

IMPLEMENTACIÓN EN HARDWARE DE UN SVPWM EN UN SOFT-CORE NIOS II PARTE II: ALGORITMO DEL SVPWM

SVPWM HARDWARE IMPLEMENTATION WITH A SOFT-CORE NIOS II PART II: SVPWM ALGORITHM

Jorge Rivera¹, Susana Ortega¹, Juan J. Raygoza¹
jorge.rivera@ucei.udg.mx/susana.ortega@ucei.udg.mx/juan.raygoza@ucei.udg.mx

Recibido: marzo 20, 2009 / Aceptado: octubre 28, 2009 / Publicado: diciembre 9, 2009

RESUMEN. En este trabajo se presentan los detalles de la modulación por ancho de pulso en el espacio vectorial (SVPWM por sus siglas en inglés). Primero se plantea el escenario en donde es más usado este algoritmo, es decir, en el control de motores eléctricos trifásicos. Se explica que el algoritmo del SVPWM sirve para manejar los inversores, además se indica en qué marco de referencia deben estar las acciones de control que el algoritmo del SVPWM acepta, para finalmente presentar el algoritmo de una manera clara y concisa.

PALABRAS CLAVE: Control en lazo cerrado de motores eléctricos trifásicos, modulación por ancho de pulso en el espacio vectorial, inversor.

ABSTRACT. In this work all the details of the space vector pulse width modulation (SVPWM) are presented. The scenario where this algorithm is most used is proposed as in the control of three-phase electric motors. Then, it is explained that the SVPWM is used for driving inverter devices, moreover it is indicated in which reference frame must be available the control actions that the SVPWM allows, and finally the algorithm is described in a clear and concise way.

KEYWORDS: Closed-loop control of three-phase electric motors, space vector pulse width modulation, inverter.

Introducción

La modulación por ancho de pulso en el espacio vectorial es una técnica de control muy utilizada en el control de inversores trifásicos. Esta técnica es muy apropiada para implementación en medios digitales, ya que consiste de un arreglo de transistores que funcionan como conmutadores, los cuales son accionados por señales digitales. Existen varios algoritmos para usar el SVPWM para modular al inversor. Muchos esquemas han sido investigados extensivamente en la literatura [1]. Unos de los algoritmos más populares es el conocido como el de 7 segmentos (u 8 segmentos), el cual se presentará en este trabajo, ya que como es un algoritmo que permite un buen desempeño del inversor [1].

Modulación por ancho de pulso en el espacio vectorial

En la [figura 1](#) se muestra un diagrama a bloques de control en lazo cerrado de motores eléctricos trifásicos. En el estado del arte del control de motores eléctricos trifásicos [2, 3], se acostumbra usar las transformaciones de Clark y Park [4], para simplificar el modelo matemático de los motores trifásicos. Con estas transformaciones se consigue reducir las ecuaciones de tres fases, a sólo dos. La transformación de

¹ Universidad de Guadalajara, Centro Universitario de Ciencias Exactas e Ingenierías, Av. Revolución 1500, Col. Olímpica, Guadalajara, Jalisco, C. P. 44430, México

Clark refiere las variables naturales trifásicas del motor (a, b, c) al estator, resultando en nuevas variables bifásicas denominadas α, β . La transformación de Park refiere las variables trifásicas del motor al rotor de este mismo, resultando en las variables d, q . La diferencia entre estas transformaciones es que la transformación de Clark consiste en una matriz constante con la que se obtiene un modelo matemático con las variables de control acopladas del motor, mientras que la transformada de Park consiste en una matriz variante en el tiempo en donde el modelo matemático está desacoplado. En cualquiera de los casos las acciones de control deben estar referidas al estator mediante la transformación de Park, ya que los ejes bifásicos están fijos y resulta más sencillo hacer cualquier otro cálculo. Por lo que si se trabaja en d, q las acciones de control u_d y u_q deben transformarse a u_α y u_β .

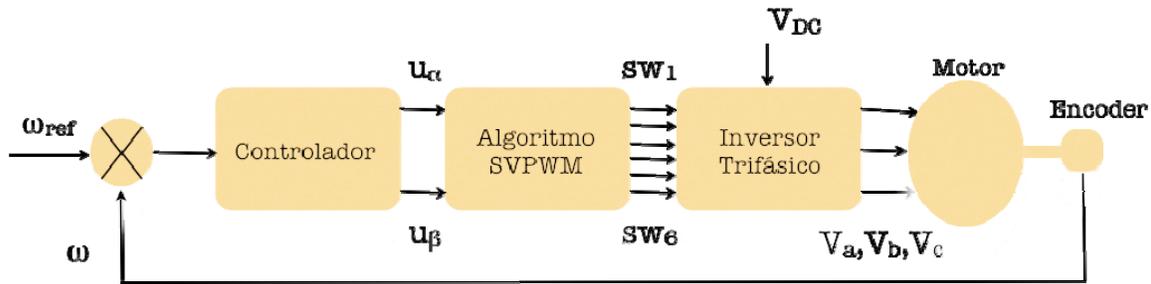


Figura 1. Diagrama a bloques del control en lazo cerrado de un motor eléctrico trifásico.

Entonces estas acciones de control en α, β deben pasar por un algoritmo que genere las seis señales digitales para disparar los transistores del inversor trifásico, comúnmente IGBT's, para generar los voltajes trifásicos que alimentarán al motor. La figura 2 muestra un diagrama esquemático del inversor trifásico.

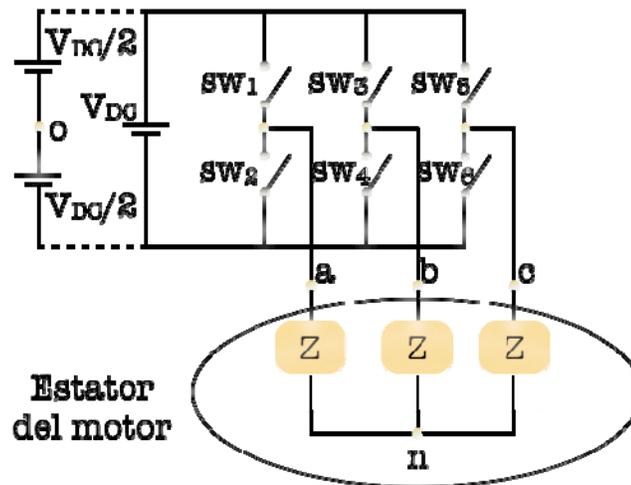


Figura 2. Diagrama esquemático de un inversor trifásico.

En la figura 2, el voltaje de la fuente de c.d. V_{DC} se divide en dos fuentes con valores iguales a un medio del V_{DC} . Esto sólo para efectos de análisis. Las señales de encendido/apagado de los transistores sw_2, sw_4 y sw_6 dependen de las señales sw_1, sw_3 y sw_5 :

$$\begin{aligned} SW_2 &= 1 - SW_1 \\ SW_4 &= 1 - SW_3 \\ SW_6 &= 1 - SW_5 \end{aligned} \quad \begin{aligned} SW_i &= \{0,1\} \\ i &= 1, \dots, 6 \end{aligned}$$

Esto significa que cuando un switch o transistor de arriba está encendido, el correspondiente de abajo está apagado y viceversa. Ahora se calculan voltajes ficticios con respecto al nodo ‘o’:

$$\begin{aligned} V_{ao} &= V_{DC}(-1/2 + SW_1) \\ V_{bo} &= V_{DC}(-1/2 + SW_3) \\ V_{co} &= V_{DC}(-1/2 + SW_5), \end{aligned}$$

voltajes de línea a línea:

$$\begin{aligned} V_{ab} &= V_{ao} - V_{bo} = V_{DC}(SW_1 - SW_3) \\ V_{bc} &= V_{bo} - V_{co} = V_{DC}(SW_3 - SW_5) \\ V_{ca} &= V_{co} - V_{ao} = V_{DC}(SW_5 - SW_1), \end{aligned} \tag{1}$$

voltajes de fase del motor con respecto al nodo ‘n’:

$$\begin{aligned} V_a &= -(1/3)(V_{ca} - V_{ab}) \\ V_b &= -(1/3)(V_{ab} - V_{bc}) \\ V_c &= -(1/3)(V_{bc} - V_{ca}). \end{aligned} \tag{2}$$

Sustituyendo los voltajes de línea (1) en los voltajes de fase (2):

$$\begin{aligned} V_a &= -(1/3)V_{DC}(SW_5 - 2 SW_1 + SW_3) \\ V_b &= -(1/3)V_{DC}(SW_1 - 2 SW_3 + SW_5) \\ V_c &= -(1/3)V_{DC}(SW_3 - 2 SW_5 + SW_1), \end{aligned}$$

o de forma matricial:

$$\begin{matrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{matrix} = -(1/3)V_{DC} \begin{matrix} -2 & 1 & 1 \\ 1 & -2 & 1 \\ 1 & 1 & -2 \end{matrix} \begin{matrix} SW_1 \\ SW_3 \\ SW_5 \end{matrix} \tag{3}$$

A continuación se muestra en la [tabla 1](#) la secuencia lógica de conmutación para generar señales senoidales:

Tabla 1. Secuencia lógica para generar señales senoidales trifásicas.

Paso	sw ₁	sw ₃	sw ₅
1	1	0	1
2	1	0	0
3	1	1	0
4	0	1	0
5	0	1	1
6	0	0	1

Cabe mencionar que la secuencia lógica puede empezar en cualquier paso, por ejemplo: (3,4,5,6,1,2,).

Debido a que sw₁, sw₃, sw₅ se representa mediante 3 bits, se tienen 8 combinaciones o pasos, los dos restantes son el Paso 0 (0,0,0) y el Paso 7 (1,1,1) que son estados en donde no hay voltaje en las fases.

Un ejemplo de utilización de la matriz (3) se muestra a continuación en donde se aplica el Paso1:

$$-\frac{1}{3}V_{DC} \begin{bmatrix} -1 \\ 2 \\ -1 \end{bmatrix} = -\frac{1}{3}V_{DC} \begin{bmatrix} -2 & 1 & 1 \\ 1 & -2 & 1 \\ 1 & 1 & -2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix}$$

con lo que $V_a=V_{DC}/3$, $V_b=-2V_{DC}/3$ y $V_c=V_{DC}/3$. Al aplicar toda la secuencia completa y graficando los resultados se tiene los siguientes resultados en la figura 3:

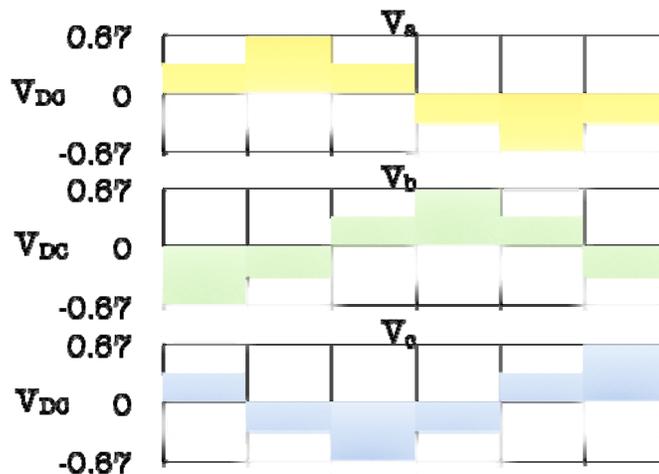


Figura 3. Señales senoidales trifásicas desfasadas 120° obtenidas al aplicar la secuencia de la tabla 1.

Cada estado o paso de la secuencia lógica produce voltajes en las fases (a,b,c) y por Clark en el marco de referencia estacionario (α,β), el cual puede representarse en un plano mediante coordenadas rectangulares o polares, tal como se muestra en la tabla 2.

Tabla 2. Voltajes en (a,b,c), y (α,β) en forma rectangular y polar aplicando a secuencia de la tabla 1.

Paso	V_a	V_b	V_c	V_α	V_β	$ V $	$\angle V$
1	$1/3 V_{DC}$	$-2/3 V_{DC}$	$1/3 V_{DC}$	$1/3 V_{DC}$	$-1/\sqrt{3} V_{DC}$	$2/3 V_{DC}$	300°
2	$2/3 V_{DC}$	$-1/3 V_{DC}$	$-1/3 V_{DC}$	$2/3 V_{DC}$	0	$2/3 V_{DC}$	0°
3	$1/3 V_{DC}$	$1/3 V_{DC}$	$-2/3 V_{DC}$	$1/3 V_{DC}$	$1/\sqrt{3} V_{DC}$	$2/3 V_{DC}$	60°
4	$-1/3 V_{DC}$	$2/3 V_{DC}$	$-1/3 V_{DC}$	$-1/3 V_{DC}$	$1/\sqrt{3} V_{DC}$	$2/3 V_{DC}$	120°
5	$-2/3 V_{DC}$	$1/3 V_{DC}$	$1/3 V_{DC}$	$-2/3 V_{DC}$	0	$2/3 V_{DC}$	180°
6	$-1/3 V_{DC}$	$-1/3 V_{DC}$	$2/3 V_{DC}$	$-1/3 V_{DC}$	$-1/\sqrt{3} V_{DC}$	$2/3 V_{DC}$	240°

Trazando los voltajes en α, β en la forma polar (nótese que estos voltajes tienen la misma magnitud y están desfasados 60°), se genera un hexágono como el de la figura 4, en donde dos vectores forman un sector.

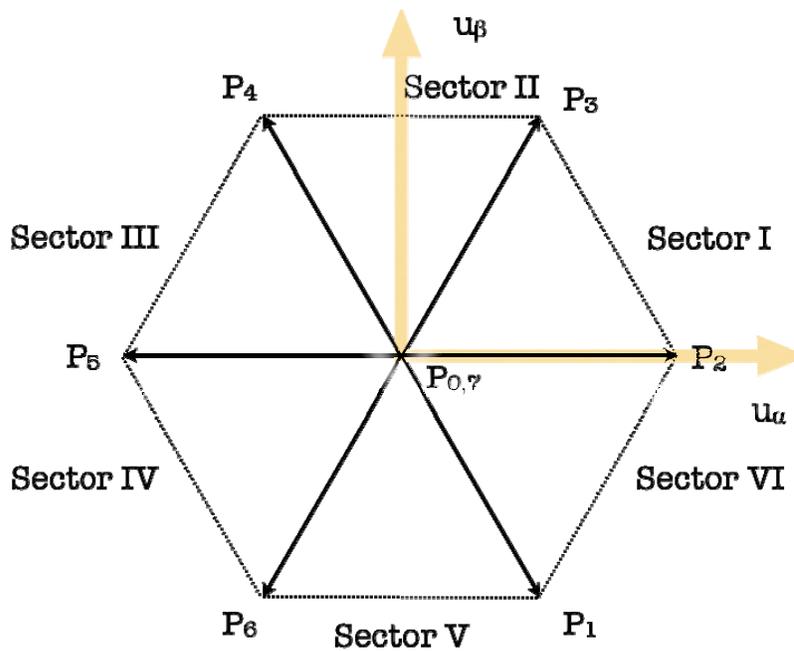


Figura 4. Hexágono generado por la secuencia lógica de la tabla 2.

Para haber llegado al hexágono se partió de la secuencia lógica de la tabla 1 hasta llegar los voltajes vectoriales en (α,β) de la tabla 2. Ahora contando con el hexágono, este nos servirá para cuando se tienen voltajes en (α,β) como los generados por un controlador en lazo cerrado como se muestra en la figura 1, para generar la correspondiente secuencia de lógica de conmutación. Sin perder generalidad se analiza un solo sector como el de la figura 5.

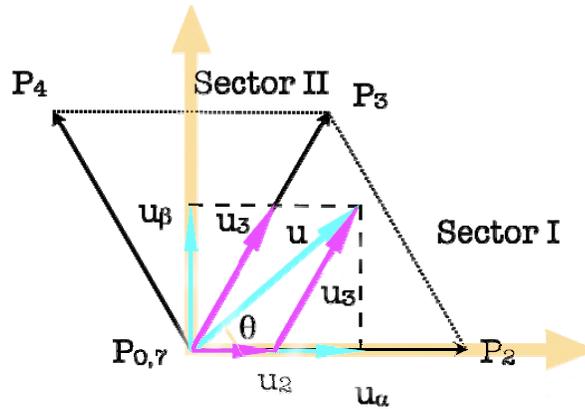


Figura 5. Análisis del sector I.

En la **figura 5** se supone que primero contamos con los voltajes u_α y u_β , para posteriormente determinar su magnitud y ángulo:

$$u = \sqrt{(u_\alpha^2 + u_\beta^2)}$$

$$\theta = \tan^{-1}(u_\beta / u_\alpha).$$

Como el vector resultante se ubica dentro del sector I el cual está delimitado por los pasos P_2 y P_3 , se debe de encontrar las componentes de u proyectadas sobre P_2 y P_3 , las cuales llamaremos u_2 y u_3 respectivamente. Estas componentes junto con la magnitud forma un triángulo como se muestra en la **figura 6**.

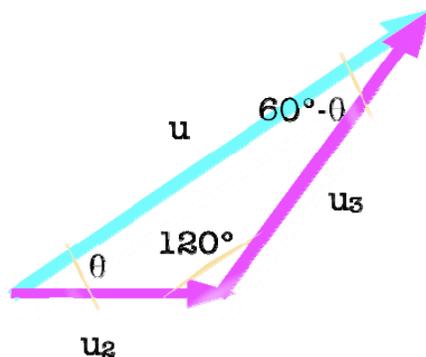


Figura 6. Triángulo generado con la magnitud y su proyección sobre P_2 y P_3 .

Para determinar u_2 y u_3 se aplica la ley de los senos:

$$\text{sen}(120^\circ)/u = \text{sen}(60^\circ - \theta)/u_2$$

$$u_2 = (2/\sqrt{3}) u \text{sen}(60^\circ - \theta)$$

$$\text{sen}(120^\circ)/u = \text{sen}(\theta)/u_3$$

$$u_3 = (2/\sqrt{3}) u \text{sen}(\theta)$$

Los valores de u_2 y u_3 nos indican en cierta proporción por cuanto tiempo debemos activar el estado o paso P2 y P3 respectivamente:

$$\begin{aligned} u_2 / |P_2| &= T_1 / T \\ u_3 / |P_3| &= T_2 / T \end{aligned} \tag{4}$$

con $|P_2|=|P_3|=2/3 V_{DC}$, T el periodo de muestro y T_1 y T_2 el tiempo que se debe conmutar en el paso P2 y P3 respectivamente los cuales se despejan de (4) como:

$$\begin{aligned} T_1 &= \sqrt{3} T u \sin (60^\circ - \theta) / V_{DC} \\ T_2 &= \sqrt{3} T u \sin (\theta) / V_{DC} \end{aligned}$$

El periodo de muestreo T debe ser el doble del periodo del inversor trifásico que definimos como T_{PWM} ; esto es, $T=2T_{PWM}$. Si $T_1+T_2 < T$, entonces T se complementa con el tiempo muerto T_0 que corresponde al paso P0 o P7, quedando como $T_0=T-T_1-T_2$. Por último resta ejemplificar la salida de las señales digitales para este sector, tal como se ilustra en la [tabla 3](#).

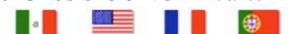
Tabla 3. Salidas digitales para el sector I, en donde la parte alta corresponde a (sw1,sw3,sw5) y la parte baja a sw2,sw4,sw6.

000	100	110	111	111	110	100	000	Alta
P0	P2	P3	P7	P7	P3	P2	P0	
T0/4	T1/2	T2/2	T0/4	T0/4	T2/2	T1/2	T0/4	
111	011	001	000	000	001	011	111	Baja

La forma tan particular de activar los estados del inversor se conoce como el algoritmo de los 7 segmentos (si se observa en la [tabla 3](#) la aplicación repetida de P7 se puede hacer en un segmento). Esta técnica permite tener un mejor desempeño en la distorsión total de armónicos en los voltajes de salida [1].

Conclusiones

Se ha descrito el algoritmo de la modulación por ancho de pulso en el espacio vectorial para manejar inversores en el control de motores eléctricos trifásicos. Se ha dejado en claro que las señales de control deben estar referidas en el marco estacionario. Por último, se ha visto cómo generar las señales digitales para activar los transistores del inversor, lo cual resulta muy adecuado para ser implementado en medios digitales.



Referencias

1. Wei-Feng Zhang and Yue-Hui Yu. (2007) Comparison of Three SVPWM Strategies. *JOURNAL OF ELECTRONIC SCIENCE AND TECHNOLOGY OF CHINA*.
2. Vadim Ivanovich Utkin, Jürgen Guldner, Jingxin Shi. (1999) *Sliding mode control in electromechanical systems*. CRC Press. Philadelphia.
3. Castillo-Toledo, B. Di Gennaro, S. Loukianov, A.G. Rivera, J. (2008) Hybrid Control of Induction Motors via Sampled Closed Representations. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*.
4. Hao Liu; Yi Tang; Yu Feng; Xinghe M. (2008) A Power Quality Disturbance Classification Method Based on Park Transform and Clarke Transform Analysis. *3rd International Conference on Innovative Computing Information and Control, 2008*.