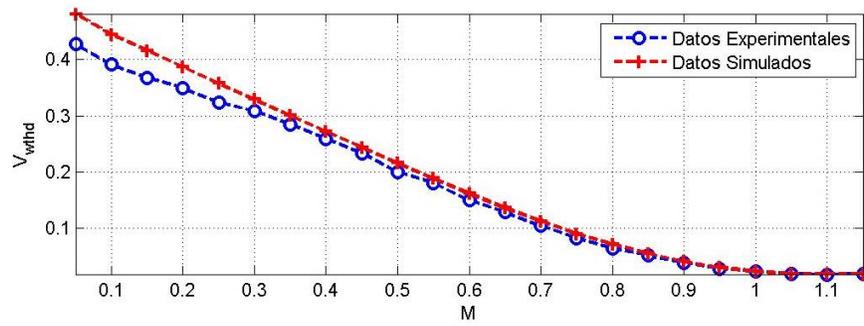
a)



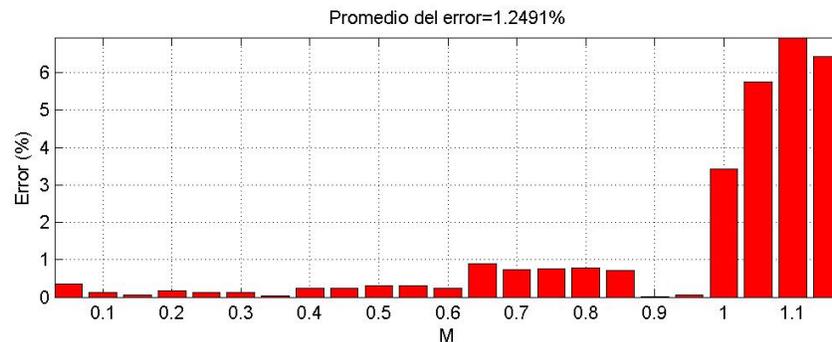
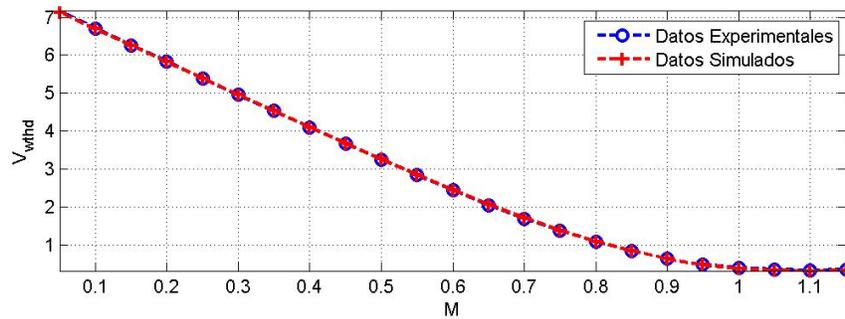
b)

Figura D-21. Resultados Experimentales Vs. Simulados acompañados del promedio del error para DPWM3.
a) en $N = 360$. b) en $N = 24$.

DPWMMAX



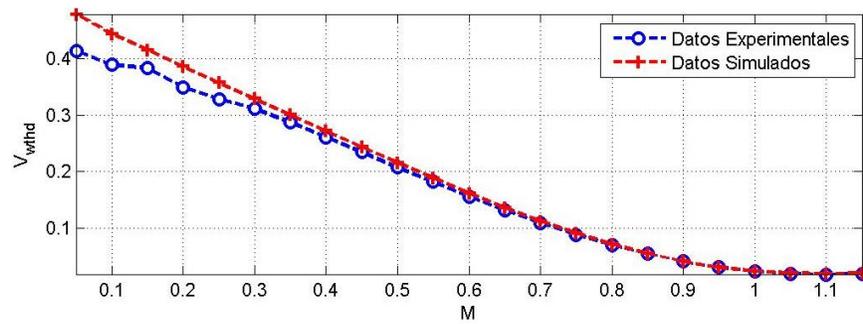
a)



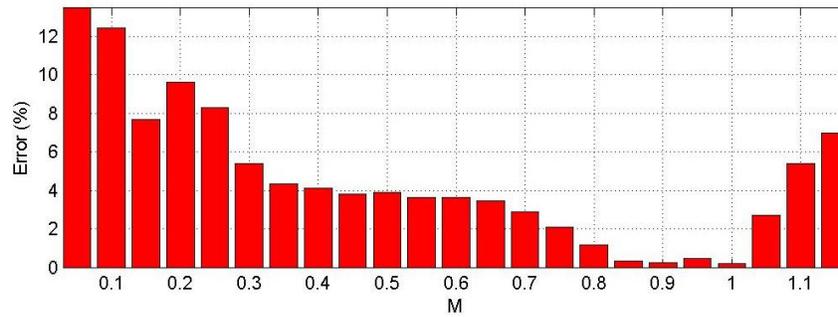
b)

Figura D-22. Resultados Experimentales Vs. Simulados acompañados del promedio del error para DPWMMAX. a) en $N = 360$. b) en $N = 24$.

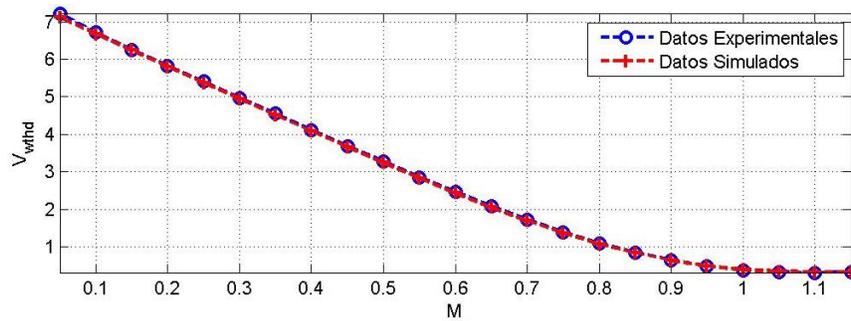
DPWMMIN



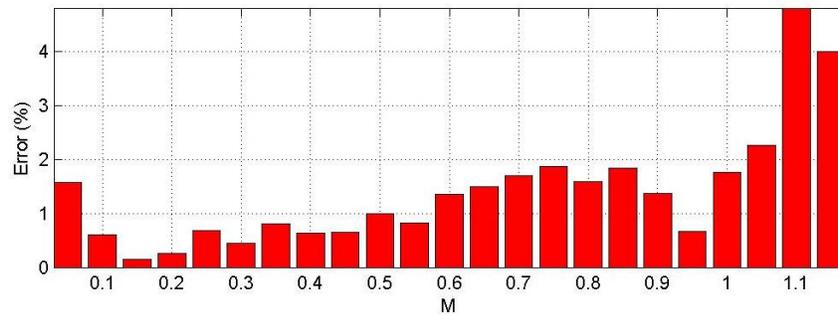
Promedio del error=4.6254%



a)



Promedio del error=1.4035%



b)

Figura D-23. Resultados Experimentales Vs. Simulados acompañados del promedio del error para DPWMMIN. a) en $N = 360$. b) en $N = 24$.

Bibliografía.

- [1] PARDO, A y DIAZ, J. *"Aplicaciones de los convertidores de frecuencia. Estrategias PWM"*. JAVA E.U ISBN:958-33-6768-0 .Pamplona , 2004.
- [2] DESLAURIERS, I, *et al.* *"Naturally Sampled Triangle Carrier PWM Bandwidth Limitand Output Spectrum. Canada"*. IEEE Transactions on Power Electronics, Vol 20 No1. Canada 2005
- [3] HOLMES, G. *"A General Analytical Method for Determinig the Theoretical Harmonic Components of Carrier Based PWM Strategies"*. IEEE. Australia, 1998.
- [4] HANDLEY, J. *"Harmonic analysis of space vector modulated PWM waveforms"*. IEEE Proceodings. Vol. 137. New Zealand, 1990.
- [5] HOLMES, G and 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.
- [6] MURPHY, J. *et al.* *"Theoretical spectra of space-vector-modulated waveforms"*. IEE Proceedings on line no. 19981564, Vol. 145, 1998.
- [7] KOLAR, J. *et al.* *"Minimization of the harmonic RMS content of the mains current of a PWM converter system based on the solution of an extreme value problem"*. In: ICHPC Conference Records. Budapest, 1990.
- [8] NARAYANAN, G. *"Synchronised Pulsewidth Modulation Strategies based on Space Vector Approach for Induction Motor Drives"*. Thesis submitted for the degree of Doctor of Philosophy. Indian Institute of Science. Department of Electrical Engineering. Bangalore, 1999.
- [9] LIPO, T. *"An Improved Weighted Total Harmonic Ddistortion Iindex for Induction Motor Drives"*. University of Wisconsin. USA, 2000.
- [10] Microchip©. *"dsPIC30F2010 Data Sheet"*. Microchip Technology Inc., 2006.
- [11] Microchip©. *"Getting Started with dsPIC30F Digital Signal Controllers User's Guide"*. Microchip Technology Inc., 2005 .
- [12] Microchip©. *"dsPICDEM™ 28-PIN Starter Demo Board User's Guide"* Microchip Technology Inc., 2005.

[13] Microchip©. “*MPLAB® ICD 2 In-Circuit debugger User's Guide*”. Microchip Technology Inc., 2005.

[14] LeCroy Corporation. “*Operator's Manual LeCroy 9300C Series Digital Oscilloscopes*”. Revision A — 1998.

[15] GRANJA, F. “*Conexión de instrumentos de medida con GPIB*”. Instituto de Automática Industrial. Consejo Superior de Investigaciones Científicas, Madrid, 2005.

[16] LeCroy Corporation. “*Remote Control Manual LeCroy Digital Oscilloscopes*”. Revision J—1996.

[17] VUKOSAVIĆ, S and STOJIC, M. “*Reduction of Parasitic Spectral Components of Digital Space Vector Modulation by Real-Time Numerical Methods*”. In: IEEE Transactions on power electronics. 1995.