Modulación por Vector Espacial de Voltaje -Introducción-

Francisco M. Gonzalez-Longatt, Miembro IEEE

***Resumen*—En este articulo, una introducción al método de modulación de ancho de pulso empleando el concepto de vector espacial. Es presentado la definición de vector espacial, en corriente para la máquina de inducción, y para el voltaje. Se muestra cuatro esquemas de suicheo, para este método de modulación y su desempeño en función del contenido de armónica, perdidas de conmutación, rizado de corriente y requerimientos de implementación.**

***Palabras claves*—Modulación de ancho de pulso, vector espacial de voltaje, esquema de suicheo.**

I. Introducción

Un inversor es un circuito el cual convierte una potencia DC en una potencia AC a un voltaje y una frecuencia deseada [1]. La conversión de potencia DC a potencia AC es exclusivamente efectuada por el modo de conmutación donde se controla el encendido y apagado de los dispositivos de conmutación. Interruptores semiconductores de potencia efectúan la conexión temporal a una alta taza de repetición entre los terminales DC y el sistema AC [2]. El flujo de potencia real es controlado por la taza de encendido/apagado y ciclo útil de los respectivos dispositivos de conmutación.

La forma de onda ideal en la salida de voltaje de un inversor debe ser senoidal. Pero en la práctica, la forma de onda de voltaje a la salida del inversor no es senoidal y contiene armónicos [3]. Una forma de onda cuadrada y cuasi-cuadrada puede ser aceptable para aplicaciones en medio y bajo voltaje. Para aplicaciones de gran potencia, formas de onda casi senoidales son requeridas [1].

La forma de onda senoidal deseada es lograda por la variación del ciclo útil senoidalmente con el tiempo empleando técnicas de modulación de ancho de pulso (PWM) [4]. Los métodos de control que generan el patrón necesario PWM pueden ser clasificados como [5]:

- PWM Senoidal (SPWM)
- Eliminación Selectiva de armónicos (Selected Harmonic Elimination SHE-PWM)
- PWM de mínimo rizado de corriente.
- PWM con control de corriente por banda de histéresis.
- Modulación Sigma.
- PWM de vector de espacio (SVM).

Dos conceptos pueden ser distinguidos en función de la variable controlada por el PWM: para aplicaciones de pequeña o mediana potencia, la corriente controlada por PWM ha probado ser ventajoso. En aplicaciones de gran potencia con baja frecuencia de conmutación, control de voltaje PWM es más ventajoso. Sin embrago, este método también es una opción para aplicaciones de pequeña a media potencia.

En particular los métodos de control de voltaje pueden ser agrupados en tres grandes categorías [5]:

- Control de voltaje suministrado al inversor.
- Control del voltaje entregado por el inversor.
- Control del voltaje dentro del inversor.

En éste contexto las técnicas PWM encuentran aplicación en los inversores como método de control del voltaje dentro del inversor. En este artículo se detalla solamente los métodos de control del voltaje PWM.

Los métodos de control han sido exhaustivamente detallados en la literatura [3]. Todos ellos generan una forma de onda senoidal para el voltaje a la salida del inversor sin armónicos de bajo orden. Esto es posible si la señal de muestreo es alta comparada con la frecuencia del inversor.

El rendimiento de cada uno de esos métodos de control es usualmente juzgado, basado en los siguientes parámetros: (a) distorsión total armónica del voltaje y la corriente a la salida del inversor, (b) perdidas de conmutación dentro del inversor (c) rizado pico-pico en la corriente de carga para un valor dado de voltaje DC [3].

Por lo general un lazo de control corriente es diseñado alrededor un modo de suicheo del convertidor de potencia, la respuesta temporal de del cual es esencialmente determinada por el desempeño dinámico de todo el sistema, La dinámica es influenciada por la frecuencia de suicheo y/o le método PWM empleado. Algunos esquemas requieren realimentar señales que son libres de corrientes armónicas. Filtrando la señales de realimentación incrementa la respuesta temporal del lazo cerrado [4].

En este artículo se muestra una introducción al control de voltaje por medio de PWM de vector espacial.

II. Esquemas de Lazo de Control

Los métodos PWM para la mayoría de los comúnmente usados inversores alimentados por fuentes de voltaje las cuales imprimen el voltaje o la corriente al circuito de carga AC [4]. El enfoque respectivo determina el desempeño

Manuscrito elaborado el 01 de Juni de 2004.

F. M. G. L. está con la Universidad Nacional Experimental Politécnica de la Fuerza Armada Nacional, Carretera Nacional Maracay-Mariara Frente a Base Aérea Mariscal Sucre, Núcleo Maracay, Departamento de Ingeniería Eléctrica, Maracay, Estado Aragua, Venezuela, Tlf. +58-243-5546954, Fax: +58-244-5546923, E-mail: fglongatt@ieee.org. Actualmente culminando su doctorado en la Universidad Central de Venezuela, Caracas, Venezuela, Tlf. +58-414-4532014, E-mail: flongatt@elecrisc.ing.ucv.ve

dinámico, además, influencia sobre la estructura del sistema de control sobrepuesto: los métodos de la primera categoría funcionan en la manera de lazo abierto Fig. 1(a). Los esquemas PWM de lazo cerrado, en contraste inyectan corriente a la carga y requiere de estructuras diferentes del sistema e control Fig. 1(b).

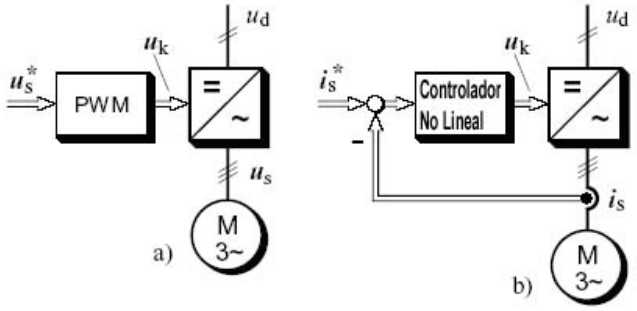

Fig. 1, Estructuras basadas en PWM; (a) Esquema de lazo abierto, (b) esquema realimentado, u_k: vector de estado de suicheo.

III. INTRODUCCIÓN A LOS VECTORES ESPACIALES

Considere un devanado trifásico simétrico para una maquina eléctrica, Fig. 2(a), reducida a un arreglo de dos polos por simplicidad.

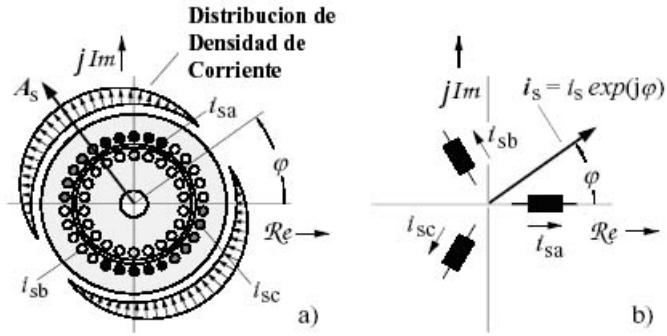

Fig. 2. Definición de un vector espacial de corriente; (a) sección transversal de un motor de inducción, (b) devanados del estator y vector de corrientes espaciales en el plano complejo [4].

Los ejes trifásicos son definidos por los vectores unitarios, 1, a, a^2, donde a = exp(2π/3). Despreciando los armónicos espaciales, una distribución de densidad de corriente es establecida a lo largo del entrehierro por las corrientes trifásicas i_{sa}, i_{sb}, i_{sc}, como muestra la Fig. 2(b). La onda rota a la frecuencia angular de las corrientes de fase. Como cualquier distribución senoidal en el espacio y el tiempo, esta puede ser representada por un favor complejo A_s, como muestra en la Fig. 2(a). Esta es preferida, sin embargo, para describir la onda de FMM por un favor de corriente i_s, debido a que esta cantidad esta directamente relacionado con las tres corrientes del estator, i_{sa}, i_{sb}, i_{sc}, que puede ser directamente de los terminales de la maquina:

$$i_s = \frac{2}{3}\left(i_{sa} + a i_{sb} + a^2 i_{sc}\right) \tag{1}$$

Los subíndices s se refieren al estator de la maquina.

El fasor complejo en (1), mas frecuentemente se referido por la literatura como el vector espacial de corriente, posee la misma dirección en el espacio que la onda de densidad de flujo magnético producida por la distribución de FMM A_s.

Una onda de densidad de flujo senoidal puede ser también descrito por un vector espacial. Esto es preferido, sin embargo, escoger la correspondiente distribución de enlaces de flujo con un devanado trifásico como la cantidad a caracterizar. Por ejemplo, se puede escribir el vector espacial de los enlaces de flujo del devanado del estator en la Fig. 2, como:

$$\psi_s = l_s i_s \tag{2}$$

En el caso general, cuando la maquina desarrolla, torque no nulos, tanto los vectores espaciales is, de la corriente del estator, e i_r, de las corrientes del rotor son no nulas, permitiendo un vector de enlaces de flujo como:

$$\psi_s = l_s i_s + l_h i_r \tag{3}$$

Donde l_s, es la inductancia equivalente del devanado del estator y l_h, es la inductancia mutua compuesta entre los devanados del estator y el rotor. Además:

$$i_r = \frac{2}{3}\left(i_{ra} + a i_{rb} + a^2 i_{rc}\right) \tag{4}$$

Es el vector espacial de corriente del rotor, i_{ra}, i_{rb}, e i_{rc}, son las tres corrientes del rotor.

Nótese que el vector de enlaces de flujo como ψ_s también representa distribuciones senoidales en el espacio, los cuales pueden ser vistas por simple inspección de (2) o (3).

La onda giratoria de enlaces de flujo ψ_s generan voltajes inducidos en el devanado del estator los cuales son descritos por:

$$u_s = \frac{d\psi_s}{dt} \tag{5}$$

donde:

$$u_s = \frac{2}{3}\left(u_{sa} + a u_{sb} + a^2 u_{sc}\right) \tag{6}$$

Es el vector espacial de los voltajes del estator, y u_{sa}, u_{sb}, u_{sc} son los voltajes de fase del estator.

Las cantidades de fase individuales asociadas para algún vector espacial son obtenidas como la proyección del vector espacial en el respectivo eje de fase. Dado que el vector espacial u_s, por ejemplo, se puede obtener los voltajes de fase por:

$$\begin{aligned} u_{sa} &= \Re e\{u_s\} \\ u_{sb} &= \Re e\{a^2 u_s\} \\ u_{sc} &= \Re e\{a u_s\} \end{aligned} \tag{7}$$

Considerando el caso de una fuente de suministro DC-AC trifásica, un filtro LC y la carga conectada reemplazan al motor en los terminales de salida del inversor. Aunque no distribuido en el espacio, tal circuito de carga se comporta de igual modo que una carga de motor [4]. Es permitido y común entonces extender el enfoque de vector espacial al análisis de circuitos equivalentes de parámetros concentrados.

El vector espacial resultante de un sistema de voltajes senoidales simétricos u_{sa}, u_{sb}, u_{sc} de frecuencia ω_s es:

$$u_s = u_s e^{j\omega_s t} \tag{8}$$

Lo cual puede ser demostrado insertando los voltajes de fase (7) en (6).

Una maquina trifásica que esta siendo alimentada desde un convertido de potencia suichado Fig. 3, recibe voltajes trifásicos simétricos rectangulares como se muestra en la Fig. 4.

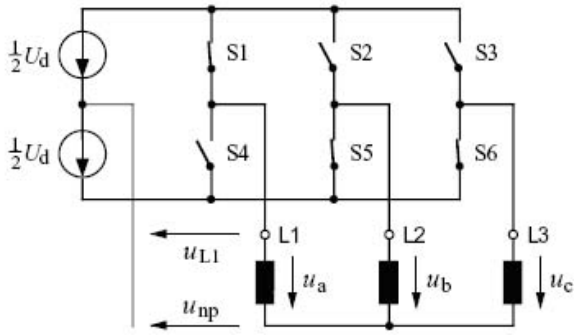

Fig. 3. Convertidor de potencia trifásico los pares de suiches S1-S4 (y S2-S5, y S3-S6) formas medios puentes, uno, y solo uno de los suiches del medio puente puede estar cerrado.

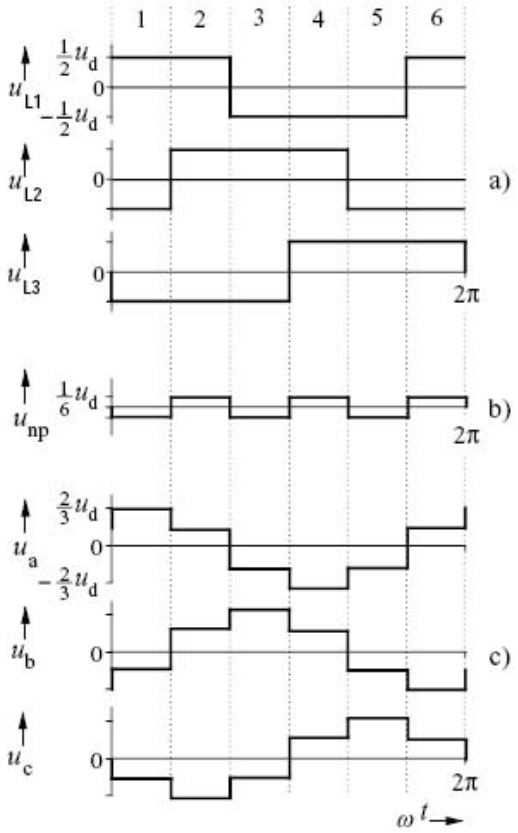

Fig. 4. Formas de ondas trifásicas; (a) voltaje en los terminales de la carga, (b) potencial del punto de neutro, (c) voltajes de fase [4].

Los potenciales trifásicos Fig 4(a) son constante sobre cada sexto del periodo fundamental, asumiendo uno de dos niveles de voltaje, $+U_d/2$ y $-U_d/2$ a un tiempo dado. El punto neutro u_{np}, Fig. 3, de la carga es positivo cuando mas de uno de los interruptores del medio puente esta cerrados, Fig. 4(b), es negativo cunado mas de uno de los interruptores de abajo del medio puente están cerrados. Los respectivos niveles de voltaje son mostrados en la Fig. 4(b) suponiendo impedancias de carga simétricas [4].

La forma de onda del voltaje $u_a = u_{L1} - u_{np}$ es mostrado en el trazo superior de la Fig. 4(c). Estos forman un sistema de voltajes trifásicos asimétricos no senoidales con los otros voltajes u_b y u_c. Debido a que la forma de onda u_{np} posee una frecuencia de tres veces la de u_{Li}, i =1, 2, 3, mientras que su amplitud es igual exactamente a un tercio de la amplitud de u_{Li}, esta forma de onda contiene todos los componentes armónicos múltiplos de tres de u_{Li}. Debido a que $u_a = u_{L1}$- u_{np}, no hay armónicos triples en los voltajes de fase. Esto es también para el caso general de una forma de onda trifásica modulada por ancho de pulso. Como todos los armónicos triples forman un sistemas de secuencia cero, no producen corrientes en el devanado de la maquina, a condición de que no haya ninguna conexión eléctrica al punto de estrella de la carga [4].

El ejemplo de la Fig. 4 muestra también que un cambio de alguno de los potenciales del medio puente invariablemente influencia sobre los otros dos voltajes de fase. Es por lo tanto oportuno para el diseño de estrategias PWM y para el análisis de forma de onda PWM analizar el los voltajes trifásicos como un todo en vez de ver los voltajes de fases separadamente. El enfoque del vector espacial obedece exactamente con este requerimiento.

Insertado los voltajes de fase Fig. 4(c) en (6) produce el típico conjunto de seis vectores de estados de suicheo u_1, u_2, … u_6, mostrados en la Fig. 5. Los vectores de estado de suicheo describe los voltajes de salida del inversor.

En operación de formas de onda moduladas por ancho de pulso, los dos vectores ceros u_0 y u_7, son agregados al modelo en Fig. 5.

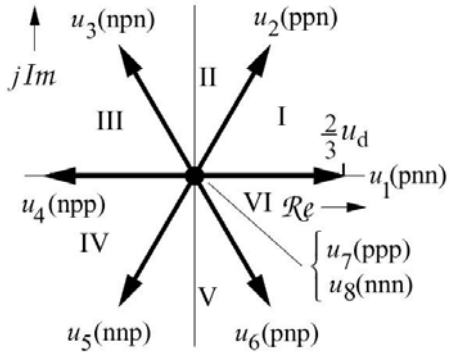

Fig. 5. Vectores de estado de suicheo en el plano complejo; en paréntesis: las polaridades de los medios puentes.

Los vectores ceros están asociados a aquellos estados del inversor con todos los interruptores de medio puente en la parte de arriba cerrados o todos los de abajo, respectivamente. Los tres terminales de la máquina son entonces cortocircuitados y el vector de voltaje se asume de amplitud cero.

Usando (7) los voltajes trifásicos de la Fig. 4(c) pueden ser reconstruidos del modelo de estado de suicheo.

IV. Modulación por Vector Espacial

Un inversor alimentado por fuente de voltaje, en puente de tres ramas es mostrado en la Fig. 3 posee seis dispositivos de conmutación, con la salvedad que se supone que dispone de una sola fuente de voltaje DC, U_d. Estos suiches tienen como

restricción para la operación: las líneas de entrada nunca debe estar cortocircuitada, y las corrientes de salida deben ser siempre un voltaje continuo. Esto dicta ocho posibles topologías (Fig. 6).

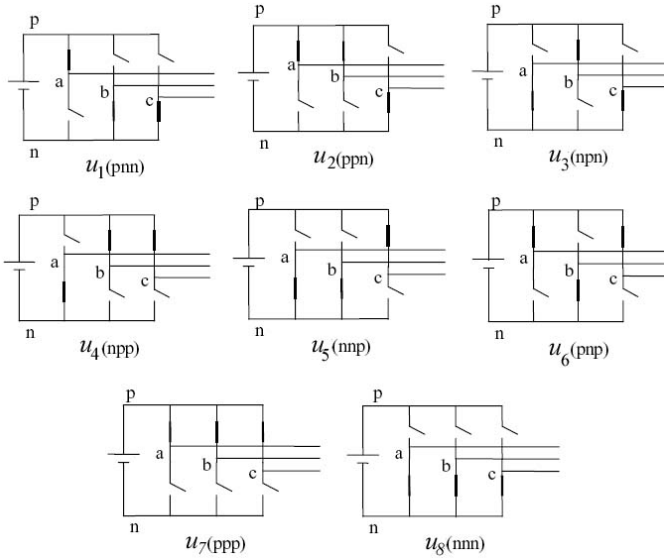

Fig. 6. Topología de los ocho estados de conmutación para un VSI

Seis de esas topologías producen voltajes no nulos, estados de conmutación no nulo, y las dos topologías restantes producen voltaje de salida cero, y son conocidos como estados de conmutación nula. La modulación SVM se basa en la representación de las cantidades trifásicas como vectores en un plano bidimensional (α,β).

La discusión completa del principio de operación puede ser encontrada en [3], en este documento solo se presenta una breve introducción.

Considere la topología I, de la Fig. 6. el cual es repetida en la Fig. 7 para indicar los voltajes a la salida del mismo.

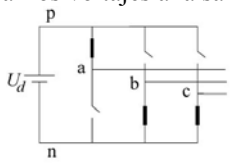

Fig. 7. Topología I- u_1(pnn) de un VSI

$$u_{ab} = U_d$$
$$u_{bc} = 0$$
$$u_{ca} = -U_d$$

Este puede ser representado en el plano α,β como se muestra en la Fig. 8, donde u_{ab}, u_{bc}, u_{ca}, son los voltajes trifásicos de línea a línea, desplazados 120 grados. El voltaje efectivo generado por esta topología es representado como el vector u_1(pnn) en la Fig. 4. Aquí la notación pnn, se refiere a las tres ramas, *a,b,c*, indicando si esta conectado al Terminal positivo p, o negativo, n.

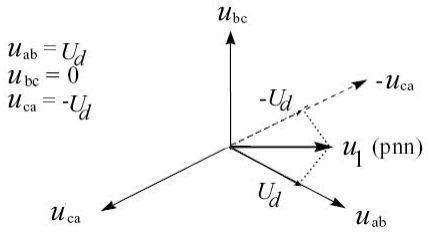

Fig. 8. Representación de la topología I, en el plano α,β

Procedimiento similar es hecho para las otras topologías obteniéndose seis vectores no nulos (u_1-u_6) que pueden ser asumidos en la posición mostrada en la Fig. 9.

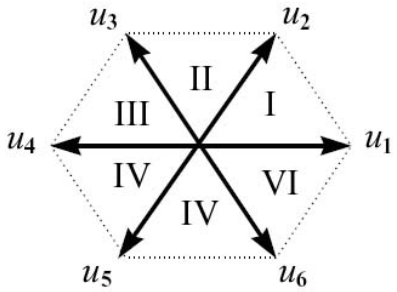

Fig. 9. Vectores de voltaje no nulos, en el plano α,β

Las puntas de esos vectores forman un hexágono regular (denotado por la línea punteada en la Fig. 9). El área encerrada por dos vectores adyacentes dentro del hexágono constituye un sector, estos son indicados con números romanos, I, II, III,… VI.

Las dos ultimas topologías de la Fig. 6, que se muestran en la Fig. 10. proveen una salida de voltaje nula, representado por un vector el cual posee cero de magnitud y que es referido como vector cero o nulo de conmutación.

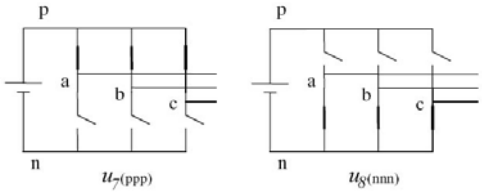

Fig. 10. Topologías de voltaje cero de salida

Los vectores de conmutación nulos asumen la posición en el origen del plano α,β como se muestra en la Fig. 11.

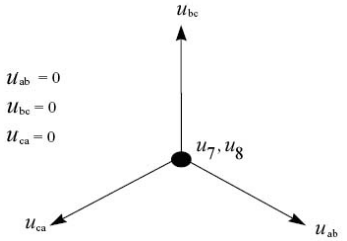

Fig. 11. Representación de los vectores nulos de voltaje en el plano α,β

Los voltajes trifásicos a la salida del inversor pueden ser representados por un vector *u*, rotando en sentido contrario de las agujas del reloj, como se muestra en la Fig. 12.

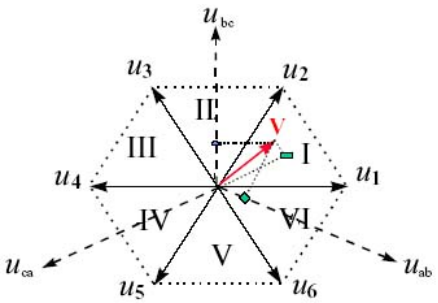

Fig. 12. Vector de voltaje de salida en el plano α,β

La magnitud de este vector esta relacionado a la magnitud del voltaje de salida (Fig. 12) y el tiempo que este vector toma en dar una vuelta completa es el mismo que el periodo de tiempo de la fundamental del voltaje de salida (Fig. 13).

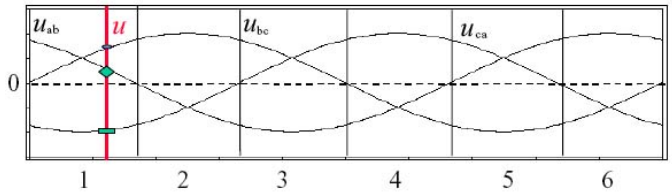

Fig. 13. Voltajes de línea de salida en el dominio del tiempo

Cuando el vector de voltaje deseado de línea a línea V, esta en el sector I, como se muestra en la Fig. 14.

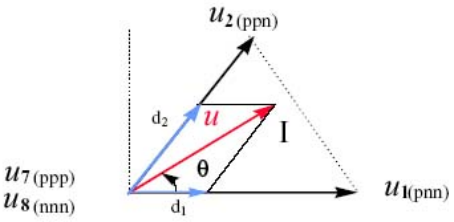

Fig. 14. Síntesis del vector de voltaje de salida requerido en el Sector I

Este vector puede ser sintetizado por la modulación de ancho de pulso, PWM, de de los dos vectores se conmutación adyacentes u_1(pnn) y u_2(ppn), el ciclo útil de cada un será d_1 y d_2, respectivamente, y d_0 el ciclo útil de los vectores nulos (u_7 y u_8)

$$d_1 u_1 + d_2 u_2 = u = mU_d e^{j\omega t} \tag{8}$$

$$d_1 + d_2 + d_0 = 1 \tag{9}$$

donde $0 \le m \le 0.86$, es el *índice de modulación*. Este debería corresponder a un máximo voltaje de línea-línea de $1.0U_d$, el cual es 15% más que el PWM senoidal convencional.

Todos los esquemas SVM y la mayoría de los algoritmos PWM usan las ecuaciones (8) y (9) para la síntesis del voltaje de salida. Los algoritmos que no usan los vectores de estado de suicheo adyacentes han mostrado que producen los más altos valores de THD y perdidas de suicheo, aunque algunos de ellos, como el de histéresis puede ser muy simple de implementar y puede proveer una muy rápida respuesta transitoria. Los ciclos útiles d_1, d_2 y d_0, son únicamente determinados de Fig. 14 y (8) y (94) y la única diferencia entre los esquemas PWM que usan vectores adyacentes es la selección de los vectores cero y la secuencia en la cuales los vectores son aplicados dentro del ciclo de suicheo.

Los grados de libertar que se tienen en la selección de unos algoritmos de modulación son:

1) La selección del vector cero, mientras que se podría querer usar u_7(ppp) o u_8(nnn) o ambos.
2) Secuencia de vectores.
3) División de los ciclos útiles de los vectores sin que se introduzcan conmutaciones adicionales.

Cuatro de los algoritmos SVM son considerados:

1) Secuencia alineada por la derecha.
2) Secuencia simétrica.
3) Secuencia alternante de vector cero.
4) Secuencia no suichada de las más alta corriente.

Los esquemas de modulación son descritos pata el cado cuando el vector de referencia esta en el sector I: todos los casos son circularmente simétricos.

Los esquemas de modulación son analizados y su desempeño relativo con respecto a las perdidas de suicheo, THD y el rizado de corriente pico a la salida es mostrado. El análisis es llevado a cabo sobre el rango entero del índice de modulación y para factores de potencia de carga en variaciones de ángulo desde -90° hasta 90°.

Todos los esquemas de modulación de vector espacial presentados aquí, asumen la implementación digital, y por tanto, muestreo regular, todos los ciclos útiles son precalculados al comienzo del ciclo de suicheo, basados en el valor del vector de voltaje de referencia en ese instante.

A. Secuencia Alineada por la Derecha (Right Aligned Sequence)

Una simple vía de sintetizar el vector de voltaje de salida es encender todos los conmutadores de abajo (o arriba) en el comienzo del ciclo de conmutación, y entonces apagar secuencialmente apara que el vector cero se divida igualmente entre u_7(ppp) y u_8(nnn). Este esquema de conmutación es mostrado en la Fig. 10. para dos periodos de muestreo.

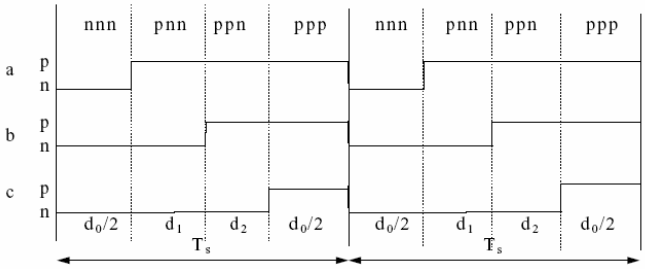

Fig. 15. Señales de disparo por puerta en la Secuencia alineada por la derecha

Las señales en la figura representan el señales de activación de puerta para las piernas de arriba del inversor. El esquema posee tres interruptores encendidos y tres interruptores abiertos dentro de un ciclo de conmutación. El desempeño de la secuencia alineada por la derecha, donde la secuencia de vectores es exactamente opuesta a la secuencia alineada por la derecha se espera que sea similar a la secuencia alineada por la derecha [2].

B. Secuencia Simétrica (Symmetric Sequence)

Este esquema ha sido mostrado en algunos trabajos que posee el menor THD. Esto es debido a la simétrica de la forma de onda de conmutación como puede ser visto en la Fig. 16.

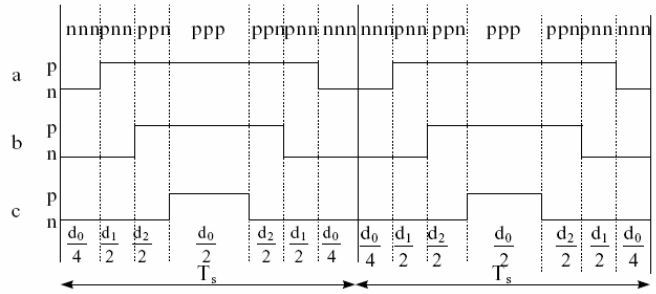

Fig. 16 Señales de disparo por puerta en la secuencia simétrica

El número de conmutaciones en un periodo de muestreo es de seis. Debido a que este esquema posee el mismo numero de conmutaciones que el la secuencia alineada por la derecha, con tres interruptores encendidos y tres apagados se espera que sus perdidas por conmutación sean similares [2].

C. Secuencia alternante de Vector Cero (Alternating Zero Vector Sequence)

Este esquema es conocido como DI en la literatura [4], los vectores ceros u_7(ppp) y u_8(nnn) son usados alternativamente en ciclos adyacentes tal que la frecuencia efectiva de conmutación es partido a la mitad, como se muestra en la Fig. 17

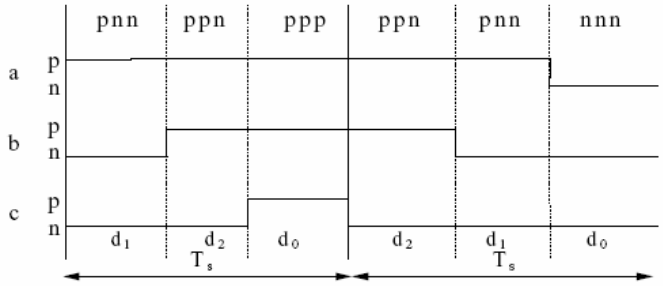

Fig. 17. Señales de disparo por puerta en la secuencia altamente de vector cero

Sin embrago, el periodo de muestreo permaneces en T_s, el mismo que los otros esquemas. Las pérdidas de conmutación se esperan que sean idealmente 50% comparado con los otros dos esquemas previos y el THD es significativamente más alto debido a la existencia de armónicos a la mitad de la frecuencia de muestreo [2].

D. Secuencia Sin Suicheo a mas Alta Corriente (Highest Current Not-Switched Sequence)

Este esquema es conocido como secuencia DD en la literatura, esta basado en el hecho de que las pérdidas de conmutación son aproximadamente proporcional a la magnitud de la corriente que esta siendo conmutada y de ahí puede ser ventajoso prevenir que la conmutación del inversor tenga lugar al mas alto valor de corriente instantánea. Esto es posible en la mayoría de los casos, bebido a que todos los vectores de estado de suicheo adyacentes difieren en el estado de los suiches solo en una rama. De tal modo, que por el uso de un solo vector cero u_7(ppp) o u_8(nnn) dentro del sector dado una de las ramas no ha de ser suichada del todo, como se muestra en la Fig. 18.

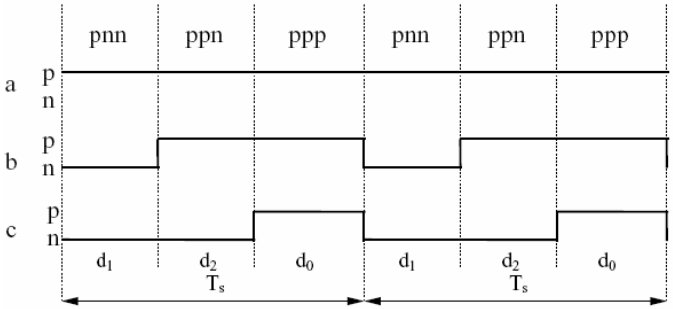

Fig. 17 Señales de disparo por puerta en la secuencia sin suicheo a más alta corriente

Sin embargo, debido a la selección de vector de estado de suicheo no nulo es basado en el vector de voltaje de salida deseado y la fase y magnitud de la corriente son determinados por la carga, no es siempre posible evitar el suicheo a altos valores de corriente. En tal caso el segundo valor de corriente mas alto es no suichado y las perdidas de conmutación son entonces mantenidas bajas. Por ejemplo, la selección de los vectores ceros en el sector I, es determinada por el siguiente diagrama de flujo (Fig. 18).

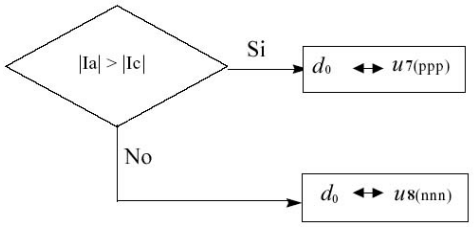

Fig. 18. Selección del vector nulo en el Sector I

V. DESEMPEÑO

A. Armónicos

La literatura es fértil en al análisis del desempeño de estos esquemas de selección de señales de disparo [5], aquí se presenta un resumen.

En todos los esquemas se muestra que al incrementar el índice de modulación el THD (de la corriente de línea y voltaje) decrece. Esto es debido al incremento en la componente fundamental (voltaje o corriente) con el incremento en el indicie de modulación; los armónicos de mas alto orden comienzan a ser relativamente constantes. Además se conoce que la modulación de espacio vectorial por secuencia simétrica posee el menor THD; esto puede ser asociado con la simetría en la forma de onda de suicheo. Por la introducción de la simetría, el número de pulsos de voltaje de fase en un periodo de suicheo es duplicado comparado con los otros esquemas. Esto puede hacer ver el convertidor como si este estuviese trabajando al doble de la frecuencia. De modo que resulta en un THD reducido y un bajo rizado en la corriente de carga [2].

B. Pérdidas de Suicheo

Las perdidas de suicheo se asumen que son proporcionales al producto del voltaje a través del suiche y la corriente a través del suiche en el instante de suicheo. Debido a que el

voltaje a través del suiche es el voltaje de barra, este se considera que es constante. Entonces las perdidas son proporcional a la corriente durante el suicheo.

Como una primera aproximación, el rizado del suicheo es despreciado y las pérdidas son estimadas basadas en el número de conmutaciones requeridas por cada esquema de suicheo y la corriente en el instante de suicheo. Las perdidas para el esquema secuencia sin suicheo a mas alta corriente son dependiente del factor de potencia de la carga, y su desempeño de corriente puede ser optimizado por el diagrama de flujo ya presentado [2]. La literatura indica que este esquema posee una reducción del 50% de las perdidas a altos factores de potencia (>0.866) y el ahorro en las perdidas reduce a 37% a mas bajos factores de potencia de carga.

C. Rizado de la Corriente

El valor pico a pico del rizado de la corriente, al máximo valor de corriente de cargo es importante para el diseño del inductor usado como filtro. El máximo rizado de la corriente ocurre cuando los voltios-segundos a través del inductor de salida es el más grande.

Simulaciones mostrada en la literatura [3], indica que para un variado índice de modulación ($m < 0.86$) el menor rizado de corriente es esperado en el esquema de secuencia simétrica [2].

VI. DISCUSIÓN

El esquema con simetría de suicheo es recomendado para frecuencias de suicheo bajas debido a que las pérdidas se hacen insignificantes. Debido a que este esquema requiere del mayor número de estados de suicheo es usualmente asociado con grandes dispositivos lógicos programables para la implementación digital del modulador [2].

El esquema donde el valor mas alto de corriente no es suichada es recomendado a altas frecuencias de suicheo, especialmente a alto factor de potencia donde la selección del vector de estado de suicheo es dependiente de la carga. Este esta usualmente asociado con la codificación interna adicional en el procesador de señal digital (DSP) y es practico solo cuando las corrientes son sensados por otras razones [2].

El esquema con el minino muero de suicheo, es recomendable para altas frecuencia de suicheo y un bajo factor de potencia. Debido a que este esquema esta asociado con el mínimo numero de vectores de estado de suicheo y usualmente requiere la mínima ocupación de espacio en los dispositivos lógicos y la menor codificación interna comparado con los otros esquemas, esto este resulta en el más alto THD y más alto rizado de corriente [2].

VII. CONCLUSIONES

En este artículo se ha presentado en los fundamentos de la modulación por vector espacial, y varios esquemas de suicheo, efectuando un compendio del desempeño de los mimos ante contenidos de armónicos, perdidas de suicheo y rizado de corriente. De igual modo se mostró algunos de los requerimientos para la implementación de los esquemas de suicheo. Los resultados indican que para aplicación a baja frecuencia y alta potencia, como lo es típicamente en el caso de convertidores de potencia conectadas a empresas de suministro, el esquema de suicheo adecuado es el simétrico en la modulación de vector espacial, debido a su perdidas de suicheo insignificantes, y la lógica de implementación del esquema de disparo es el mas simple.

REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

[1] Dr. Saly George**." Pulse Width Modulation Techniques".** *AP,EED,N.I.T Calicut.*

[2] V Himamshu Prasad. **"Analysis and comparison of space vector modulation schemes for three-leg and four-leg voltage source inverters".** Thesis of Master of Science. Blacksburg, Virginia May 15, 1997.

[3] H.W. van der Broeck, H.C. Skudelny, and G.V.Stanke, **"Analysis and Realization of a Pulse Width Modulator Based on Voltage Space Vectors,"** *IEEE Trans. on Ind. App*., vol. 24, no. 1, pp. 142-150, Feb. 1988.

[4] J. Holtz. **"Power Modulation for Electric Power Conversion".** Proceeding of IEEE, Vol 82, No. 8, Aug. 1994, pp. 1194-1214.

[5] Mohan, Undeland, and Robbins, **"Power Electronics, Converters, Applications, and Design".** John Willey and Sons, 1985