

Modulación PWM

Departamento de Ingeniería Eléctrica
Universidad de Chile



Roberto Cárdenas Dobson
Ingeniero Civil Electricista, Msc. Ph.D

Este apunte ha sido desarrollado para el curso EL6009, “Electrónica de potencia y Accionamientos”. Para entender de mejor forma los conceptos discutidos en este material de apoyo, el estudiante debería estar familiarizado con los métodos de estimación espectral, particularmente la Transformada Rápida de Fourier (FFT). Adicionalmente, para entender el capítulo de modelación un buen dominio de herramientas computacionales como Matlab y Simulink es recomendable.

Modulación por ancho de pulso PWM es un área de investigación muy activa y fructífera. En este apunte se entregan solo los conceptos que, de acuerdo a mi opinión, todo curso básico de electrónica de potencia y accionamientos debería considerar. A los alumnos que quieran profundizar estos tópicos, particularmente a aquellos que disfrutan de las matemáticas, se le recomienda utilizar el libro “Pulse Width Modulation for Power Converters”, D. G. Holmes y T.A. Lipo entre otros.

El objetivo de este material es apoyar los contenidos entregados en clases. En ningún caso se ha escrito con el objetivo de que este apunte por sí solo sea autosuficiente para entender todos los conceptos requeridos en esta área.

Se recomienda imprimir este apunte utilizando una impresora láser en colores. De esta forma se entenderán en mejor forma algunas de las figuras y gráficos.

Roberto Cárdenas Dobson.
Octubre 2011

ÍNDICE

| | | |
|------|--|----|
| I. | MODULACIÓN PWM “CONVENCIONAL” | 4 |
| 1.1 | Componentes Típicos de un Variador de Frecuencia. | 5 |
| 1.2 | Modulación Utilizando Onda Cuadrada. | 8 |
| 1.3 | Modulación PWM. | 12 |
| 1.4 | Índice de Modulación, Sobremodulación e Inyección de Terceros Armónicos. | 18 |
| 1.5 | Implementación Digital, PWM Regular Asimétrico. | 24 |
| 1.6 | PWM Regular Simétrico. | 27 |
| II. | MODULACIÓN VECTORIAL (SVM) | 30 |
| 2.1 | Introducción. | 31 |
| 2.2 | Cálculo de los Ciclos de Trabajo de los Vectores. | 35 |
| 2.3 | Otras Consideraciones. | 39 |
| 2.4 | Implementación de PWM con Patrón Simétrico Doble. | 40 |
| III. | MODELAMIENTO Y SIMULACIÓN DEL ALGORITMO DE MODULACIÓN VECTORIAL | 42 |
| 3.1 | Introducción. | 43 |
| 3.2 | Simulación del Algoritmo de Modulación Vectorial utilizando MATLAB y SIMULINK. | 45 |
| 3.3 | Algunos resultados de simulación. | |
| | APÉNDICES. RUTINAS MATLAB UTILIZADAS EN ESTE APUNTE | 56 |
| | REFERENCIAS | 64 |

Capítulo I

MODULACIÓN PWM "CONVENCIONAL"

I. Modulación PWM

1.1 Componentes Típicos de un Variador de Frecuencia.

Para operar un motor de inducción a velocidad variable, se requiere de una fuente de tensión 3 ϕ balanceada que alimente la máquina con señales de voltaje y frecuencia variable [1]. El dispositivo comercial que efectúa esta función se conoce habitualmente como “variador de frecuencia” o inversor.

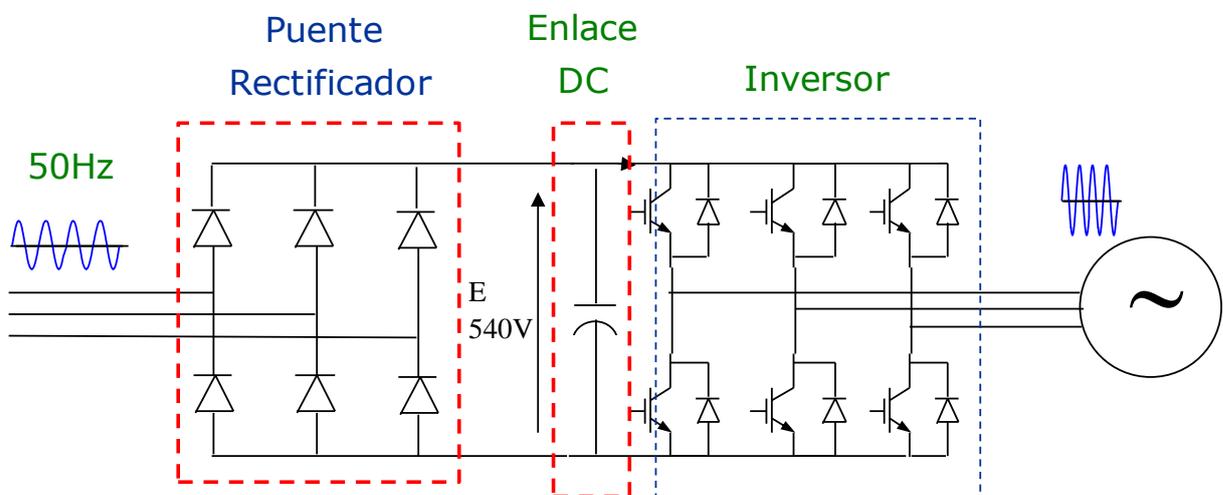


Fig. 1.1 Estructura de un inversor típico.

El variador de frecuencia de la Fig. 1.1 se divide en tres partes componentes [2]. El puente rectificador de seis pulsos que se encuentra en la entrada. El enlace de continua que se compone de condensadores electrolíticos. Estos se cargan con una tensión cercana al máximo valor de la tensión línea a línea de entrada.

La última etapa se compone de seis interruptores controlados, habitualmente IGBTs los cuales sintetizan el voltaje de magnitud y frecuencia variable que alimenta el motor de inducción. Una carga trifásica desbalanceada, pero sin componentes de secuencia cero, también se puede alimentar a la salida del variador de frecuencia mostrado en la Fig. 1.1.

Cuando se energiza el variador de frecuencia, el condensador del enlace de continua se encuentra inicialmente descargado y la corriente puede alcanzar valores muy elevados. Para

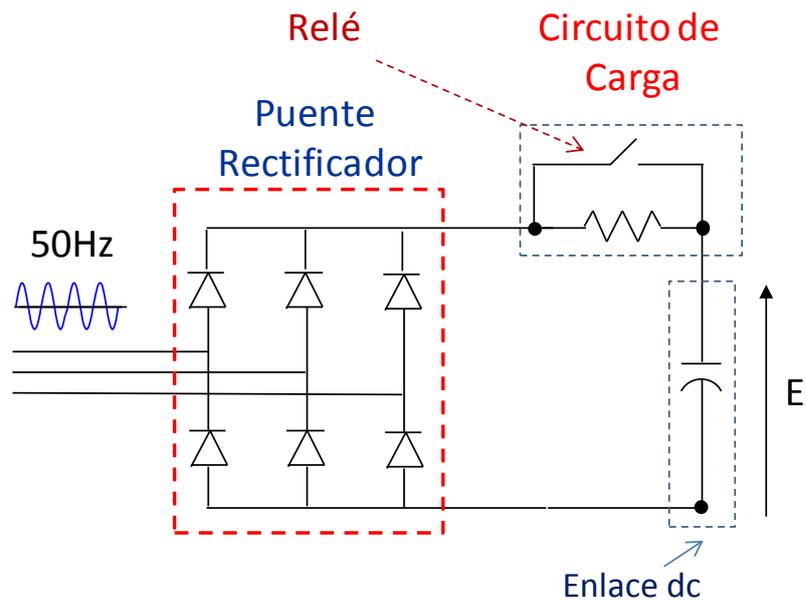


Fig. 1.2 Circuito típico de carga del condensador del enlace dc.

reducir la corriente de carga inicial se utiliza un circuito similar al que se muestra en la Fig. 1.2. Mientras el valor de tensión en el condensador sea menor a $\approx 70\%$ del valor nominal, la resistencia de carga se encuentra conectada en serie con el condensador. Cuando la tensión supera este umbral el relé cierra sus contactos y el condensador se conecta directamente a la salida del puente rectificador. Circuitos similares se pueden implementar utilizando otras topologías. En general la elección del circuito de carga puede variar dependiendo de la potencia del inversor.

Otro componente requerido en algunos variadores de frecuencia es la resistencia de frenado. Cuando una máquina se desacelera, se produce un cambio en la energía rotacional igual a:

$$\Delta E = \frac{1}{2}J(\omega_{r1}^2 - \omega_{r2}^2) \quad (1.1)$$

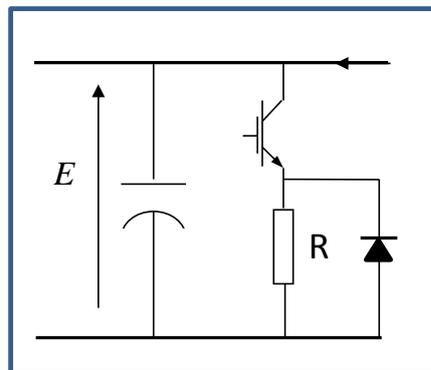
donde ω_{r1} y ω_{r2} son las velocidades inicial y final respectivamente. La potencia generada al desacelerar se puede calcular como:

$$P \approx \left(\frac{1}{2}J(\omega_{r1}^2 - \omega_{r2}^2) \right) / (t_2 - t_1) \quad (1.2)$$

la potencia generada en el proceso de frenado se entrega al inversor. Si en la entrada del variador de frecuencia existe un puente rectificador, la energía recuperada durante el frenado no puede ser suministrada a la red eléctrica. Por este motivo se produce un aumento en la tensión del enlace dc. Si se desprecian las pérdidas se tiene:

$$\frac{1}{2}C(v_2^2 - v_1^2) \approx \frac{1}{2}J(\omega_{r1}^2 - \omega_{r2}^2) \quad (1.3).$$

Por lo tanto, a menos que la energía producida al frenar la máquina se disipe, la tensión en los condensadores puede alcanzar valores mayores a los que soportan estos dispositivos. Para evitar la destrucción de los condensadores, los convertidores comerciales están protegidos y apagan todos los transistores del inversor cuando la tensión sobrepasa un determinado valor (por ejemplo 750V en el convertidor Eurotherm 584V). Otra forma de proteger los condensadores del enlace de continua, es descargar estos dispositivos cuando la tensión sobrepasa un valor predefinido. Este esquema de control se denomina habitualmente “*frenado disipativo*”.



- Para desacelerar se puede utilizar “frenado disipativo”
- Para “frenado regenerativo” se requiere un rectificador controlado en la entrada u otra topología similar.
- Si E sobrepasa $E_{nom} + \Delta E$, el transistor se cierra
- Si E se reduce a $E_{nom} - \Delta E$, el transistor se abre.
- El frenado disipativo es simple y de bajo costo pero la energía del frenado se pierde en forma de calor.

Fig. 1.3 Circuito utilizado para frenado disipativo.

Fig. 1.3. muestra un esquema de frenado disipativo. Una resistencia de frenado y un diodo volante se encuentran conectados, a través de un interruptor estático (usualmente un transistor IGBT), al terminal positivo del enlace de continua. Cuando la tensión supera el valor prefijado, el interruptor se enciende y parte de la energía almacenada se disipa en la resistencia. El disparo del IGBT típicamente se controla utilizando histéresis (también denominado control “bang-bang” en la literatura anglosajona).

1.2. Modulación Utilizando Onda Cuadrada.

En la etapa de salida del inversor se deben activar los interruptores estáticos para sintetizar el voltaje de salida. Se asume que existe un neutro ficticio “o” ubicado en el punto central de los condensadores del enlace de continua. El estudiante debe tener claro que este neutro ficticio no es real y se requiere solo para efectos de análisis matemático de la

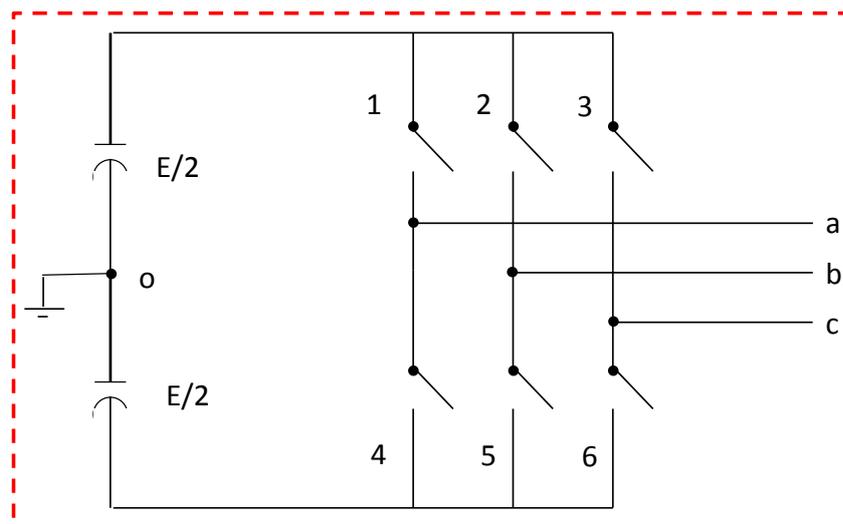


Fig. 1.4 Etapa de salida del conversor mostrado en la Fig. 1.1.

modulación. Más aun, las cargas trifásicas como motores de inducción no utilizan neutro y se alimentan con la tensión línea a línea a la salida del variador de frecuencia. En este apunte “neutro ficticio” se abrevia como NF.

Al utilizar modelación por onda cuadrada los interruptores de una “pierna” en particular (por ejemplo 1 y 6 en Fig. 1.4), son utilizados para conectar durante 180° las salidas a la tensión positiva o negativa del enlace C.C. Por lo tanto se obtienen las tensiones

v_{ao} , v_{bo} y v_{co} que se muestran en Fig. 1.5. Tres ondas cuadradas desfasadas por 120° eléctricos entre ellas.

Los variadores de frecuencia comerciales no disponen de un neutro a la salida. La carga se alimenta desde tres tensiones línea-línea que se obtienen como:

$$v_{ab} = v_{ao} - v_{bo}$$

$$v_{bc} = v_{bo} - v_{co} \tag{1.4}$$

$$v_{ac} = v_{ao} - v_{co}$$

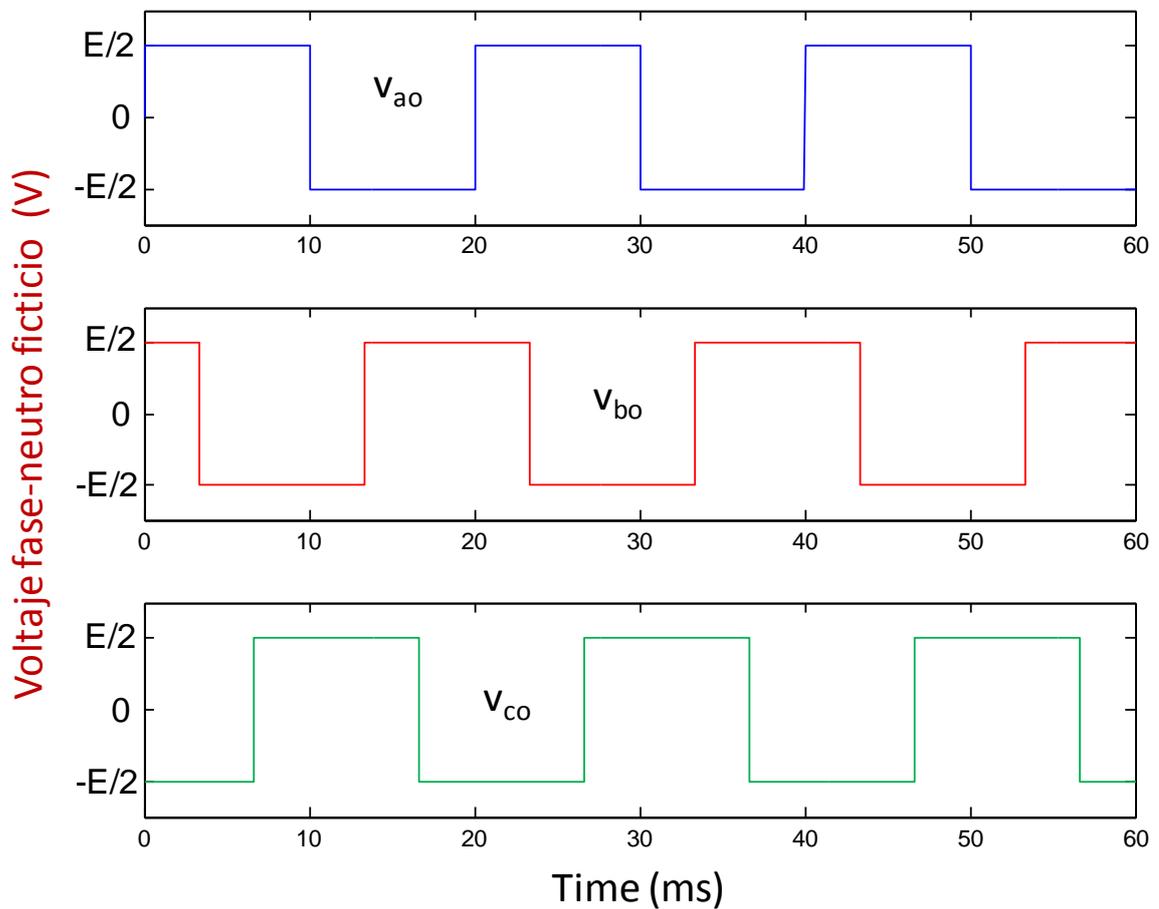


Fig. 1.5. Ondas cuadradas obtenidas entre las salidas y el neutro ficticio

Al calcular las tensiones línea a línea de la Fig. 1.5 utilizando (1.4) se obtienen las señales que se muestran en la Fig. 1.6.

Las formas de onda de la Fig. 1.6, se denominan “cuasi-cuadradas”. Las señales cuasi-cuadrada tienen alta distorsión armónica y producen torques pulsatorios en los motores de corriente alterna [3]. Sin embargo se consideran apropiadas para algunos sistemas como circuitos de calefacción o iluminación. Por este motivo ondas cuasi-cuadradas todavía se utilizan en algunos pequeños inversores, particularmente los instalados en sistemas híbridos de generación basados en energías renovables.

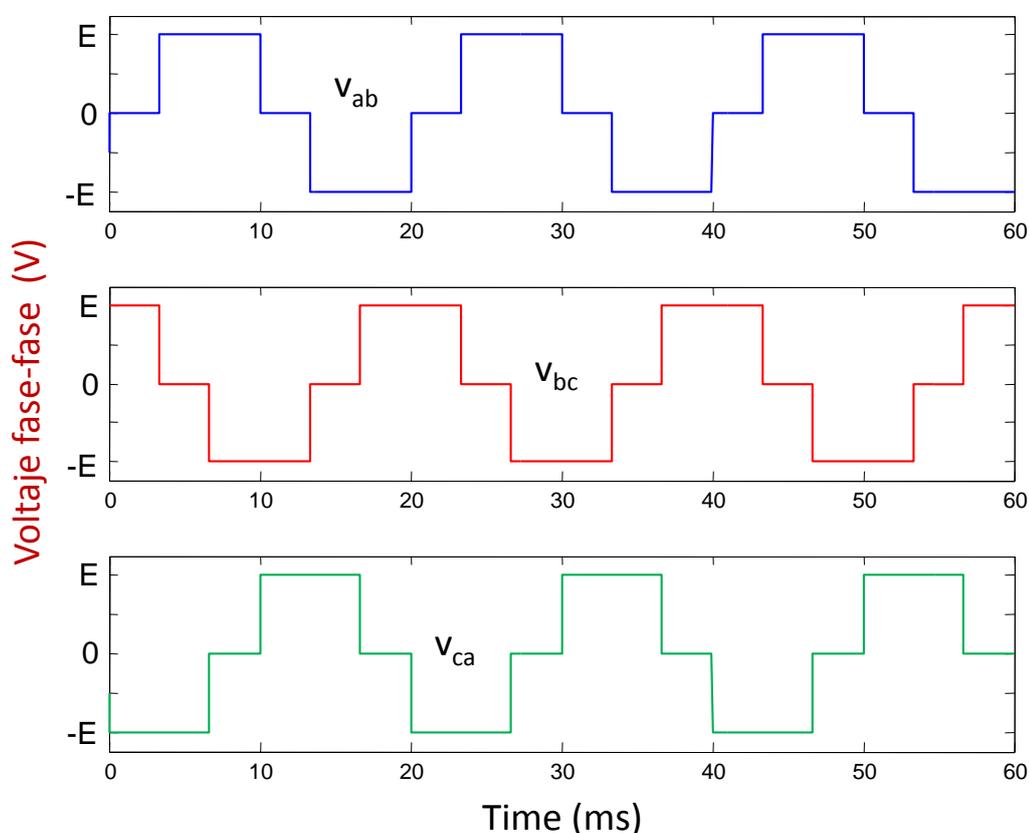


Fig. 1.6. Tensiones línea a línea correspondientes a la tensiones fase-neutro ficticio de la Fig. 1.6.

A pesar de la alta distorsión armónica existente en la onda cuasi-cuadrada, el valor de tensión en la fundamental es bastante alto. Esto se muestra en la Fig. 1.7, el valor efectivo de la fundamental alcanza a $(\sqrt{6}/\pi)E$, donde E es el voltaje total del enlace de continua. Para el caso de alimentar el rectificador de la Fig. 1.1 con 380V y asumiendo que el condensador del

enlace de continua se carga al valor máximo ($\approx 537.4V$), entonces el valor línea a línea efectivo máximo de la fundamental es 419V.

Utilizando los programas de estimación espectral, “fft_rcd” y “fft_rcd2”, cuyos códigos fuentes se encuentran en el apéndice al final de este apunte, se obtiene la estimación espectral mostrada en la Fig. 1.8. Para el cálculo del valor de THD (Total Harmonic distortion o distorsión armónica total) se utiliza la expresión:

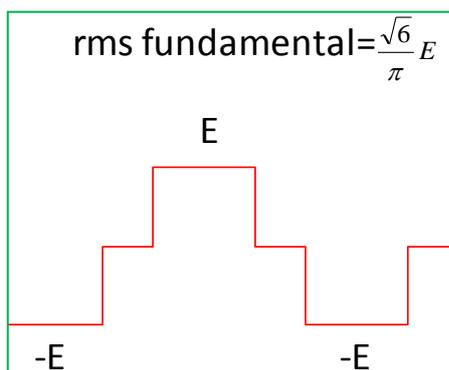
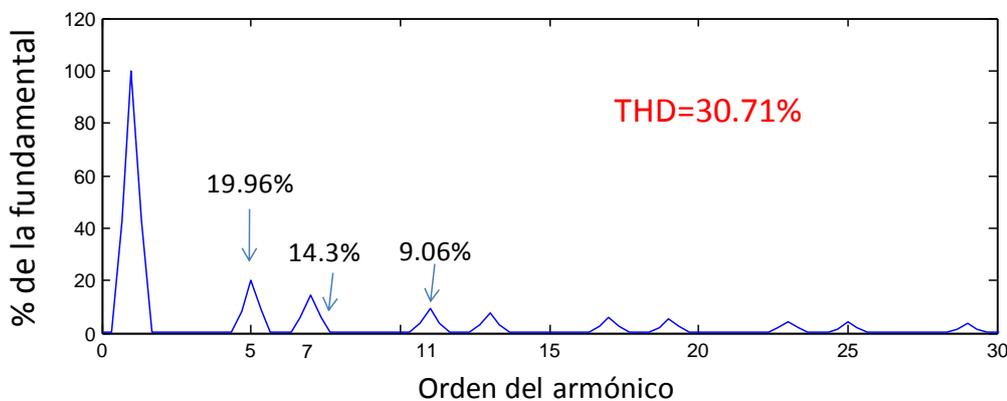


Fig. 1.7. Onda cuasi-cuadrada y valor rms de la fundamental.



| | | |
|---------------------|---------------------------|----|
| Frecuencia= 50.00 | Valor= 100.00 por ciento. | 1 |
| Frecuencia= 250.00 | Valor= 19.96 por ciento. | 5 |
| Frecuencia= 350.00 | Valor= 14.31 por ciento. | 7 |
| Frecuencia= 550.00 | Valor= 9.06 por ciento. | 11 |
| Frecuencia= 650.00 | Valor= 7.72 por ciento. | 13 |
| Frecuencia= 850.00 | Valor= 5.85 por ciento. | 17 |
| Frecuencia= 950.00 | Valor= 5.29 por ciento. | 19 |
| Frecuencia= 1150.00 | Valor= 4.32 por ciento. | 23 |

Fig. 1.8 Estimación espectral de la onda cuasi cuadrada.

$$THD = \frac{I_1}{\sqrt{I_2^2 + I_3^2 + I_4^2 + \dots + I_n^2}} \quad (1.5)$$

Donde I_1 es el valor de la fundamental e I_2, I_3, \dots, I_n corresponde al valor de los armónicos de orden mayor a 1 que se encuentren en la señal. Para la onda cuasi-cuadrada de la Fig. 1.6 el valor de THD es de aproximadamente 31% [1], [4].

Debido a la acción de filtrado que producen las impedancias series de una máquina de corriente alterna, los armónicos de menor orden en el voltaje producen mayor distorsión en las corrientes de estator, particularmente cuando la máquina opera a baja. En la Fig. 1.8 el 5to armónico de la tensión línea a genera una parte importante de la distorsión armónica en las corrientes de línea. Esta corriente de 5to armónico produce torques pulsantes que pueden afectar la vida útil los elementos mecánicos conectados al eje de la máquina, por ejemplo las cajas de engranajes utilizadas en sistemas eólicos. Además de lo anterior, los armónicos de baja frecuencia pueden aumentar las pérdidas totales de la máquina y ocasionar *derating* del sistema [2][3].

En general debido a la alta distorsión armónica producida por las ondas cuasi cuadradas, este tipo de señales se consideran inapropiada para alimentar máquinas eléctricas.

1.3 Modulación PWM.

Para reducir la distorsión de baja frecuencia en las corrientes de la máquina conectada a la salida del variador de frecuencia, existen varios métodos de modulación publicados en la literatura especializada. A juicio del autor entre los más importantes se encuentran:

- a) Modulación PWM “convencional” en que se compara una onda sinusoidal con una onda triangular [2]. En la literatura de habla inglesa se conoce este método como “*weighted sine*”, lo que podría traducirse como “onda sinusoidal pesada”.
- b) Modulación vectorial [5]. Este método produce resultados similares al PWM convencional con inyección de armónicos de secuencia cero presentado en sección 1.4. En la literatura anglosajona este método se denomina “*Space Vector Modulation*” o SVM.

- c) Control por corriente [2]. En esta metodología las corriente de fase del motor son habitualmente sintetizadas utilizando control *bang-bang* de la tensión fase-NF de salida. Este método no requiere controladores de corriente, pero tiene alguna de las desventajas propias de los controladores de histéresis. Por ejemplo frecuencia de switching variable.
- d) Otros métodos, por ejemplo PWM con eliminación selectiva de armónicos[6-8].

Solo los métodos a) y b) son discutidos en este apunte. Los métodos de modulación de los puntos c) y d) se discuten en [2], [6-8].

La estrategia de onda sinusoidal pesada denominada “*PWM por muestreo natural*”. se presenta en la Fig. 1.9. En el caso del muestreo natural la implementación es analógica y las

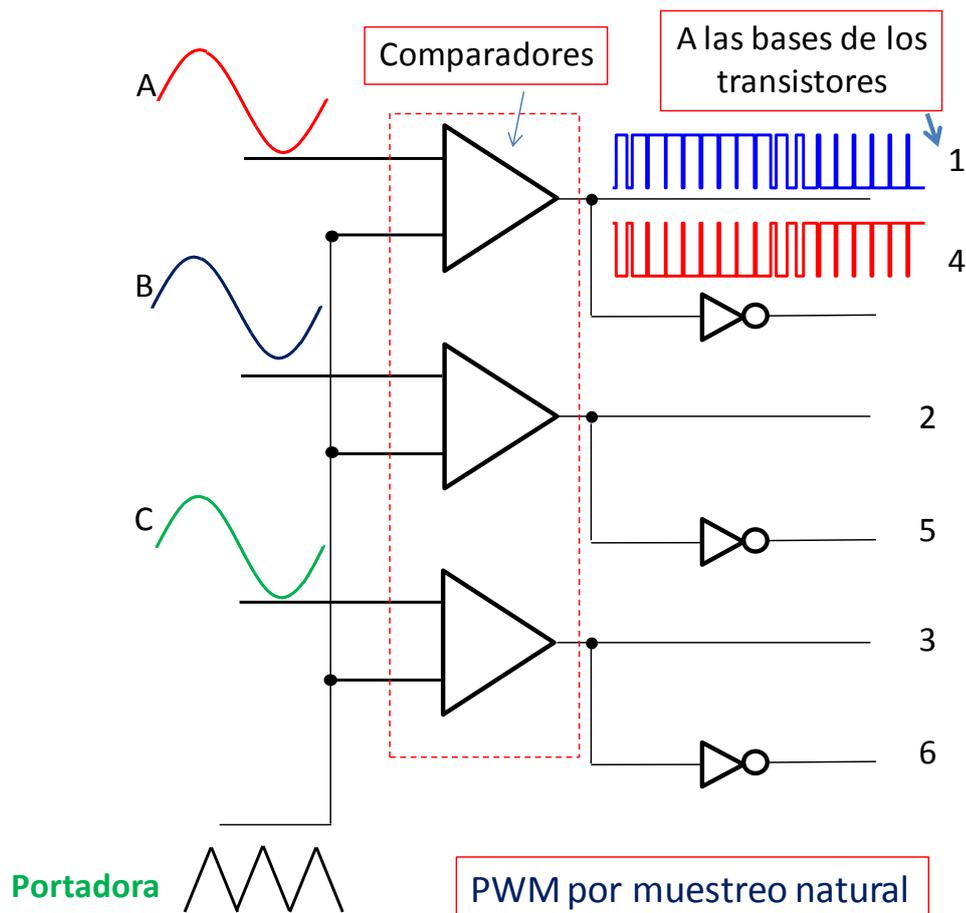


Fig. 1.9. Esquema de modulación por onda sinusoidal pesada.

señales que se envían a los interruptores de una determinada pierna son complementarias. Es decir cuando se dispara el interruptor “1”, el interruptor “2” se apaga de forma de evitar cortocircuitar el enlace de continua (ver Fig. 1.4).

Los pulsos de disparo se obtienen comparando las señales fase-NF a sintetizar con una onda triangular de frecuencia f_{sw} , donde f_{sw} es denominada “frecuencia de switching”. En general, para reducir la distorsión armónica en las corriente de línea, f_{sw} debe ser muy superior a la frecuencia f_e de la fundamental. Para los variadores de frecuencia modernos, frecuencias de switching en el orden de 3kHz a 10kHz son comunes. Sin embargo en potencias del orden de 1-2 MW, frecuencias de switching del orden de 1kHz o menores son utilizadas. Esto se debe a que las pérdidas de conmutación son altas en este rango de potencia, limitando el valor máximo de f_{sw} a utilizar.

A mayores potencias, cuando la frecuencia de switching a utilizar es demasiado baja, puede ser necesario recurrir a otras metodologías de modulación. Por ejemplo eliminación óptima de armónicos de baja frecuencia [7].

La onda denominada “portadora” en la Fig. 1.9 varía entre $-E/2$ y $E/2$. En la Fig. 1.10 se muestran la onda portadora y la onda modulante en el mismo gráfico. En este caso se asume que la tensión $E/2$ es de 300V. Fig. 1.11 muestra en forma amplificada un sector de la Fig. 1.10. La señal a modular es comparada con la portadora. Cuando la portadora es menor a la señal a modular, la salida de la pierna (con respecto al neutro ficticio) se lleva a un valor de $E/2$ lo que es equivalente a disparar el interruptor de la parte superior y apagar el que se encuentra en la parte inferior. En el otro caso, cuando la señal portadora es mayor a la señal a sintetizar, la salida de la pierna es $-E/2$, lo que equivale a disparar el interruptor inferior y apagar el superior. Nótese en la Fig. 1.11 que los pulsos son más anchos a medida que la tensión a sintetizar es mayor.

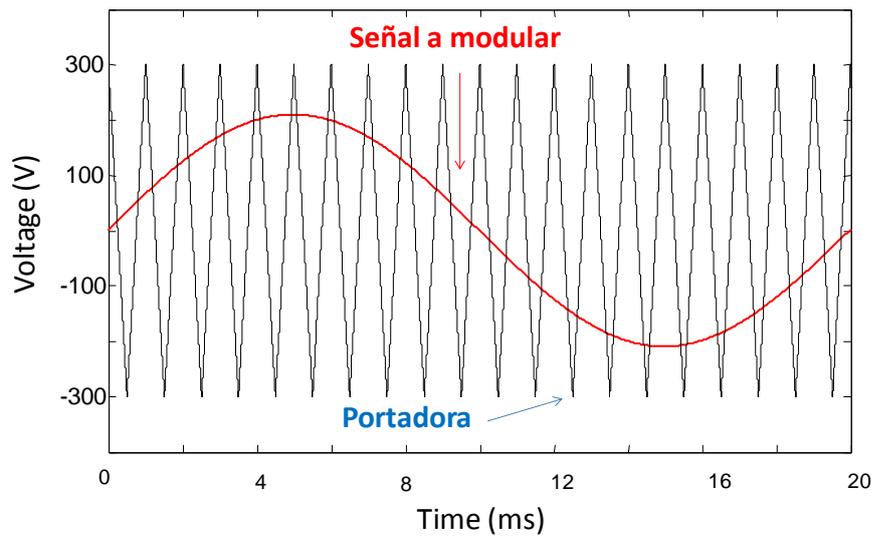


Fig. 1.10 Señal a modular y la onda portadora.

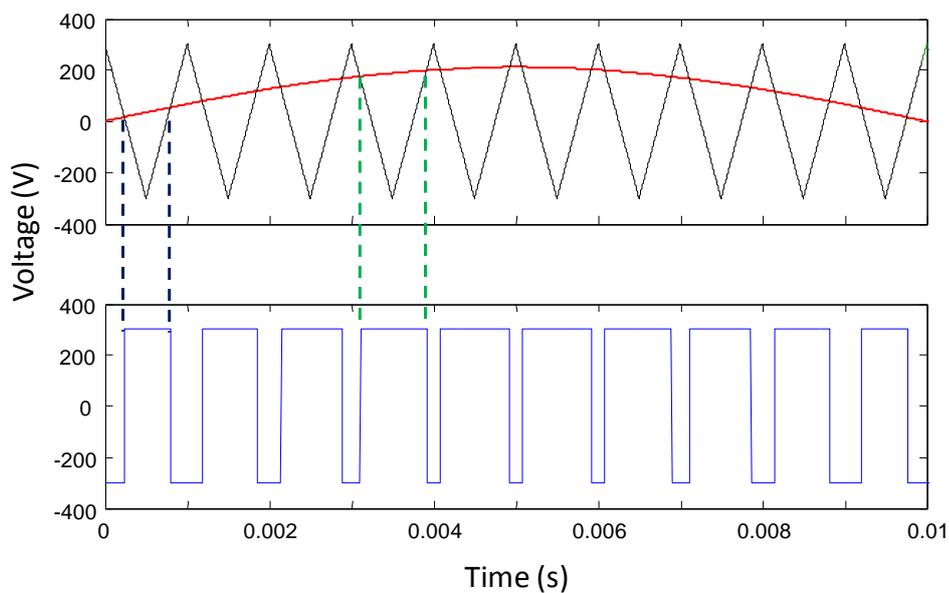


Fig. 1.11 Vista ampliada de la Fig. 1.10.

La estimación espectral de la onda de salida (fase con respecto a NF) se muestra en la Fig. 1.12. Para este caso se asume una frecuencia fundamental de $f_e=50\text{Hz}$ y $f_{sw}=1\text{kHz}$. Como se muestra en este gráfico, los armónicos se encuentran en los alrededores de la frecuencia de switching y sus múltiplos enteros ($f_{sw}=20f_e$). No existen armónicos de orden 5,7,11,13, etc. en las salidas. La magnitud de los armónicos de voltaje es alta, pero debido a que estos se

encuentran en una región de alta frecuencia es relativamente simple filtrarlos. Por ejemplo, si un filtro pasabajo de 150Hz con la función de transferencia:

$$G(s) = \frac{\omega_c}{s + \omega_c} \quad (1.6)$$

se aplica a la salida del inversor, se obtiene la forma de onda que se muestra en la Fig. 1.13.

Fig. 1.14 muestra la estimación espectral correspondiente a la forma de onda de la Fig. 1.13. Al comparar la Fig. 1.12 con la Fig. 1.14 se concluye que los componentes espectrales cercanos a la frecuencia de switching han sido atenuados significativamente.

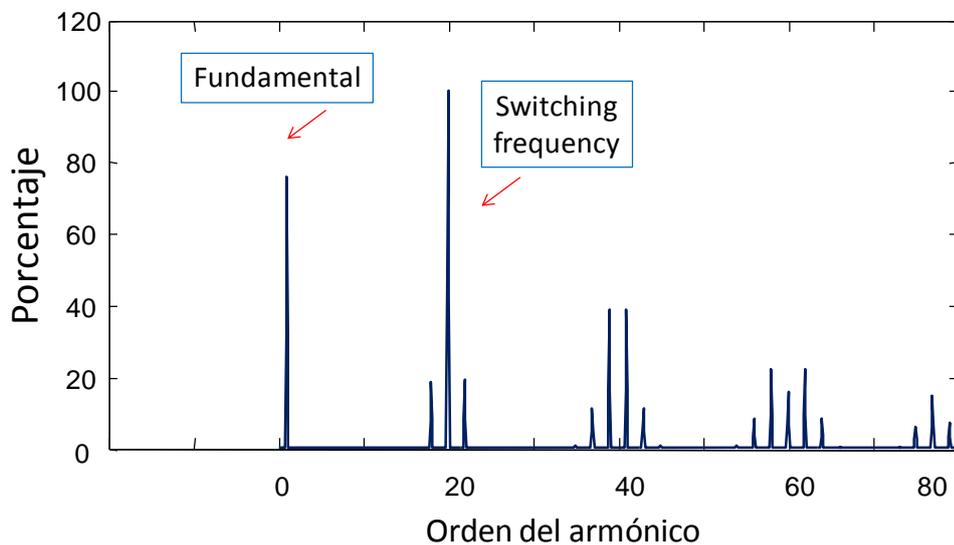


Fig. 1.12. Estimación de la onda sintetizada.

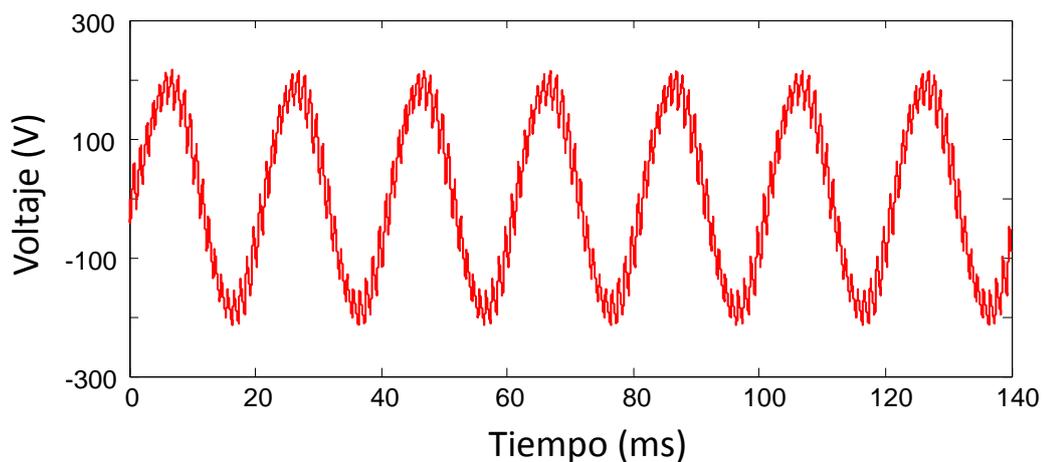


Fig. 1.13. Onda filtrada con una frecuencia de corte de 150Hz.

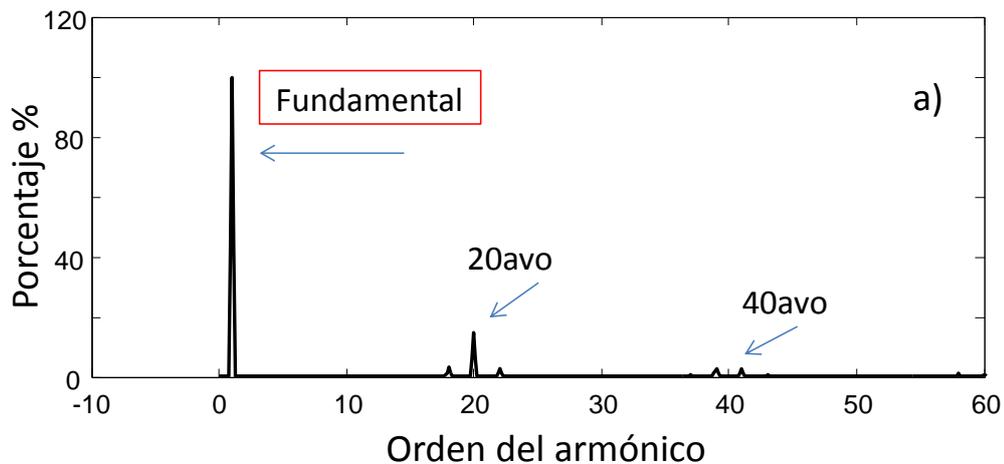


Fig. 1.14. Estimación espectral correspondiente a la forma de onda de la Fig. 1.13.

La acción de filtro pasabajo es producidas por la impedancias series de naturaleza inductiva que poseen las máquinas eléctricas. Habitualmente no es necesario conectar un filtro de potencia a la salida del variador para obtener corrientes sinusoidales de baja distorsión armónica. Si menor THD es requerido, se recomienda aumentar la frecuencia de switching f_{sw} .

En general el análisis desarrollado en esta sección considera que la tensión del enlace de continua es estable y sin oscilaciones. En aplicaciones reales la tensión aplicada al circuito rectificador de entrada (ver Fig. 1.1) puede estar desbalanceada y esto implica la aparición de un segundo armónico de la red en la tensión E . Adicionalmente, si el banco de condensadores electrolíticos no tiene la capacidad requerida, existe un armónico de seis veces la frecuencia de la red en la tensión E .

Si no se utilizan los métodos de compensación adecuados en el algoritmo de modulación, los armónicos en la tensión del enlace de continua pueden generar armónicos adicionales en la tensión sintetizada a la salida del inversor [9][10]. Adicionalmente, en los inversores comerciales se utiliza un “tiempo muerto” (denominado *dwel-time* o *dead-time* en la literatura anglosajona) entre el encendido de un interruptor y la apertura del otro en una pierna determinada [10][11].

Si el interruptor 1 (ver Fig. 1.4 y Fig. 1.16) se dispara y el 4 se apaga, la señal de cierre del interruptor 1 se entregará con un retardo de t_d μ s, con respecto a la señal de apertura

del interruptor 4. Este tiempo t_d evita que se produzca un cortocircuito en el enlace de continua, en el caso de que el interruptor 1 se active antes de que el 4 termine de apagarse. El retardo t_d depende del tiempo de apagado del interruptor estático que se esté utilizando. Por ejemplo un tiempo muerto t_d de 2-5 μ s es suficiente para un sistema típico basado en IGBTs, aunque lo correcto es verificar en la hoja de datos.

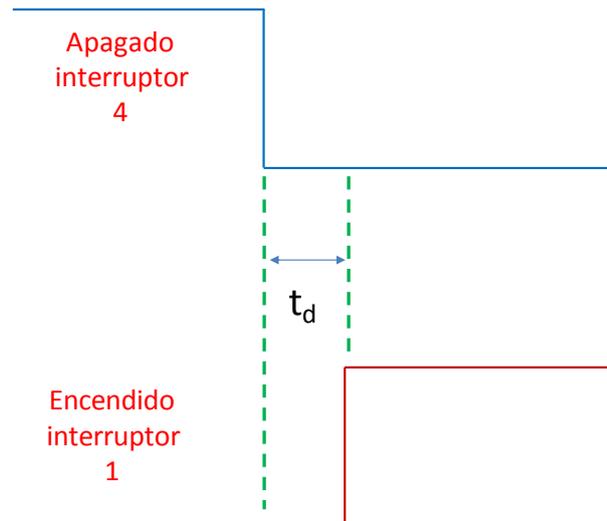


Fig. 1.15. Aplicación de tiempo muerto entre los interruptores que se encuentran en la misma pierna.

El efecto del tiempo muerto no compensado es una distorsión adicional producida en la modulación PWM [2]. Los tiempos en que un transistor permanece encendido se acortan en t_d , tal como se muestra en la Fig. 1.15. En general esta distorsión no es muy importante cuando se opera con un alto índice de modulación. Sin embargo cuando el motor opera a baja velocidad, con una baja contra fuerza electromotriz, la distorsión porcentual introducida por el tiempo muerto es mayor.

1.4. Índice de Modulación, Sobremodulación e Inyección de Terceros Armónicos.

El índice de modulación se define como:

$$m = \frac{2V_m}{E} \quad (1.7)$$

donde V_m es el valor máximo de la fundamental en la onda a sintetizar y E es la tensión en el enlace de continua. En general el límite máximo del índice de modulación, cuando no se considera la inyección de terceros armónicos es 1. Cuando este límite se sobrepasa, se produce sobremodulación, lo que implica que la onda tiene mayor similitud con una onda cuadrada en el sector en que la onda a sintetizar es mayor que la portadora. Por ejemplo, la Fig. 1.16 muestra la forma de onda obtenida cuando se utiliza un índice de modulación de 1.4.

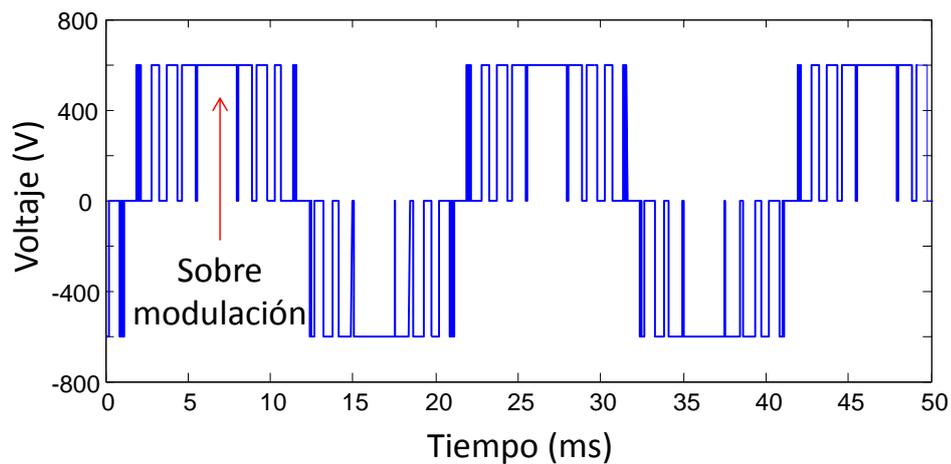


Fig. 1.16. Modulación con $m=1.4$.

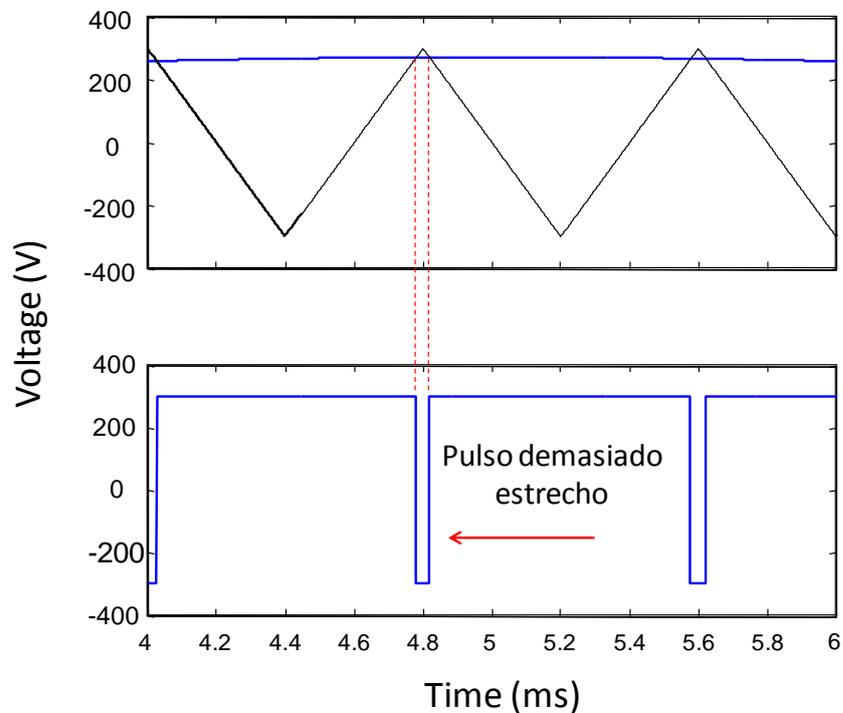


Fig. 1.17. Ejemplo de eliminación de pulso de corta duración o “pulse dropping”.

Para la forma de onda mostrada en este gráfico (voltaje línea a línea), el 5to armónico alcanza el valor de $\approx 3\%$. Esto se debe a que en la parte superior de la onda, cuando $m > 1$, la salida de la fase respectiva alcanza $E/2$ (o $-E/2$) y se mantiene en ese valor.

Además de sobremodulación, otros problemas pueden ocasionar distorsión similar en la onda. Por ejemplo los pulsos de muy corta duración, de un tiempo menor al necesario para encender/apagar el transistor son usualmente eliminados del PWM. El pulso de la Fig. 1.17 podría no ser suficientemente ancho para operar con algunas tecnologías de interruptores estáticos (un transistor bipolar requiere un pulso mínimo de $\approx 15\mu\text{s}$ o más). Al eliminarse los pulsos de corta duración, significa que la sobremodulación comienza a producirse incluso cuando la onda a sintetizar tiene un valor máximo menor a $E/2$.

Una de las desventajas principales del PWM convencional es que el voltaje de entrada al inversor es mayor al voltaje de salida máximo aplicable al motor. Por ejemplo al alimentar el inversor con 380V se logra una tensión máxima en el enlace dc de 537V. Esto significa que la tensión máxima fase-NF de la fundamental de salida ($m=1$) es $537/2 \approx 269$, correspondiente a un valor efectivo de $\approx 190\text{V}$ fase-NF. Por lo tanto si se opera el inversor sin sobremodular (de lo contrario se producen armónicos de baja frecuencia en la salida), la tensión de salida se reduce en aproximadamente 14% (base 220V). Esta reducción del voltaje máximo disponible, implica que la máquina de inducción requiere operar a flujo debilitado para alcanzar la velocidad rotacional nominal. Como se discute en el apunte “Control Vectorial de Máquinas de Inducción Jaula de Ardilla”, operar un motor a flujo debilitado implica que la máquina no puede entregar torque nominal a la carga.

Unas de las técnicas utilizadas para aumentar el índice de modulación consiste en la inyección de armónicos de secuencia cero a cada una de las tensiones fase-NF a modular [2], [12-14]. En este caso la tensión a comparar con la portadora triangular reduce su valor máximo y es posible obtener un índice de modulación máximo $m = 2/\sqrt{3}$.

Fig. 1.18 muestra la forma de aumentar el índice de modulación considerando inyección de terceros armónicos. Figs. 1.18a y b muestran las tensiones con respecto al neutro ficticio V_a y V_b . Adicionalmente en estas figuras se muestran señales de tres veces la frecuencia fundamental (terceros armónicos) las cuales se encuentran en fase entre ellas.

20

Cuando el tercer armónico se suma a la tensión fase-NF se obtiene una forma de onda “plana” en la parte superior (ver Fig. 1.18c). Esto permite modular la onda sin sobrepasar los límites de la onda portadora. El motor de inducción se alimenta con tensiones línea a línea. Debido a que los terceros armónicos se encuentran en fase (ver Figs. 1.18a y b), se eliminan cuando se restan las tensiones entre dos fases, por ejemplo al calcular $v_{ab} = v_{ao} - v_{bo}$. Por este motivo los componentes de secuencia cero no afectan la operación de la máquina.

Para aumentar el índice de modulación existe una fórmula sencilla que permite obtener a la salida del variador una señal fundamental fase-NF de $v = 2E/\sqrt{3}$. En este caso no solo terceros armónicos son utilizados sino que también los armónicos de secuencia cero de orden 9, 15, 21 etc. Este método de inyección de armónicos de secuencia cero se encuentra

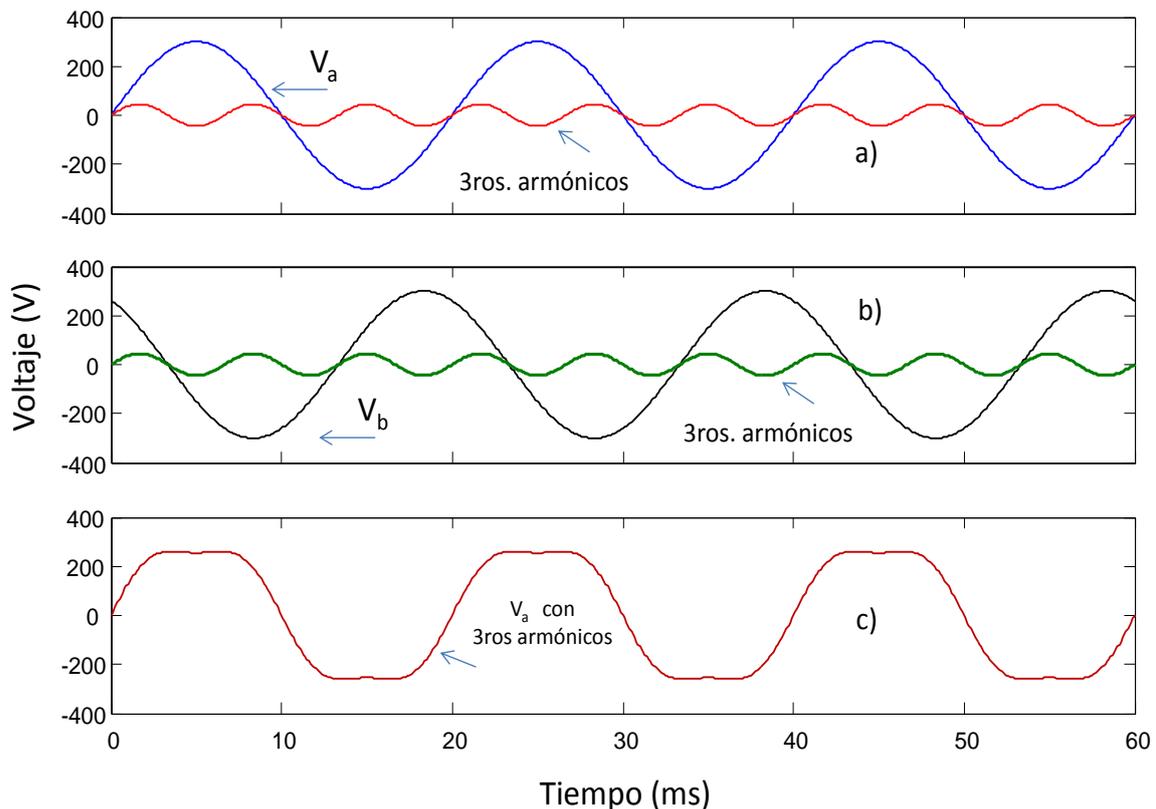


Fig. 1.18. Onda fase-neutro ficticio, considerando la inyección de terceros armónicos. a) Fundamental sin distorsión de la fase a y terceros armónicos. b) Fundamental sin distorsión de la fase b y terceros armónicos. c) Forma de onda de la tensión en la fase a + tercer armónico.

publicado en la literatura y corresponde a [2]:

$$\begin{aligned} v'_{ao} &= v_{ao} - v_o \\ v'_{bo} &= v_{bo} - v_o \\ v'_{co} &= v_{co} - v_o \end{aligned} \quad (1.8)$$

$$v_o = \frac{\max(v_{ao}+v_{bo}+v_{co})+\min(v_{ao}+v_{bo}+v_{co})}{2} \quad (1.9)$$

Al efectuar implementación digital de (1.9), en cada instante de muestreo se busca el mínimo y el máximo de las señales a modular. Con estos valores se calcula el valor de la tensión de secuencia cero (v_o) que debe ser inyectada para obtener v'_{ao} , v'_{bo} y v'_{co} .

Utilizando un sencillo programa de simulación es posible obtener los resultados que se muestran en la Fig. 1.19. En este gráfico el valor $E/2$ se representa como uno en por unidad. La onda a modular contiene los armónicos de secuencia cero y una fundamental de amplitud $2/\sqrt{3} \approx 1.1547$. El valor máximo considerando la fundamental y los armónicos de secuencia cero no supera $E/2$ y por lo tanto no existe sobremodulación a pesar de que la tensión fundamental tiene un valor total de 1.1547. La señal de salida correspondiente a la Fig. 1.19 se muestra en la Fig. 1.20.

La Fig. 1.21a muestra la tensión de la fase a, incluyendo armónicos de secuencia cero y la Fig. 1.21b muestra la estimación espectral. La señal de la Fig. 1.21a contiene terceros, novenos y otros armónicos de secuencia cero. Armónicos de secuencia cero de orden superior también se encuentran en la señal de la Fig. 1.21a, pero en valores pequeños casi indetectables para la rutina de estimación espectral utilizada en este apunte.

Al utilizarse (1.9) se aumenta en 15.47% el valor de la fundamental obtenida. Si la entrada al variador de frecuencia es 220V efectivos fase-neutro, la salida máxima es $190(2/\sqrt{3}) \approx 219$ V efectivos. Por lo tanto el variador de frecuencia se comporta como un “transformador” de razón cercana a 1:1.

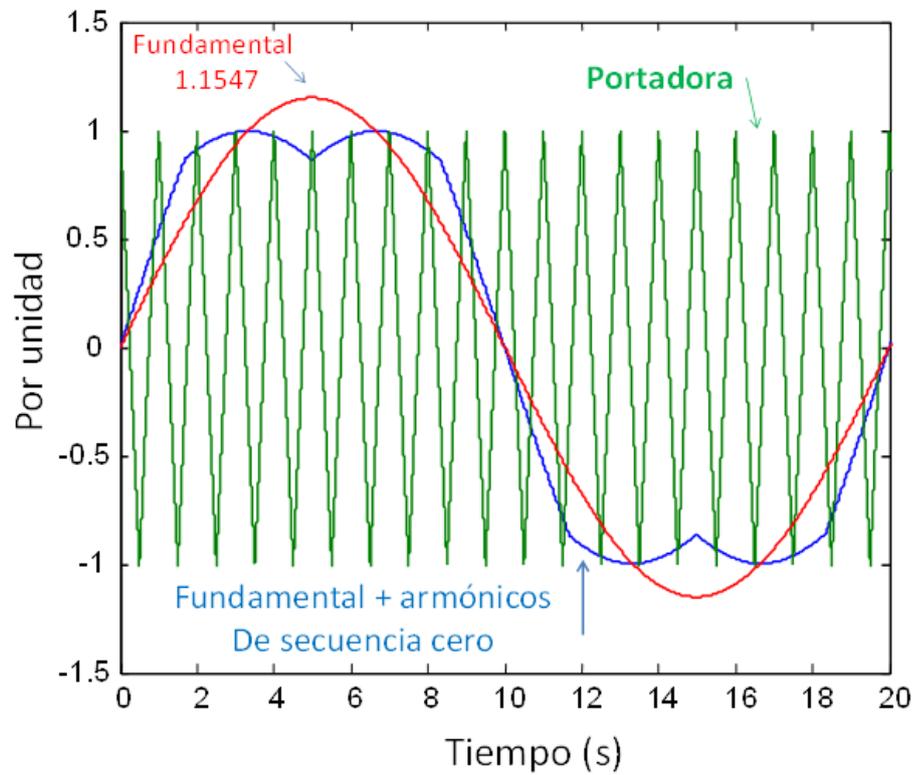


Fig. 1.19. Formas de onda fase-neutro ficticio, considerando la inyección de terceros armónicos.

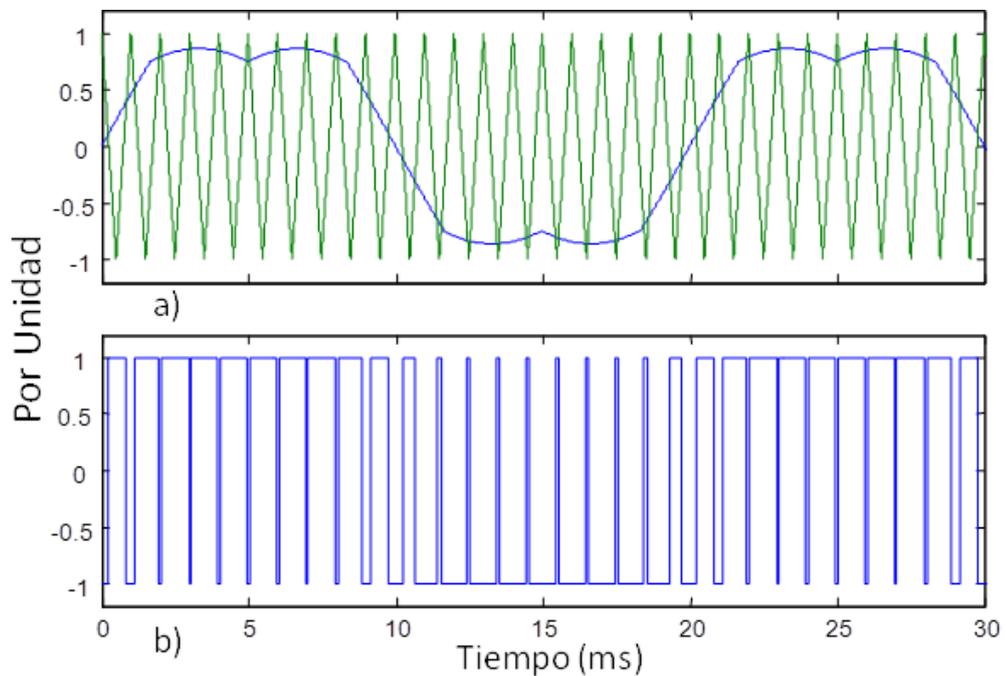


Fig. 1.20. Modulación obtenida utilizando los armónicos de secuencia cero.

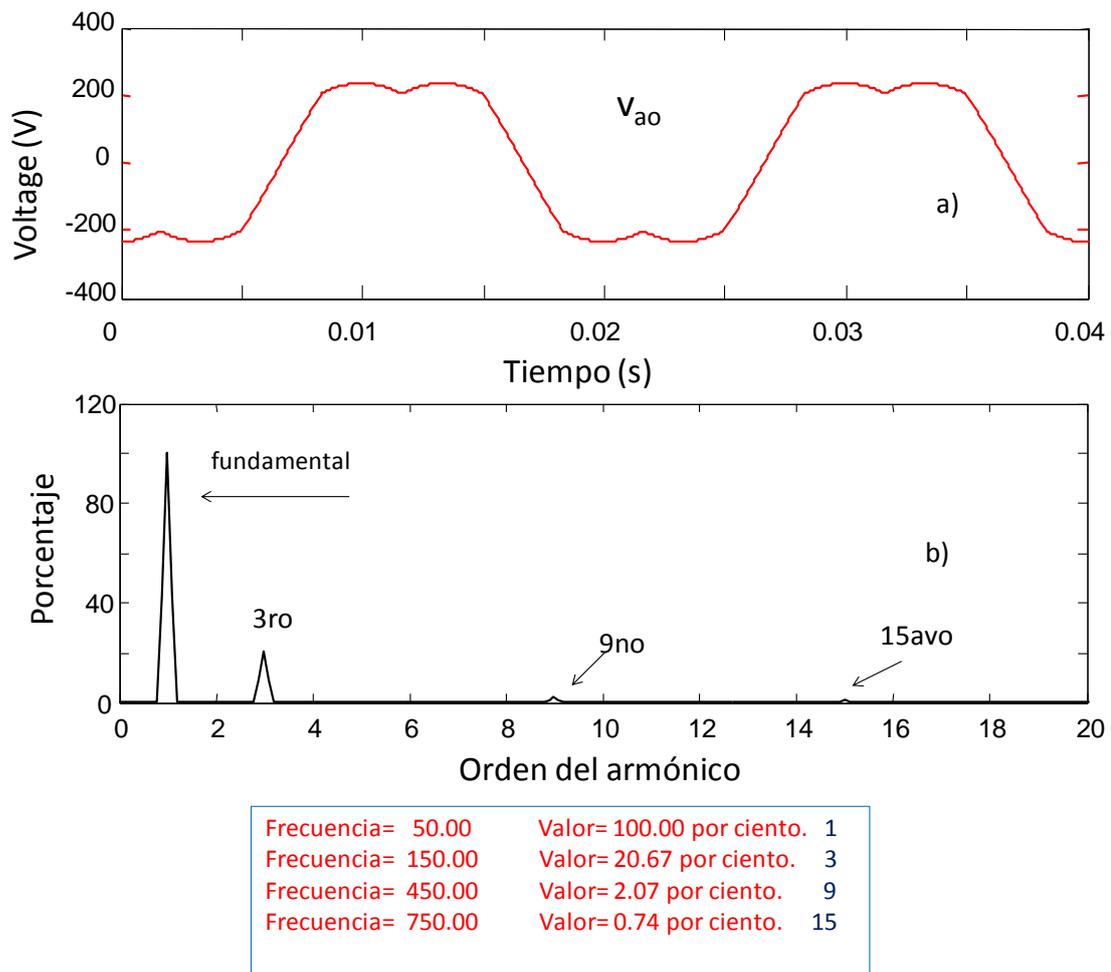


Fig. 1.21. Señal con armónicos de secuencia cero y su estimación espectral.

1.5 Implementación Digital, PWM Regular Asimétrico

La implementación de un esquema de PWM por muestreo natural se muestra la Fig. 1.9. Esta implementación es analógica y es inapropiada para procesadores digitales como DSP y microcontroladores. En este apunte dos metodologías de implementación digital son discutidas. Estas se denominan PWM regular asimétrico y PWM regular simétrico [1], [2], [15]

La implementación de un PWM regular asimétrico se muestra en la Fig. 1.22. Cada $T_s/2$ se muestrea la señal a modular, la que se mantiene constante durante el cálculo. En la

Fig 1.22 se asume una señal sinusoidal, pero señales de otro tipo (por ejemplo considerando inyección de armónicos de secuencia cero) pueden ser sintetizadas.

El algoritmo regular asimétrico calcula la intersección de la señal muestreada con la rampa positiva y negativa de la portadora. Asumiendo que los límites de la señal triangular son $-E/2$ y $E/2$. La ecuación de la rampa de bajada de la señal portadora es:

$$v = -2 \frac{E}{T_s} t + \frac{E}{2} \quad (1.10)$$

De la misma forma la ecuación de la rampa positiva de la señal portadora se calcula como:

$$v = 2 \frac{E}{T_s} t - \frac{E}{2} \quad (1.11)$$

Donde el tiempo t es medido desde el instante de muestreo de la señal a modular.

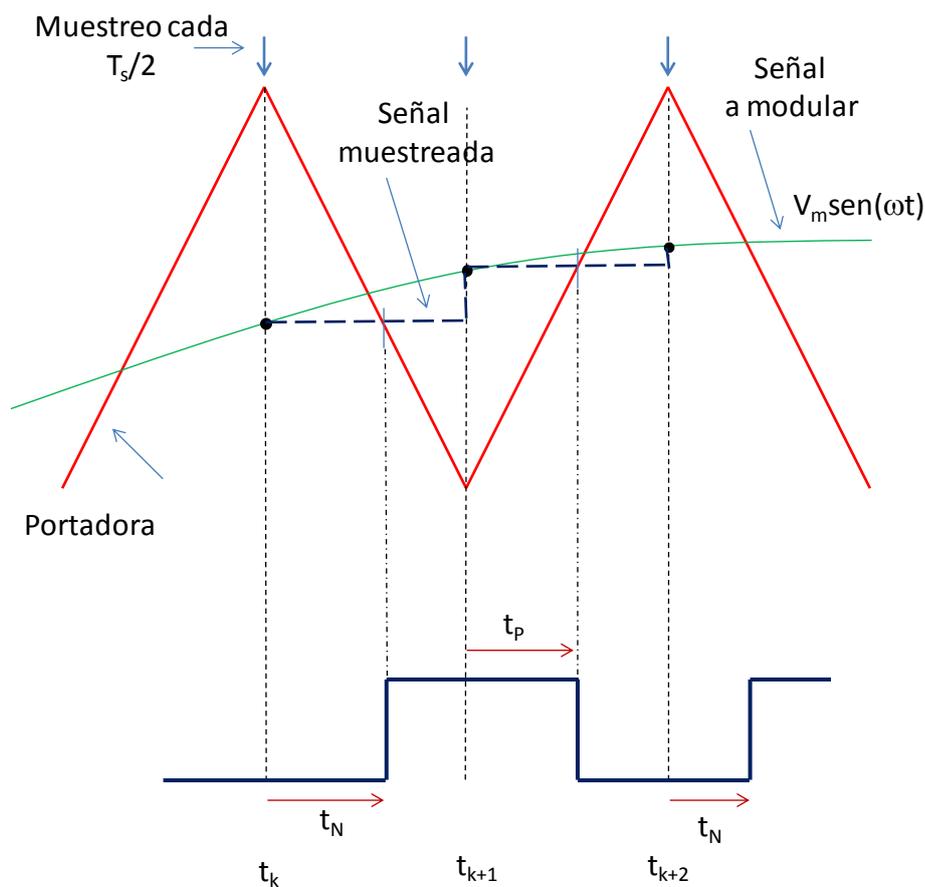


Fig. 1.22. PWM regular asimétrico.

Utilizando (1.10) es relativamente simple calcular el valor de t_N , el punto de intersección de la señal muestreada con la rampa de bajada de la señal portadora. Asumiendo que la tensión muestreada en t_k es v_k , se tiene:

$$t_N = \frac{T_s}{2} \left(\frac{1}{2} - \frac{v_k}{E} \right) \quad (1.12)$$

En la parte inferior de la Fig.1.22 se muestra una onda cuadrada que oscila entre cero y uno. El valor lógico de “1” implica que la salida con respecto al neutro ficticio se conecta a $E/2$. El valor lógico “0” implica que la salida se conecta a $-E/2$. Por lo tanto en t_N se produce la primera transición desde $-E/2$ a $E/2$ en la fase respectiva.

En la próxima muestra correspondiente a $t=t_{k+1}$ se calcula el tiempo t_p correspondiente al punto en que la muestra v_{k+1} de la señal a sintetizar se intersecta con la rampa ascendente de la señal portadora. Asumiendo que la tensión muestreada en t_{k+1} es v_{k+1} , se tiene:

$$t_p = \frac{T_s}{2} \left(\frac{1}{2} + \frac{v_{k+1}}{E} \right) \quad (1.13)$$

Si es que no existe sobremodulación, los límites de v_k y v_{k+1} son:

$$(v_k, v_{k+1}) \rightarrow \left[\frac{-E}{2}, \frac{E}{2} \right] \quad (1.14)$$

Utilizando (1.12) y (1.13) es posible calcular el tiempo t_N para la transición desde $-E/2$ a $E/2$ y luego el tiempo t_p para efectuar la transición desde $E/2$ a $-E/2$. Los tiempos calculados deben ser implementados en contadores/temporizadores digitales. La tendencia moderna en control digital de convertidores PWM y máquinas rotatorias, es utilizar FPGAs (Field programmable gate arrays) para implementar el hardware digital necesario para obtener los retardos de tiempo t_N y t_p . Finalmente circuitos lógicos implementados en la FPGA son utilizados para disparar los transistores de la etapa inversora.

Existe una expresión alternativa a (1.12) y (1.13), que es habitualmente utilizada en la literatura especializada. Las tensiones v_k y v_{k+1} pueden obtenerse en función del índice de modulación como:

$$t_N = \frac{T_s}{4}(1 - m \sin(\omega t_k)) \quad (1.15)$$

$$t_p = \frac{T_s}{4}(1 + m \sin(\omega t_{k+1})) \quad (1.16)$$

Donde m es el índice de modulación definido de acuerdo a (1.7). Las tensiones v_k y v_{k+1} se calculan como:

$$v_k = v_m \sin(\omega t_k)$$

$$v_{k+1} = v_m \sin(\omega t_{k+1}) \quad (1.17)$$

1.6 PWM Regular Simétrico

El algoritmo del PWM regular simétrico se basa en el esquema mostrado en la Fig. 1.23. En este caso la frecuencia de muestreo es igual a la frecuencia de switching. Los puntos de intersección de la señal v_k con las pendientes negativas y positivas de la señal portadora se calculan como:

$$t = \frac{T_s}{2} \left(\frac{1}{2} - \frac{v_k}{E} \right) \quad (1.18)$$

$$t_p = \frac{T_s}{2} \left(1 + \frac{2v_k}{E} \right) \quad (1.19)$$

Utilizando el índice de modulación m , las expresiones (1.18) y (1.19) se pueden escribir como:

$$t = \frac{T_s}{4}(1 - m \sin(\omega t_k)) \quad (1.20)$$

$$t_p = \frac{T_s}{2}(1 + m \sin(\omega t_k)) \quad (1.21)$$

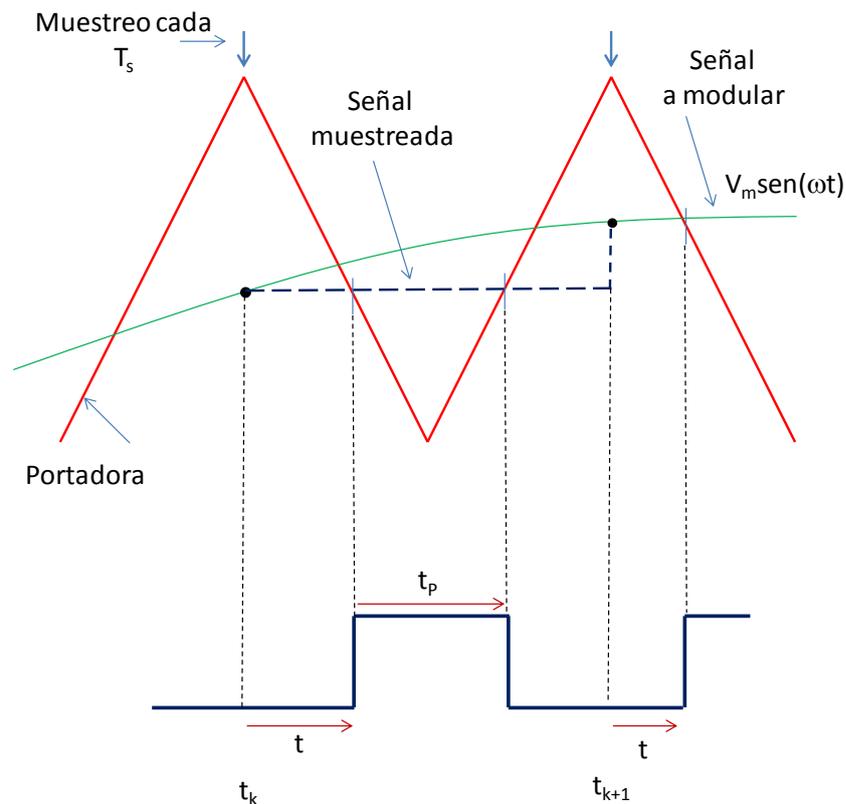


Fig. 1.23. PWM regular simétrico.

Nuevamente el valor lógico “1” significa que la tensión fase-NF respectiva es $E/2$. Al contrario, cuando el valor lógico es “0” significa que la tensión fase-NF es $-E/2$ (ver señal cuadrada en la parte inferior de la Fig. 1.23).

El PWM regular simétrico tiene ventajas y desventajas cuando se compara con el PWM regular asimétrico. En el PWM regular asimétrico se efectúan los cálculos cada $T_s/2$, lo que implica una mayor carga para el procesador, pero se obtiene una representación digital más precisa de la señal a modular (ver Fig. 1.24).

El PWM simétrico se muestrea una vez por ciclo de la señal portadora y su carga computacional, en términos de multiplicaciones y divisiones por periodo de muestreo es la mitad de aquella obtenida en el PWM regular asimétrico. Sin embargo al muestrear solo una vez por ciclo el PWM digital utiliza una representación menos precisa de la señal a modular. Las diferencias de las señales a modular con PWM regular simétrico y regular asimétrico se muestran en la Fig. 1.24.

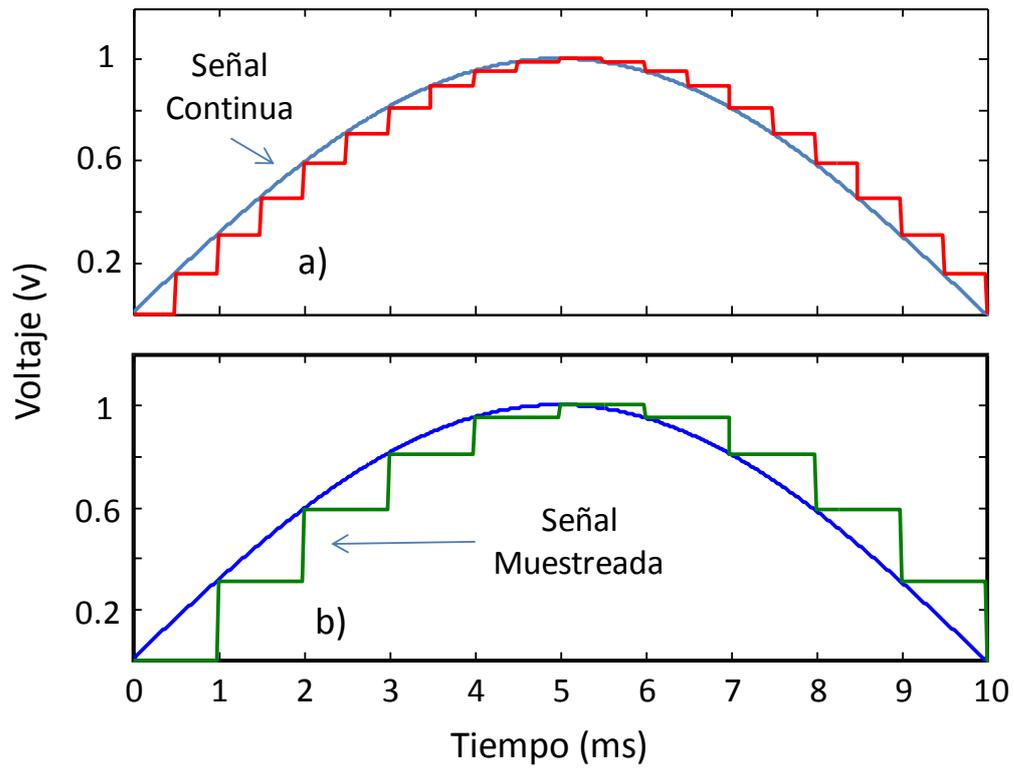


Fig. 1.24. Implementación digital de PWM. A) PWM asimétrico regular. B). PWM simétrico regular.

Capítulo II

ALGORITMO DE MODULACIÓN VECTORIAL O “SPACE VECTOR MODULATION” (SVM)

II. Modulación Vectorial (SVM)

2.1 Introducción

Uno de los métodos de modulación más utilizado corresponde al denominado Space Vector Modulation (SVM) [1], [2], [5], [16], conocido en el idioma castellano como “modulación por vectores espaciales” o “modulación vectorial”.

Para analizar el algoritmo SVM se utiliza un arreglo similar al mostrado en la Fig. 1.4, el cual por conveniencia se repite en la Fig. 2.1. Seis interruptores estáticos se muestran en este gráfico. Un neutro ficticio es utilizado en el enlace de continua para explicar el algoritmo SVM.

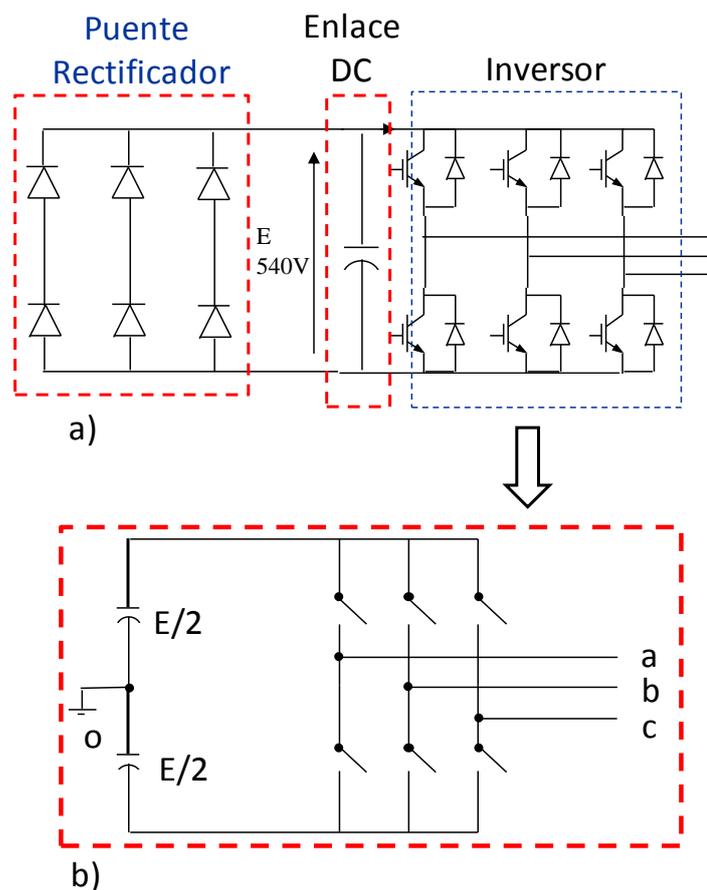


Fig. 2.1 Etapa de salida del variador de frecuencia. a) Variador de frecuencia. b) Inversores de salida compuesto de seis interruptores estáticos.

En la etapa inversora de la Fig. 2.1, se definen ocho “combinaciones factibles”. Las combinaciones no factibles son aquellas que consideran los dos interruptores de la misma pierna abiertos y los dos interruptores de la misma pierna cerrados. De esta forma las combinaciones posibles de ser realizadas en el inversor de la Fig. 2.1b corresponden a los mostrados en la Fig. 2.2. El total de vectores “factibles” es ocho, de los cuales seis son denominados vectores activos y los dos últimos se denominan vectores nulos.

Utilizando los vectores activos y nulos que se encuentran en las Fig. 2.2, se puede implementar la Tabla 1. El módulo y ángulo de cada vector se calcula utilizando la transformada α - β :

$$\begin{bmatrix} V_{\alpha} \\ V_{\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{ao} \\ V_{bo} \\ V_{co} \end{bmatrix} \quad (2.1)$$

Los valores de v_{a0} , v_{b0} , v_{c0} para cada combinación factible del SVM se muestran en la Fig. 2.2. Utilizando (2.1) se obtienen los vectores que se muestran en la Tabla 2.1.

Tabla 2.1. Resumen de los vectores obtenidos desde las Figs. 2.2

| Vector | V_{ao} | V_{bo} | V_{co} | V_{ab} | V_{bc} | V_{ca} | Módulo | Ángulo Grados |
|--------|----------|----------|----------|----------|----------|----------|--------|---------------|
| 1 | $E/2$ | $-E/2$ | $-E/2$ | E | 0 | $-E$ | E | 0 |
| 2 | $E/2$ | $E/2$ | $-E/2$ | 0 | E | $-E$ | E | 60 |
| 3 | $-E/2$ | $E/2$ | $-E/2$ | $-E$ | E | 0 | E | 120 |
| 4 | $-E/2$ | $E/2$ | $E/2$ | $-E$ | 0 | E | E | 180 |
| 5 | $-E/2$ | $-E/2$ | $E/2$ | 0 | $-E$ | E | E | 240 |
| 6 | $E/2$ | $-E/2$ | $E/2$ | E | $-E$ | 0 | E | 300 |
| 7 | $E/2$ | $E/2$ | $E/2$ | 0 | 0 | 0 | 0 | X |
| 8 | $-E/2$ | $-E/2$ | $-E/2$ | 0 | 0 | 0 | 0 | X |

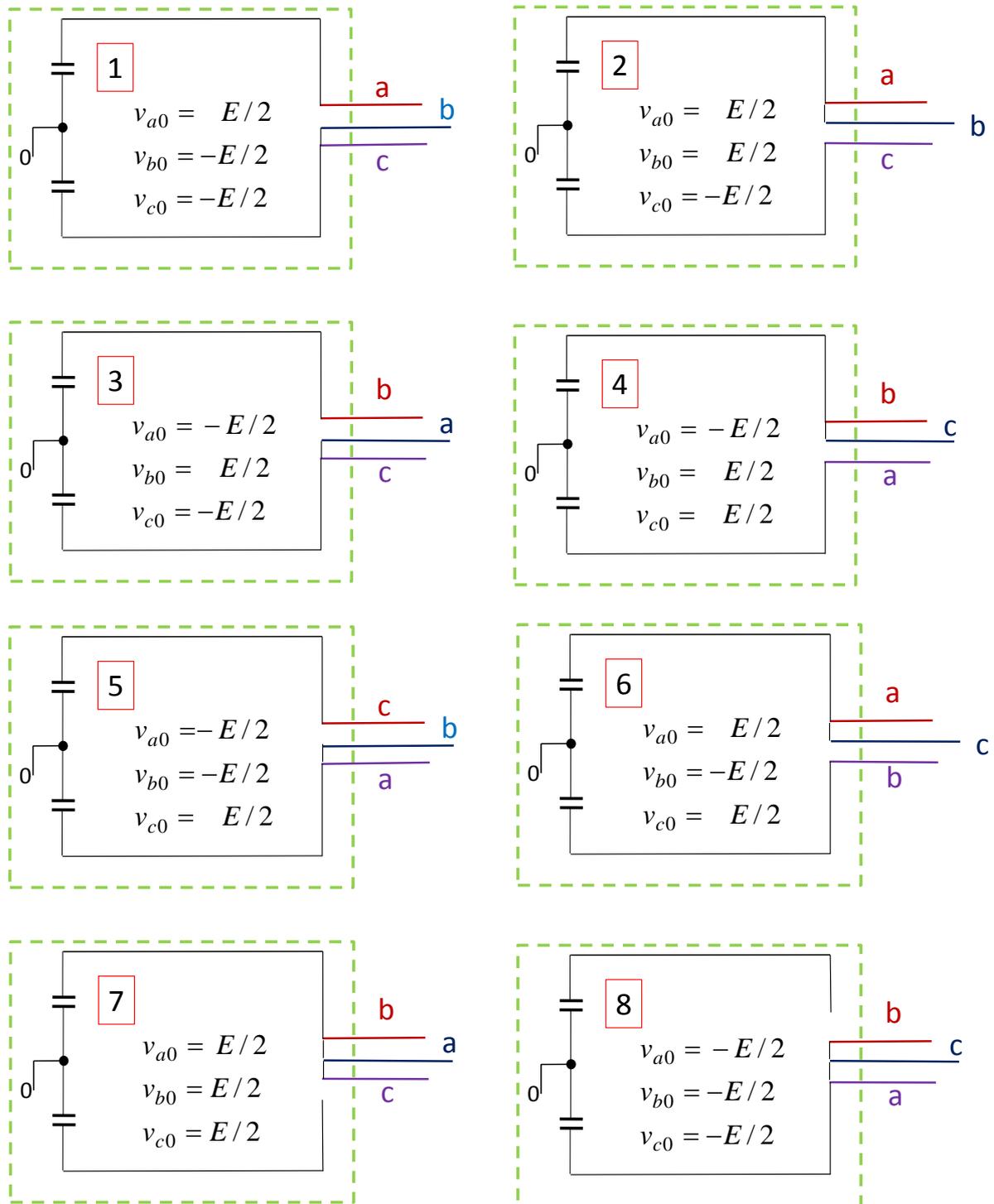


Fig. 2.2. Combinaciones factibles obtenidas con los seis interruptores estáticos mostrados en la Fig. 2.1b

El módulo y ángulo de cada vector se pueden calcular utilizando las ecuaciones:

$$|V| = \sqrt{V_{\alpha}^2 + V_{\beta}^2} \quad \theta_e = \tan^{-1}(V_{\beta}/V_{\alpha}) \quad (2.2)$$

Recuerde que el potencial al que se encuentra el neutro ficticio no tiene importancia debido a que la carga se alimenta con tensiones fase a fase,.

La función \tan^{-1} utilizada en (2.2), corresponde a la función arco-tangente de 4 cuadrantes, definida habitualmente como *atan2* en los sistemas basados en DSP Texas Instruments. El DSP (Digital Signal Processor) utilizado en los prototipos implementados por nuestro grupo de investigación corresponde a la tarjeta TI DSK6713, 1350MFLOP de alta velocidad, programable en lenguaje C. Una FPGA ACTEL A3P400-PQG208 de 400.000 compuertas es utilizada para obtener los disparos de los transistores e implementar los contadores/temporizadores requeridos en el algoritmo SVM.

Los vectores 1-8 de la Fig. 2.2, se pueden mostrar como módulo y ángulo en un sistema de ejes estacionarios α - β , tal como se observa en la Fig. 2.3.

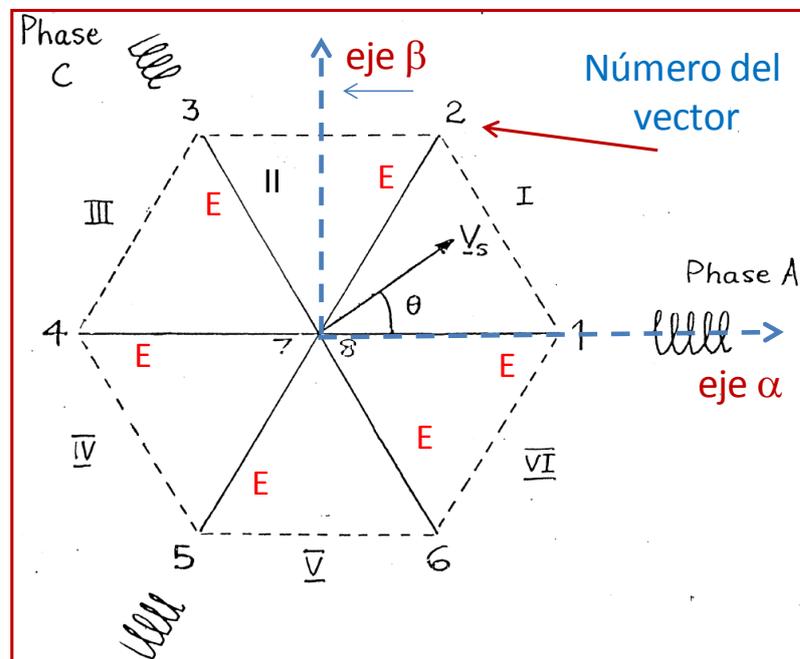


Fig. 2.3. Vectores de la Tabla 2.1 en coordenadas α - β .

Los seis vectores activos en la Fig. 2.3, forman seis sectores que se muestran en la Tabla 2.2.

| Sector | ángulo inicial grados | ángulo final grados | Vectores |
|--------|--------------------------|------------------------|-----------|
| I | 0 | 60 | V_1-V_2 |
| II | 60 | 120 | V_2-V_3 |
| III | 120 | 180 | V_3-V_4 |
| IV | 180 | 240 | V_4-V_5 |
| V | 240 | 300 | V_5-V_6 |
| VI | 300 | 360 | V_6-V_1 |

El voltaje a sintetizar en los terminales $a-b-c$ del conversor PWM se puede representar en notación vectorial como:

$$\bar{v}_s = \frac{3}{2} v_m e^{j\omega_e t} \quad (2.3)$$

donde v_m es el voltaje máximo de la señal de salida (fase-NF). Por lo tanto el vector voltaje de salida se mueve con una velocidad rotacional ω_e entre los seis sectores definidos en la Tabla 2.2. Este voltaje se puede sintetizar utilizando los dos vectores activos correspondientes al sector en que se encuentre \bar{v}_s . En el caso mostrado en la Fig. 2.3, el vector \bar{v}_s se puede expresar como combinación lineal de los vectores v_1 y v_2 mas los vectores nulos v_7 y v_8 de la tabla 2.1.

2.2 Cálculo de los Ciclos de Trabajo de los Vectores.

En esta sección se asume que se desea sintetizar un vector V_s que se encuentra entre los vectores V_1 y V_2 tal como se muestra en la Fig. 2.3. Los ciclos de trabajo son δ_0 , δ_1 y δ_2 , correspondientes a los vectores nulos y vectores activos V_1 y V_2 respectivamente. El ciclo de trabajo δ_i se puede definir como:

$$\delta_i = \frac{\text{Tiempo Ocupado por Vector } V_i}{\text{Tiempo Total disponible}} \quad (2.4)$$

Es decir el ciclo de trabajo δ_i es la fracción del tiempo T_s (o tiempo total) que está siendo utilizado por el vector v_i . Como se señaló anteriormente a f_{sw} se le denomina frecuencia de switching. Por ejemplo si $\delta_i=0.5$ y la frecuencia de switching es 2kHz entonces el vector V_1 ocupa la mitad del tiempo o 250 μ s de este período T_s en particular.

Frecuentemente la frecuencia de muestreo y la frecuencia de switching son idénticas. Teóricamente f_{sw} podría ser una fracción de la frecuencia de muestreo. Por ejemplo en el PWM regular asimétrico discutido en la sección 1.5, la frecuencia de la portadora triangular es la mitad de la frecuencia de muestreo.

Los ciclos de trabajo están sujetos a la siguiente restricción.

$$\delta_0 + \delta_1 + \delta_2 = 1 \quad (2.5)$$

Para sintetizar el vector V_s se aplican fracciones $\delta_1 V_1$ y $\delta_2 V_2$ de los vectores activos. La ecuación utilizada para sintetizar V_s se puede obtener aplicando simples funciones trigonométricas a los vectores de la Fig. 2.4 :

$$V_s = \delta_1 V_1 \cos \theta + \delta_2 V_2 \cos(\pi/3 - \theta) \quad (2.6)$$

recordando que los módulos de todos los vectores son iguales a E (ver Tabla 2.1), (2.6) se puede escribir como:

$$V_s = \delta_1 E \cos \theta + \delta_2 E \cos(\pi/3 - \theta) \quad (2.7)$$

se puede obtener otra ecuación considerando que los componentes que se encuentran en el eje perpendicular (eje N) al vector V_s deben anularse (por lo tanto $V_{z1}=V_{z2}$ en Fig. 2.4). Matemáticamente esto se obtiene como:

$$\delta_1 E \text{sen}(\theta) = \delta_2 E \text{sen}(\pi/3 - \theta) \Rightarrow \delta_1 = \delta_2 \frac{\text{sen}(\pi/3 - \theta)}{\text{sen}(\theta)} \quad (2.8)$$

Utilizando (2.8) en (2.7) se llega a:

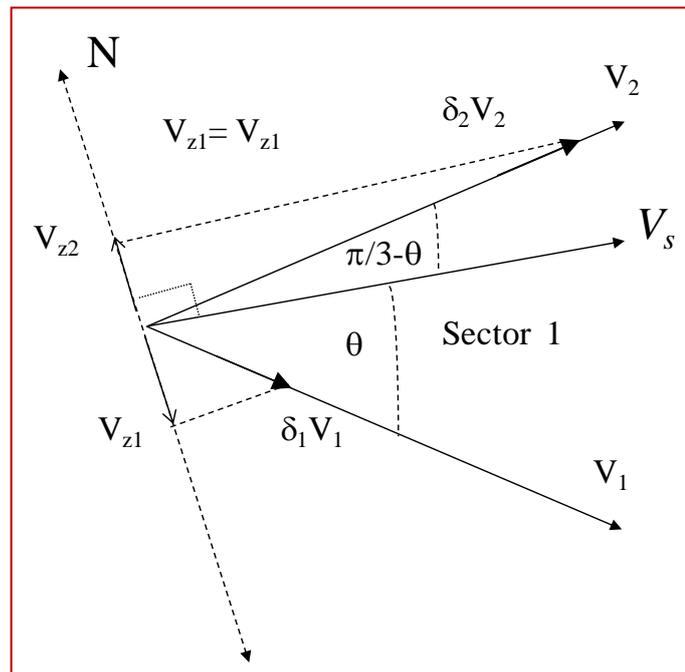


Fig. 2.4. Diagrama de vectores en el sector 1, sintetizado utilizando los vectores V_1 y V_2 .

$$\delta_2 [\text{sen}(\pi/3 - \theta)\cos(\theta) + \cos(\pi/3 - \theta)\text{sen}(\theta)] = \frac{V_s}{E} \text{sen}(\theta) \quad (2.9)$$

Definiendo las identidades :

$$\begin{aligned} \text{sen}(\alpha + \beta) &= \text{sen}\alpha \cos\beta + \cos\alpha \text{sen}\beta \\ \cos(\alpha + \beta) &= \cos\alpha \cos\beta - \sin\alpha \text{sen}\beta \end{aligned} \quad (2.10)$$

Utilizando (2.10) en (2.9), se obtiene la siguiente expresión:

$$\delta_2 \left[\frac{(\text{sen}(\pi/3)\cos(\theta) - \cos(\pi/3)\text{sen}(\theta))\cos(\theta) + (\cos(\pi/3)\cos(\theta) + \text{sen}(\pi/3)\text{sen}(\theta))\text{sen}(\theta)}{2} \right] = \frac{V_s}{E} \text{sen}(\theta) \quad (2.11)$$

Finalmente el ciclo de trabajo δ_2 se puede obtener como:

$$\delta_2 = \frac{2V_s}{\sqrt{3}E} \text{sen}(\theta) \quad (2.12)$$

Utilizando (2.12) en (2.8) se obtiene δ_i como:

Cálculo del Ciclo de Trabajo

$$\delta_2 [\text{sen}(\pi/3 - \theta)\cos(\theta) + \cos(\pi/3 - \theta)\text{sen}(\theta)] = \frac{V_s}{E} \text{sen}(\theta)$$

$$\delta_2 \left[\frac{(\text{sen}(\pi/3)\cos(\theta) - \cos(\pi/3)\text{sen}(\theta))\cos(\theta) + (\cos(\pi/3)\cos(\theta) + \text{sen}(\pi/3)\text{sen}(\theta))\text{sen}(\theta)}{\sqrt{3}} \right] = \frac{V_s}{E} \text{sen}(\theta)$$

$$\delta_2 = \frac{2V_s}{\sqrt{3}E} \text{sen}(\theta)$$

$$\delta_1 = \frac{2V_s}{\sqrt{3}E} \text{sen}(\pi/3 - \theta)$$

$$\delta_0 = 1 - (\delta_1 + \delta_2)$$

Fig. 2.5. Cálculo del ciclo de trabajo de los vectores activos correspondientes al sector donde se encuentra la señal a sintetizar.

$$\delta_1 = \frac{2V_s}{\sqrt{3}E} \text{sen}(\pi/3 - \theta) \quad (2.13)$$

$$\delta_0 = 1 - (\delta_1 + \delta_2) \quad (2.14)$$

La Fig. 2.5 resume las ecuaciones utilizadas para el cálculo de los ciclos de trabajo.

Las ecuaciones (2.12)-(2.14) pueden ser utilizadas para calcular los valores de δ_0 , δ_1 y δ_2 . Sin embargo, se debe recordar que los componentes α - β del vector a sintetizar, al igual que los componentes α - β de los vectores V_1 a V_2 se obtuvieron utilizando la transformada (2.1). Esta transformada entrega un módulo de V_s , que no es igual al valor efectivo del voltaje trifásico a sintetizar. Como se ha demostrado anteriormente, el módulo del vector V_s se puede obtener como:

$$|V_s| = \sqrt{V_\alpha^2 + V_\beta^2} = \frac{3}{2}V_m \quad (2.15)$$

Por lo tanto se debe recordar que el módulo de V_s es igual a 1.5 veces el valor máximo (V_m) de la onda sinusoidal a sintetizar (valores fase-NF en este caso).

Los ciclos de trabajo también pueden ser representados en función del índice de modulación (m). Por simplicidad (1.7) se repite a continuación:

$$m = 2 \frac{V_m}{E} \quad (2.16)$$

Donde V_m es el valor máximo de la componente fundamental de la señal a sintetizar (valor fase a neutro ficticio). Utilizando (2.15),(2.16) en (2.12),(2.13), los ciclos de trabajo δ_1 y δ_2 se calculan como:

$$\begin{aligned} \delta_1 &= \frac{\sqrt{3}}{2} m \operatorname{sen}(\pi/3 - \theta) \\ \delta_2 &= \frac{\sqrt{3}}{2} m \operatorname{sen}(\theta) \end{aligned} \quad (2.17)$$

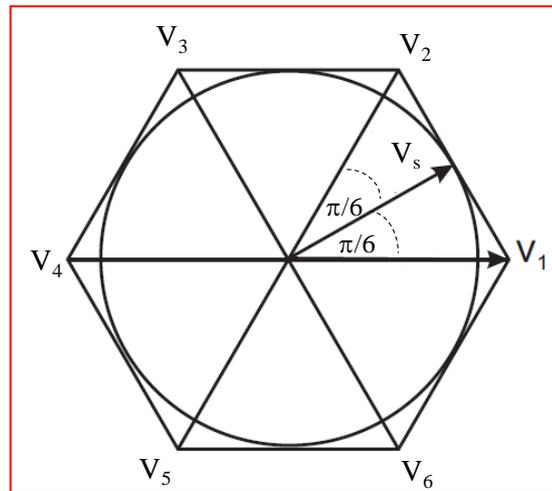
Donde m es el índice de modulación calculado de acuerdo a (2.16). Las ecuaciones fueron derivadas considerando la Fig. 2.3, sintetizando un vector de voltaje que se encuentra en el sector 1, sin embargo pueden ser generalizadas para sintetizar un voltaje que se encuentre en cualquiera de los seis sectores. En este caso el ángulo θ se define como el ángulo entre \bar{v}_s y el primer vector del sector a considerar, asumiendo rotación del vector en sentido contrario a los punteros del reloj.

2.3 Otras Consideraciones.

El máximo valor de V_s que se puede modular sin producir distorsión de baja frecuencia, corresponde al radio del círculo circunscrito en el hexágono formado por los seis vectores [16]. Esto se muestra en la Fig. 2.6. Utilizando esta figura, el máximo vector V_s puede ser calculado como:

$$E \cos(\pi/6) = V_s^{\max} \Rightarrow \frac{\sqrt{3}}{2} E = \frac{3}{2} V_m^{\max} \Rightarrow m_{\max} = \frac{2}{\sqrt{3}} \quad (2.18) \text{Por}$$

lo tanto, al igual que en el caso del PWM convencional con inyección de armónicos de secuencia cero, el valor máximo del índice de modulación alcanzado con SVM (sin distorsión de baja frecuencia) es de $m = 2/\sqrt{3}$ equivalente a $m=1.1547$ aproximadamente.



$$E \cos(\pi/6) = V_s^{\max} \Rightarrow \frac{\sqrt{3}}{2} E = \frac{3}{2} V_m^{\max} \Rightarrow m_{\max} = \frac{2}{\sqrt{3}}$$

$$m_{\max} \approx 1.1547$$

Fig. 2. 6. Círculo de radio V_s circunscrito en el hexágono formado por los seis vectores.

2.5 Implementación de PWM con Patrón Simétrico Doble.

Al efectuar el cálculo de los ciclos de trabajo, se obtienen los tiempos totales de los vectores cero y vectores activos de acuerdo a:

$$T_0 = \delta_0 T_s \quad T_1 = \delta_1 T_s \quad T_2 = \delta_2 T_s \quad (2.19)$$

La forma habitual de implementar PWM es ordenar los vectores de acuerdo a un patrón simétrico doble [2]. Por ejemplo para el sector 1, un patrón adecuado es el que se muestra en la Fig. 2.8 y corresponde a $V_7 V_2 V_1 V_8 V_8 V_1 V_2 V_7$.

El patrón de la Fig. 2.8 podría implementarse como $V_8 V_1 V_2 V_7 V_7 V_2 V_1 V_8$. Es decir utilizar como primer vector cero V_8 en lugar de V_2 .

| | | | | | | | | |
|----------|-----------------|-----------------|-----------------|-----------------|-----------------|-----------------|-----------------|-----------------|
| V_{a0} | E/2 | E/2 | E/2 | -E/2 | -E/2 | E/2 | E/2 | E/2 |
| V_{b0} | E/2 | E/2 | -E/2 | -E/2 | -E/2 | -E/2 | E/2 | E/2 |
| V_{c0} | E/2 | -E/2 | -E/2 | -E/2 | -E/2 | -E/2 | -E/2 | E/2 |
| Vector | V_7 | V_2 | V_1 | V_8 | V_8 | V_1 | V_2 | V_7 |
| Time | $\frac{T_0}{4}$ | $\frac{T_2}{2}$ | $\frac{T_1}{2}$ | $\frac{T_0}{4}$ | $\frac{T_0}{4}$ | $\frac{T_1}{2}$ | $\frac{T_2}{2}$ | $\frac{T_0}{4}$ |

\leftarrow $T_s/2$ \rightarrow \leftarrow $T_s/2$ \rightarrow

- El patrón mostrado tiene baja distorsión armónica por el denominado efecto ‘Espejo’.
- Tiene bajas pérdidas debido a que sólo un switch cambia de estado cuando se cambia de vector

Fig. 2.8. Ejemplo de un PWM simétrico doble.

Nótese en la Fig. 2.8 que en cada conmutación de vectores, por ejemplo de V_7 a V_2 , solo un switch IGBT cambia de estado (ver Fig. 2.2 y Tabla 2.1). Por ese motivo el patrón simétrico doble mostrado en la Fig. 2.8 cumple con dos objetivos. Minimizar las pérdidas por switching en el conversor y mejorar el espectro de la onda sintetizada al utilizar un “espejo” del primer semiperíodo de T_s en la segunda mitad (ver Fig. 2.8).

Capítulo III

MODELAMIENTO Y SIMULACIÓN

III Modelamiento y Simulación del Algoritmo de Modulación Vectorial

3.1 Introducción

La implementación de un algoritmo SVM se muestra en la fig. 3.1. Dos registros de desplazamiento tipo FIFO son utilizados. En el primero se almacenan los vectores que deben ser utilizados en la etapa inversora. En el segundo registro de almacenamiento se almacena el tiempo que cada vector utiliza.

Cuando un vector se desplaza al registro de vectores, circuitos basados en lógica combinatorial se utilizan para obtener los disparos de los interruptores en la etapa inversora del variador de frecuencia. Una señal de protecciones usualmente se incorpora a la lógica

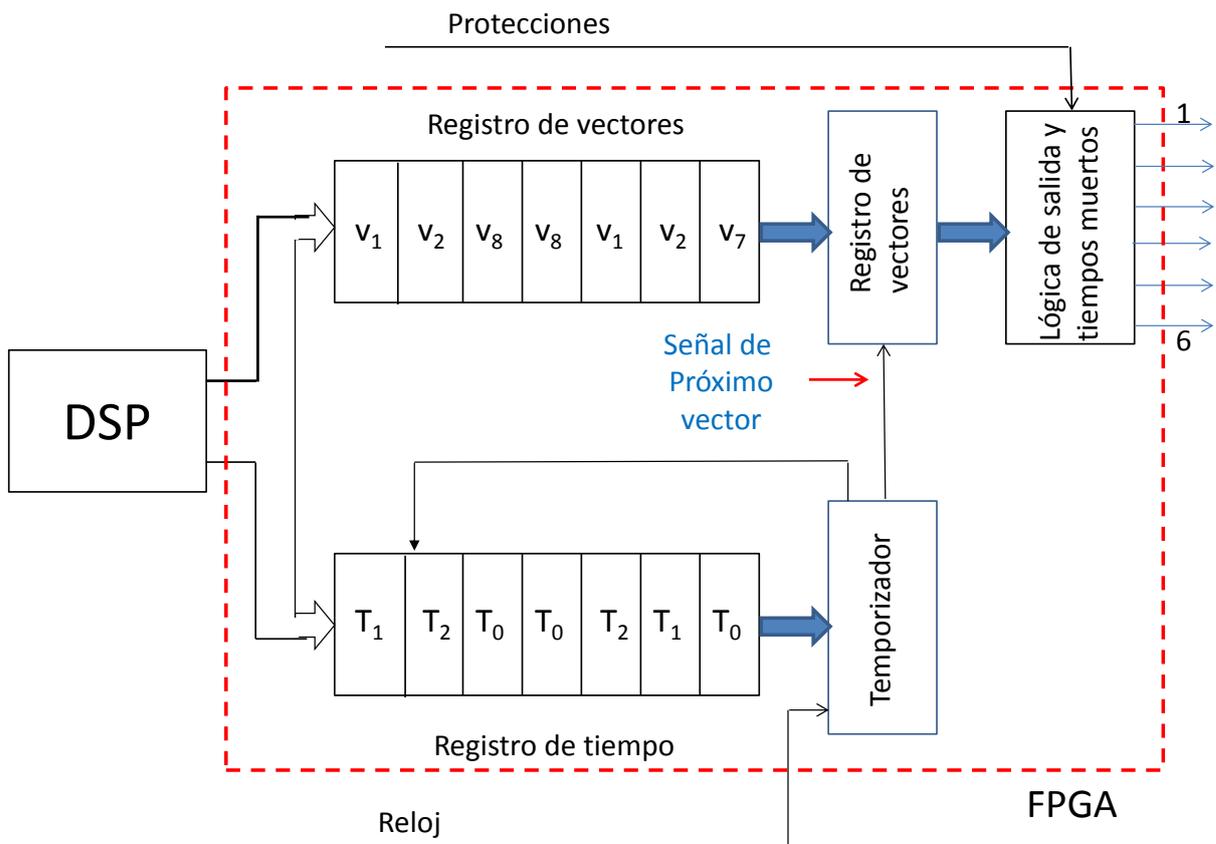


Fig. 3.1. Implementación típica de un algoritmo de modulación vectorial.

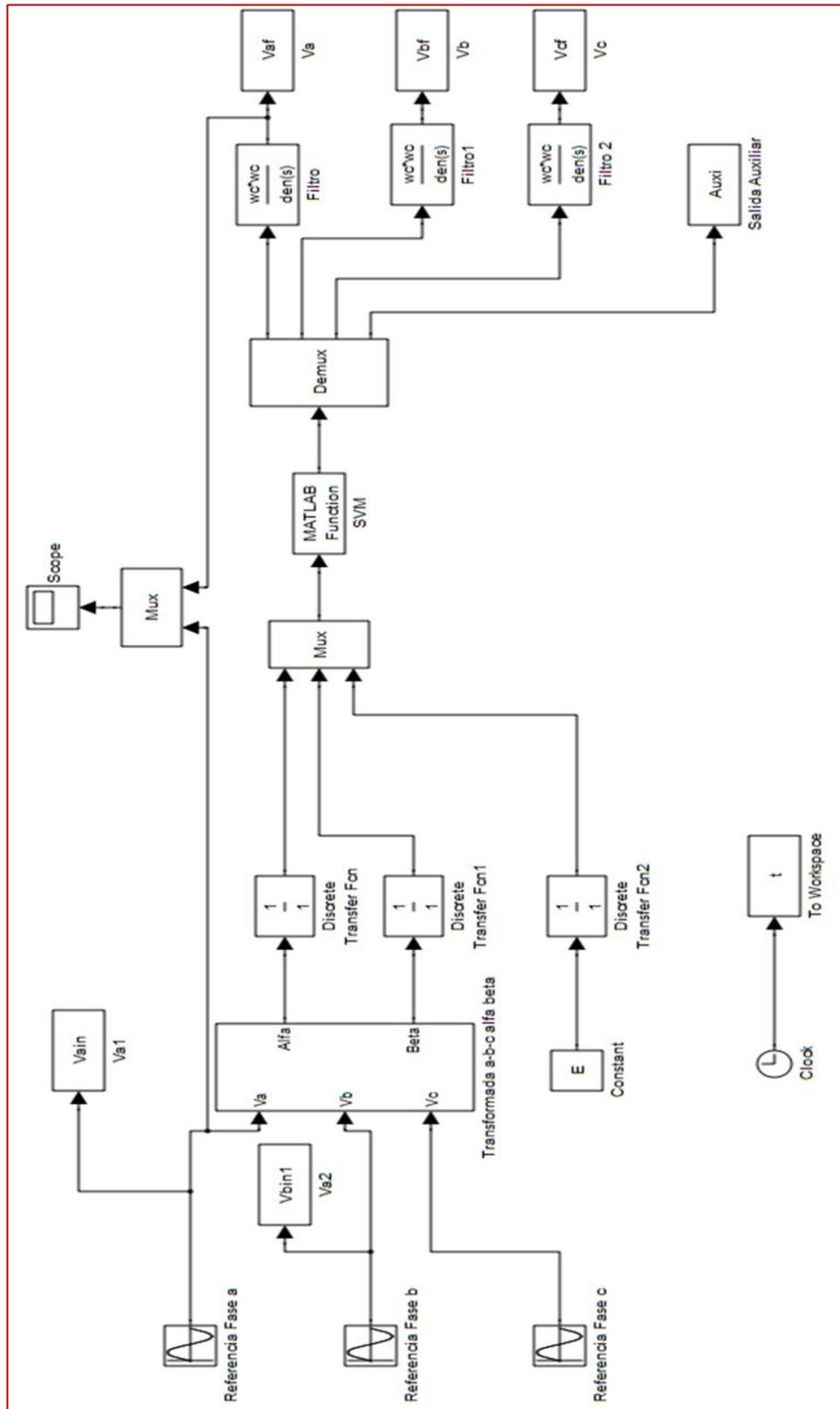


Fig. 3.2 Modelo MATLAB/SIMULINK utilizado.

para inhibir el disparo de los interruptores en presencia de una falla.

El circuito mostrado en la Fig. 3.1, habitualmente es implementado utilizando FPGAs. En este apunte se simulará un algoritmo SVM utilizando programas de MATLAB/SIMULINK que resemblan la estructura mostrada en la Fig. 3.1.

3.2 Simulación del Algoritmo de Modulación Vectorial utilizando MATLAB y SIMULINK.

El modelo MATLAB/SIMULINK utilizado es el que se encuentra en la Fig. 3.2. Dos rutinas en lenguaje de programación MATLAB han sido implementadas. Estas son las rutinas “*initial.m*”, donde se inicializan todas las variables globales y locales requeridas en el algoritmo de modulación. La rutina “*SVM.m*”, es una función cuyas entradas son la tensiones de referencia a modular, en coordenadas α - β , y la tensión del enlace de continua E.

La transformada α - β se calcula en un sub- sistema de la Fig. 3.2. Este bloque se muestra en la Fig. 3.3.

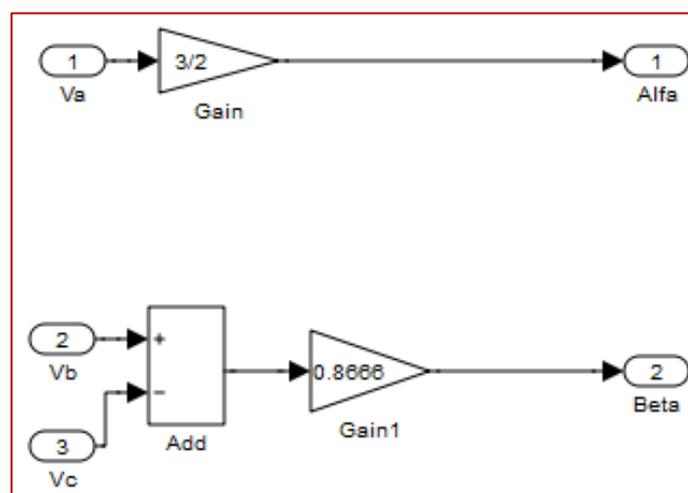


Fig. 3.3. Implementación de la transformada α - β .

El bloque que se muestra en la Fig. 3.3 implementa la transformada α - β de (2.1), asumiendo que no existe componente de secuencia cero en las señales de referencia a sintetizar. Es decir $v_a^* + v_b^* + v_c^* = 0$ y por lo tanto $v_\alpha = (3/2)v_a^*$

El código básico de la rutina “*initial.m*” se muestra a continuación:

Código *initial.m*

```

% Define los valores iniciales requeridos en la simulación del SVM
%
global cuenta; % Cuenta el tiempo de cada vector.
global vectors; % Almacena información de todos los vectores
global T1 T2 T3 T4 T5 T6 T7; % Tiempos utilizados.
global V1 V2 V3 V4 V5 V6 V7; % Vectores utilizados en cada Ti
global sectors; % orden de los vectores por sector.
global Ts; % 1/(switching frequency)
global Tr ; % resolución del contador (mínimo 500uS)
global CountF; % Cuenta Final;

fs=4000; % Frecuencia de switching. Se puede cambiar arbitrariamente
Ts=1/fs; % Periodo de switching del modulador
Tr=0.5e-6; % Resolución mínima solicitada. Se puede cambiar arbitrariamente
CountF=round(Ts/Tr) % Numero de pulsos de período Tr para lograr el periodo de muestreo Ts. Se redondea
CountF al entero mas cercano

% Sugerencia
% Para una mejor resolución intente que Ts/Tr sea un número entero o muy cercano a entero antes de aplicar el
operador round.

% Variables Auxiliares

Vm=100; % Valor máximo de las referencias sinusoidales (a-b-c) a sintetizar
fe=30; % Frecuencia de la fundamental de salida del variador.
E=600; % Tensión del dc link
wc=2*pi*900; % frecuencia de corte del filtro de visualización
Trr=Tr;

% Definición de vectores de acuerdo a Tabla 2.1. Salida fase-neutro ficticio.

V1=[1 -1 -1]; % como múltiplos de E/2
V2=[1 1 -1];
V3=[-1 1 -1];
V4=[-1 1 1];
V5=[-1 -1 1];
V6=[1 -1 1];
V7=[1 1 1];
V8=[-1 -1 -1];
vectors=[V1;V2;V3;V4;V5;V6;V7;V8]; % En la variable publica vectors quedan los vectores almacenados, un
vector por fila.

%
    
```

% Definición de sectores. Los números de los vectores están de acuerdo a la %definición de la tabla 2.1. Por ejemplo el vector 7 y 8 son vectores nulos

S1=[8 1 2 7 2 1 8]; % Arreglo a utilizar en el sector 1 para obtener mínimas conmutaciones.

S2=[8 3 2 7 2 3 8]; % Arreglo a utilizar en el sector 2 para obtener mínimas conmutaciones.

S3=[8 3 4 7 4 3 8]; % Arreglo a utilizar en el sector 3 para obtener mínimas conmutaciones.

S4=[8 5 4 7 4 5 8]; % Arreglo a utilizar en el sector 4 para obtener mínimas conmutaciones.

S5=[8 5 6 7 6 5 8]; % Arreglo a utilizar en el sector 5 para obtener mínimas conmutaciones.

S6=[8 1 6 7 6 1 8]; % Arreglo a utilizar en el sector 6 para obtener mínimas conmutaciones.

sectors=[S1;S2;S3;S4;S5;S6]; % Vectores que se deben utilizar en cada sector, ahora están almacenados en la variable publica sectors.

cuenta=1; % variable publica "cuenta" inicializada .

En el código mostrado se define una frecuencia de switching de 4kHz, para lograr un período T_s de 250 μ s. La tensión del enlace de continua se define como $E=600V$. El tiempo T_r es de 0.5 μ s. Este tiempo cumple la función del reloj que se encuentra en la Fig. 3.1. Todos los tiempos T_1 - T_7 deben ser múltiplos exactos de T_r , tal como funciona un temporizador digital como por ejemplo un Timer INTEL 82C54 o un contador implementado en una FPGA.

Mientras más pequeño es el valor de T_r más exacta es la simulación digital. Sin embargo la carga computacional se incrementa. El reloj de la FPGA que utilizamos habitualmente en los sistemas de control, opera con una frecuencia de hasta 50MHz, lo que equivale a un periodo de 0.02 μ s. No es recomendable utilizar relojes de esta frecuencia, a menos que se cuente con computadores de muy alta velocidad que permitan efectuar la simulación en un tiempo prudente.

La Fig. 3.4 muestra el PWM de patrón simétrico doble. Siete tiempos son definidos. Los valores de T_1 , T_4 y T_7 corresponden a vectores nulos. Debido a la simetría existente en el

| | | | | | | | | |
|----------|--------|--------|--------|-------|-------|--------|--------|--------|
| V_{a0} | $-E/2$ | $E/2$ | $E/2$ | $E/2$ | $E/2$ | $E/2$ | $E/2$ | $-E/2$ |
| V_{b0} | $-E/2$ | $-E/2$ | $E/2$ | $E/2$ | $E/2$ | $E/2$ | $-E/2$ | $-E/2$ |
| V_{c0} | $-E/2$ | $E/2$ | $-E/2$ | $E/2$ | $E/2$ | $-E/2$ | $-E/2$ | $-E/2$ |
| T | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 | 7 | |
| O | O_1 | O_2 | O_3 | O_4 | O_5 | O_6 | O_7 | |

Fig. 3.4 PWM simétrico de doble patrón.

patrón se cumple que $T_3=T_5$ y $T_2=T_6$. A cada uno de los tiempos se le asocia una salida. En el caso de la Fig. 3.4 la secuencia de salida corresponde a $[V_8 V_1 V_2 V_7 V_2 V_1 V_8]$. Es decir la salida O_2 está asociada al vector V_1 que se muestra en la Tabla 2.1. Por lo tanto, de acuerdo al ejemplo, durante el tiempo T_2 la salida del modulador vectorial en el sector I será $v_{a0}=300V$, $v_{b0}= -300V$ y $v_{c0}= -300V$.

Todos los sectores tiene su salidas pre arregladas en la variable publica “*sectors*”. A su vez la salida fase-neutro ficticio de todos los vectores de la tabla 2.1 se encuentran en la variable pública “*vectors*” (ver código *Initial.m*).

Todas las variables que son ingresadas a la rutina *SVM.m* son muestreadas por el bloque que se muestra en la Fig. 3.5. El muestreo se hace con un tiempo T_r correspondiente a la señal del reloj. La función de transferencia corresponde a z/z en el plano digital, y su único objetivo es muestrear la señal continua que se encuentra en la entrada del bloque.

A continuación de la Fig. 3.5 se muestra el código de la función *SVM.m*. Esta rutina tiene tres entradas y cuatro salidas. Las entradas son el voltaje a sintetizar en coordenadas α - β y la tensión del enlace de continua E . Las salidas son la tensiones fase-NF y una variable auxiliar que no está siendo utilizada. Esta variable se puede utilizar para fines de depuración o para agregar un gráfico más a la salida.

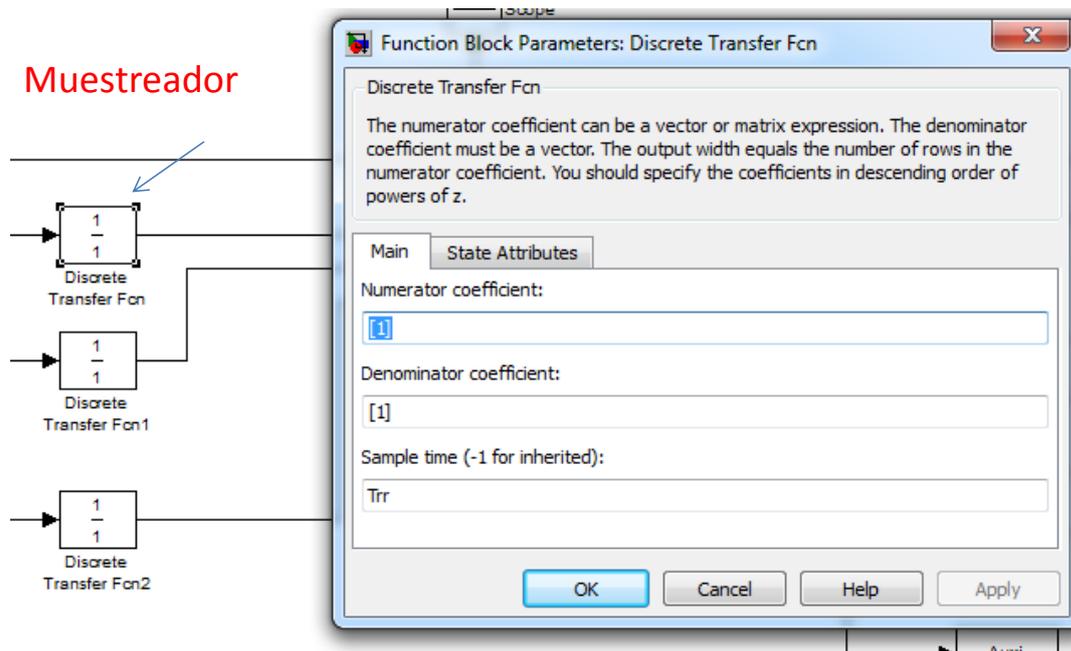


Fig. 3.5 Muestreador utilizado en simulink.

Código SVM.m

%SVM.m

```
function [Vout] = SVM(Vin);
%
% Se debe repetir la definición de todas las variables publicas comunes entre "initial" y "SVM"
%
global cuenta;          % Cuenta el tiempo de cada vector.
global vectors;        % Almacena información de todos los vectores
global T1 T2 T3 T4 T5 T6 T7; % Tiempos utilizados.
global V1 V2 V3 V4 V5 V6 V7; % Vectores utilizados.
global sectors;        % orden de los vectores.
global Ts;              % 1/(switching frequency)
global Tr ;             % resolución del contador
global CountF;         % Cuenta Final;

Valfa=Vin(1);          % Voltaje alfa de entrada (normalmente salida de controladores)
Vbeta=Vin(2);          % Voltaje beta de entrada (normalmente salida de controladores)
E=Vin(3);              % Voltaje del enlace DC.

if (cuenta==1)        % Primer instante del ciclo de muestreo, se deben calcular los tiempos y vectores
    % en este punto.

    Th_o=atan2(Vbeta,Valfa);    % Encuentra el ángulo del vector de salida
    if (Th_o<0)
        Th_o=Th_o+2*pi;        % El ángulo se deja entre cero y 2*pi
    end
    SECTOR=floor((Th_o+pi/3)*3/pi); % Sencilla formula que encuentra el sector a partir de Tho
```

```

if (SECTOR == 7)                % captura y corrige posibles errores de redondeo
    SECTOR=1;
end;
Theta= Th_o-(pi/3)*(SECTOR-1); % Encuentra el ángulo con respecto al primer vector del
                                % sector a considerar.

%
% Encuentra los valores a,b,c de los vectores pre-arreglados del sector, que se encuentran
% almacenados en el arreglo público sectors.
%
L1=sectors(SECTOR,1); % valores entre -1 y 1 se debe llevar a Edc/2, -Edc/2.
L2=sectors(SECTOR,2);
L3=sectors(SECTOR,3);
L4=sectors(SECTOR,4);
L5=sectors(SECTOR,5);
L6=sectors(SECTOR,6);
L7=sectors(SECTOR,7);
%
% Los vectores L1...L7 se utilizan en este sector.
%
V1=vectors(L1,1:3)*E/2; % V1 tiene la fila complete del vector L1
V2=vectors(L2,1:3) *E/2; % V2 tiene la fila complete del vector L2
V3=vectors(L3,1:3) *E/2; % V3 tiene la fila complete del vector L3
V4=vectors(L4,1:3) *E/2; % V4 tiene la fila complete del vector L4
V5=vectors(L5,1:3) *E/2; % V5 tiene la fila complete del vector L5
V6=vectors(L6,1:3) *E/2; % V6 tiene la fila complete del vector L6
V7=vectors(L7,1:3) *E/2; % V7 tiene la fila complete del vector L7
%
% calculo de los ciclos de trabajo
%
Vs=sqrt(Valfa*Valfa+Vbeta*Vbeta);

% Aplica formulas (2.12 - 2.14)

D1=1.154700538379252*(Vs/E)*sin(1.047197551196598-Theta);
D2=1.154700538379252*(Vs/E)*sin(Theta) ;
D0=1-(D1+D2); % ciclo de trabajo vectores cero.
T1=round(0.25*D0*CountF); % Tiempo del primer vector cero T0/4
if (2*floor(SECTOR/2)== SECTOR) % encuentra sectores pares
    % Sectores Pares
    T3=round(0.5*D1*CountF); % Tiempo del primer vector no nulo
    T2=round(0.5*D2*CountF); % Tiempo del segundo vector no nulo
else
    % Sectores impares
    T2=round(0.5*D1*CountF); % Tiempo del primer vector no nulo
    T3=round(0.5*D2*CountF); % Tiempo del segundo vector no nulo
end
T4=2*T1; % Tiempo total del Segundo vector cero T0/2
T5=T3; % Aplica propiedad espejo del PWM
T6=T2;
T7=T1;

end; % (En este punto finaliza el if (cuenta= =1) )
%
% Después de calcular los tiempos envía la salida a Vout
%

```

% Muestra a muestra la cuenta se incrementa en 1 e ingresa a los 7 if que se encuentran a continuación
 % Dependiendo del valor de la cuenta se activa la salida respectiva.
 % en V_i se encuentra la salida trifásica que corresponde al tiempo T_i
 % En T_1 , T_3 y T_7 se deberían obtener vectores nulos a la salida.

```

if (cuenta<=T1)
    Vao=V1(1);
    Vbo=V1(2);
    Vco=V1(3);

elseif ((cuenta>T1)&(cuenta<=(T1+T2)))
    Vao=V2(1);
    Vbo=V2(2);
    Vco=V2(3);

elseif ((cuenta>(T1+T2))&(cuenta<=(T1+T2+T3)))
    Vao=V3(1);
    Vbo=V3(2);
    Vco=V3(3);

elseif ((cuenta>(T1+T2+T3))&(cuenta<=(T1+T2+T3+T4)))
    Vao=V4(1);
    Vbo=V4(2);
    Vco=V4(3);

elseif ((cuenta>(T1+T2+T3+T4))&(cuenta<=(T1+T2+T3+T4+T5)))
    Vao=V5(1);
    Vbo=V5(2);
    Vco=V5(3);

elseif ((cuenta>(T1+T2+T3+T4+T5))&(cuenta<=(T1+T2+T3+T4+T5+T6)))
    Vao=V6(1);
    Vbo=V6(2);
    Vco=V6(3);

elseif ((cuenta>(T1+T2+T3+T4+T5+T6))&(cuenta<=CountF))
    Vao=V7(1);
    Vbo=V7(2);
    Vco=V7(3);

end % En este punto finaliza el if (cuenta<=T1)
    
```

% La ultima salida de Vout es una variable auxiliar que se utiliza para fines de depuración y enviar cualquier señal a la interfaz gráfica del programa Simulink,. Esta salida es el vector Auxí.

```

Vout=[Vao Vbo Vco 0];

%
% Ahora Finaliza la rutina
%
cuenta=cuenta+1;
if (cuenta>CountF) % Termino el periodo de switching
    cuenta=1;      % Comienza de nuevo y calcula nuevamente los tiempos.
end;
return           % Vuelve a simulink
    
```

Existen poco elementos de SVM que no sean auto explicativos. Cada vez que comienza un periodo de switching ($cuanta=1$), se calcula $T_1 \dots T_7$ correspondientes a las siete salidas que se utilizan en un sector determinado (ver Fig. 3.4). Una vez que se determina el sector de operación (variable SECTOR en el código *SVM.m*), de la variable pública *sectors* se obtienen los valores L_1 a L_7 que indican los 7 vectores ya pre-arreglados que se deben utilizar durante la modulación. En la variable pública *vectors* se encuentran las salidas, ya sea $E/2$ o $-E/2$, de las tres tensiones de salida de la etapa inversora.

Finalmente, después de calcular $T_1 \dots T_7$ en términos del número de pulsos de período T_r a contar, la función *SVM.m* entrega las salidas de la etapa inversora utilizando para esto 7 instrucciones tipo *if then*.

Existe una parte del código que puede llevar a confusión. Para calcular los tiempos de los vectores activos se utiliza:

```
if (2*floor(SECTOR/2)== SECTOR) % encuentra sectores pares
    % Sectores Pares
    T3=round(0.5*D1*CountF); % Tiempo del primer vector no nulo
    T2=round(0.5*D2*CountF); % Tiempo del segundo vector no nulo
else
    % Sectores impares
    T2=round(0.5*D1*CountF); % Tiempo del primer vector no nulo
    T3=round(0.5*D2*CountF); % Tiempo del segundo vector no nulo
end
```

Esta instrucción es necesaria para calcular de distinta forma los tiempos que dependen de los ciclos de trabajo δ_1 y δ_2 . Los vectores se encuentran pre-arreglados para obtener un número de mínimo de conmutaciones durante el período. En el caso del sector 2 se tiene el pre arreglo $S2=[8\ 3\ 2\ 7\ 2\ 3\ 8]$. Es decir el vector V_2 se encuentra en el tercer lugar, pero su tiempo T_3 depende del ciclo de trabajo δ_1 . De la misma forma el vector V_3 se encuentra en el segundo lugar pero su tiempo T_2 depende del ciclo de trabajo δ_2 . En los sectores impares, el tiempo T_3 depende del ciclo de trabajo δ_2 y T_2 depende del ciclo de trabajo δ_1 .

3.3 Algunos resultados de simulación.

Utilizando el modelo de la Fig. 3.2 se han obtenidos algunos resultados de simulación del algoritmo SVM. Para esto se utiliza $V_m=100V$, $f_e=30Hz$, $E=600V$. Un filtro de segundo orden con frecuencia de corte de $900Hz$, se utiliza para eliminar los armónicos de alto orden de las señales sintetizadas por el modulador vectorial. La frecuencia de switching es de $4kHz$. Fig. 3.6 muestra algunos resultados obtenidos con el algoritmo de modulación implementado.

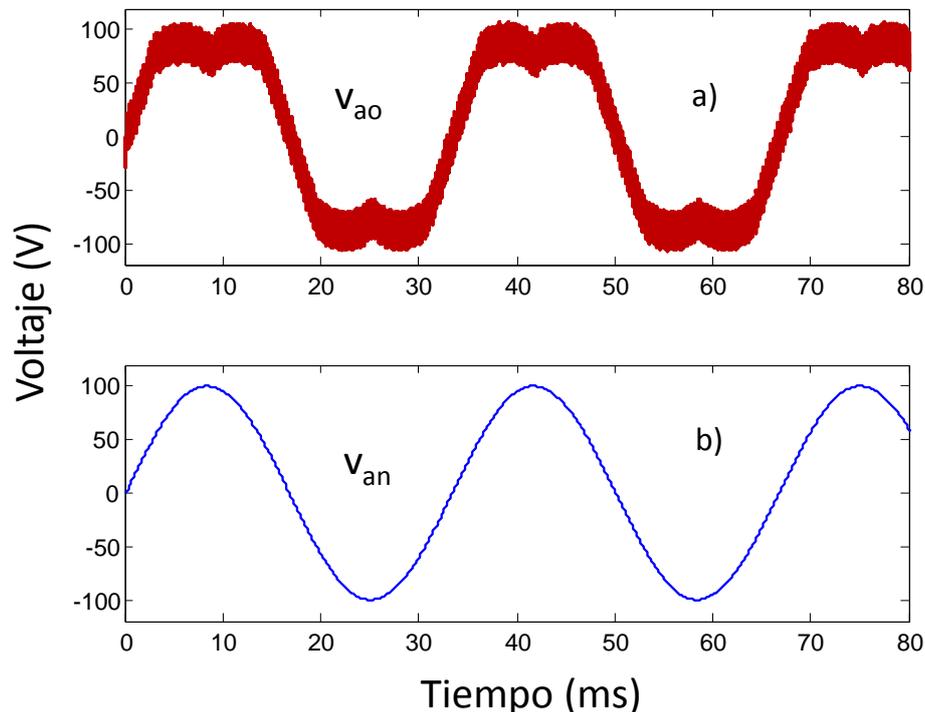


Fig. 3.6 Modulación vectorial a) Salida fase neutro ficticio correspondiente a la fase a. b) Referencia de la fase a.

La salida fase-NF correspondiente a la fase a se muestra en la Fig. 3.6a. Nótese que los armónicos de secuencia cero ya se encuentran incluidos en la tensión de salida. La tensión de referencia en la fase a se muestra en la Fig. 3.6b. Esta tensión no incluye armónicos de secuencia cero los cuales son agregados en forma automática por el algoritmo SVM.

Fig. 3.6 muestra la estimación espectral de la tensión de salida fase-NF. En este caso se obtienen resultados muy similares a los mostrados previamente en la Fig. 1.20. Los dos

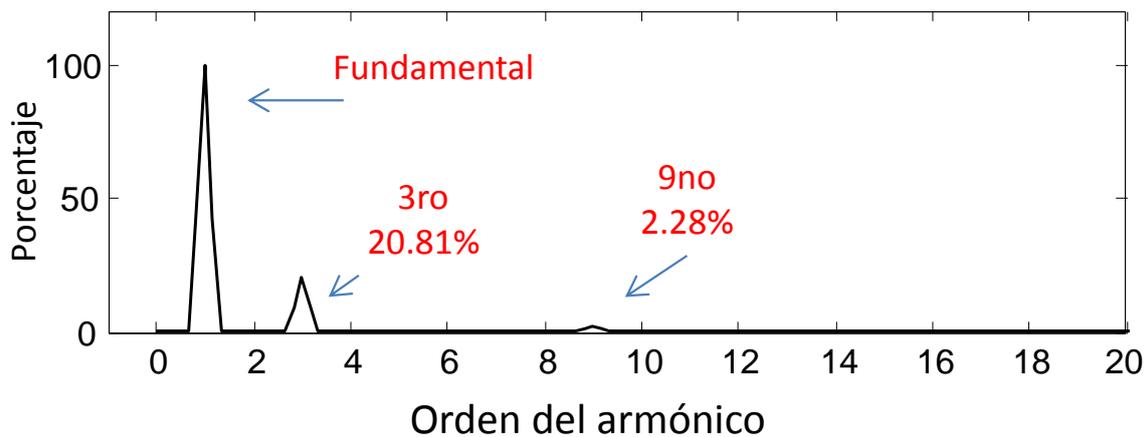


Fig. 3.6 Estimación espectral correspondiente a la tensión fase neutro ficticio del modulador SVM.

métodos SVM y PWM convencional con inyección de armónicos de secuencia cero deberían entregar resultados idénticos [2]. Las pequeñas diferencias se deben a la aplicación del filtro de segundo orden a la tensión v_{ao} y también a problemas de resolución numérica.

Las tensiones línea-línea de referencia son prácticamente iguales a las tensiones línea-línea a la salida. Existe una diferencia muy menor que se produce por los retardos introducidos en la implementación digital. Como se discute en la literatura técnica, un “*sample and hold*” de orden cero produce un retardo de transporte de aproximadamente $\frac{1}{2}$ muestra entre la señal de entrada y salida del retentor. Métodos de modulación con compensación de fase se discuten en la literatura [2].

La Fig. 3.7 muestra las tensiones de salida línea-línea. En Fig. 3.7a se encuentra la salida del modulador la cual es una perfecta sinusoidal porque todos los armónicos de orden cero han sido eliminados. La Fig. 3.7b muestra la tensión línea a línea de referencia y la Fig. 3.7c muestra el error entre referencia y salida. Este error alcanza valores máximos de aproximadamente 5V lo cual equivale a aproximadamente 2.8% del valor máximo de la tensión línea a línea. En la mayor parte de las aplicaciones este pequeño error introducido por el modulador vectorial (o cualquier otro método de modulación que sea implementado digitalmente) es compensado por los controladores de corriente.

La Fig. 3.8 muestra la estimación espectral obtenida con el voltaje línea a línea a la salida del modulador. Los armónicos de secuencia cero han sido eliminado y la mayor parte de la distorsión armónica es producida por los armónicos con órdenes múltiplos de (f_{sw}/f_c).

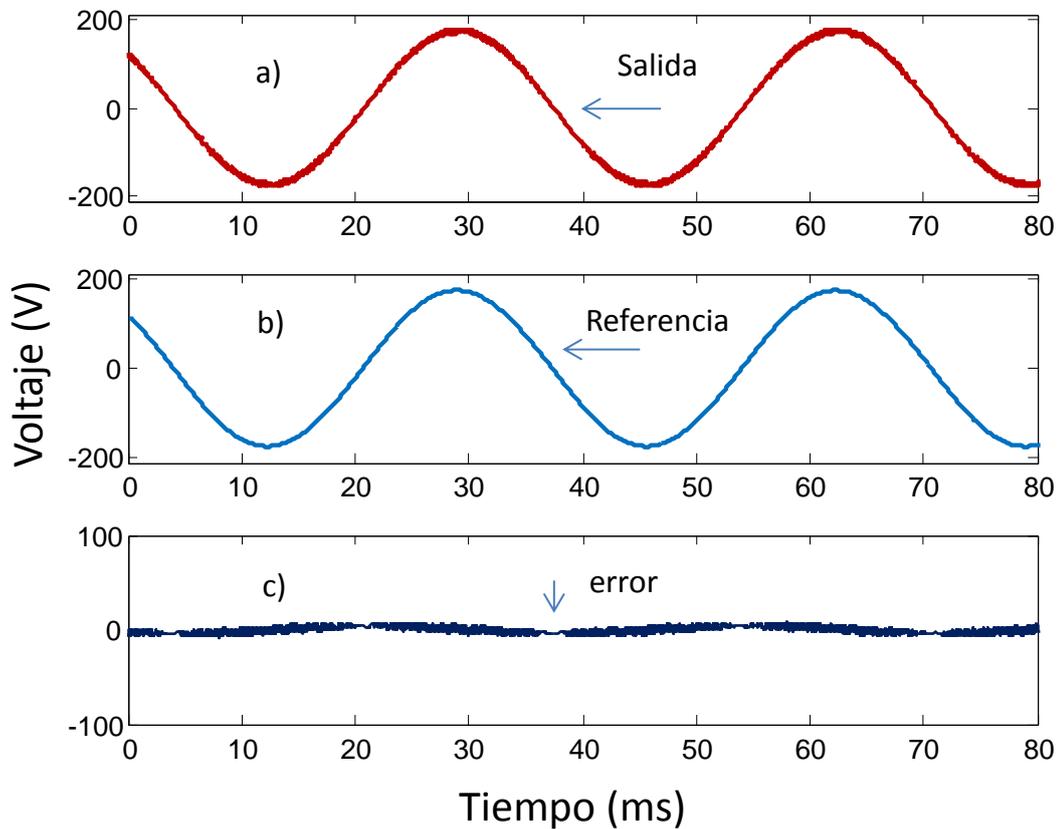


Fig. 3.7. Voltaje línea a línea. a) Salida del modulador. b) Señal de referencia. c) Error entre la salida y la referencia.

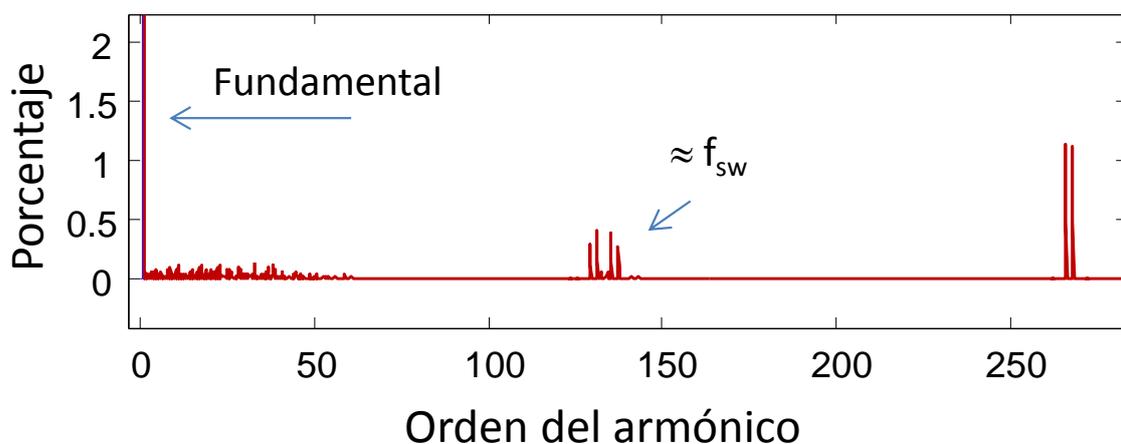


Fig. 3.8. Estimación espectral del voltaje línea a línea obtenido a la salida del modulador vectorial.

Apéndice

RUTINAS UTILIZADAS EN ESTE APUNTE

Programas Utilizados para estimación espectral

Estos programas se encuentran incluidos en los archivos MATLAB/SIMULINK que acompañan este apunte. Debe utilizar el programa *ejemplo.m* para entender cómo funcionan.

FFT_rcd

```
% Funcion que calcula THD y grafica armonicos
% Se debe ingresar el archivo con los datos y el tiempo de muestreo
% de la forma fft_new(arreglo, tiempo de muestreo)
function THD=fft_new(arreglo, DT) %se deben utilizar arreglos que sean
vectores solumnas o vectores filas
    F=1/DT; %calcula la frecuencia de muestreo
    V=arreglo;
    N=size(V,1);
    if (N<2)
        N=size(V,2);
    else
        V=V';
    end;
    N=N-1;
    FF=0:N;FF=FF/(N*DT);
    H=hamming(N+1);
    K=abs(fft((V)'.*H));
    Fund=max(K);
    Vfund=(0.8890*Fund/(0.24*(N+1)));
    plot(K)
    pos=find(K==Fund);
    I=round(pos(1)); %posicion donde se encuentra la fundamental
    fe=(I-1)/(N*DT); %detecta la frecuencia de la fundamental
    Total=0; %
    figure(1);
    zz=floor(F/2); %valor de la frecuencia de muestreo medio
    subplot(2,1,1); plot(FF,K);axis([-1 zz 0 Fund*1.1]);zz=floor(zz/fe) %
valor del maximo orden de armonico medible
    subplot(2,1,2); plot(FF/fe,K/Fund*100);axis([-1 zz 0 110]); %armonicos
por orden.
    Max_Armonico=floor(F/(2*fe));
    if (Max_Armonico>49)
        Max_Armonico=50;
    end;
    % calcula el THD
    DZ=0.2*fe; %fraccion de frecuencia a considerar
    TZ=round(DZ*N*DT); %Numero de muestras a borrar
    zz=floor(N/2); % Maximo armonico a considerar
    PC=K(1:zz)/Fund*100; %arreglos donde se encuentran los armonico en % de
la fundamental
    ii=1;
    sigue=1;
    while ((ii<=Max_Armonico)&&(sigue==1))
        Value=max(PC);
        if (Value>0.6)
            L=find(PC==Value);
            POS(ii)=L;VA(ii)=Value;
            Orden(ii)=(L-1)/(N*DT*fe);
```

```

Frecuencia(ii)=(L-1)/(N*DT);
Valor(ii)=Value;
mi=L-TZ;ma=L+TZ;
if(mi<1)
    mi=1;
end
for jj=mi:ma
    PC(jj)=0;
end
ii=ii+1;
else
    sigue=0;
end
end;
[P,L]=sort(POS);
ORD=Orden(L);
FR=Frecuencia(L);
VA=Valor(L);
ma=size(VA,2);
Total=0;
for ii=1:ma
    O=ORD(ii);
    V=VA(ii);
    F=FR(ii);
    if(O~=1)
        Total=Total+V*V; %no debe considerar la fundamental o armonico de
orden 1 en el calculo
    end
    str=fprintf('Armonico orden= %6.2f Frecuencia= %7.2f Valor=
%3.2f por ciento. \n',O, F,V);
end;
disp(' ')
disp(Vfund)
THD=sqrt(Total);
str=fprintf('Distorsion Armonica Total = %7.2f por ciento.\n',
THD);
str=fprintf('Frecuencia de la fundamental en Hz = %7.2f \n', fe);
disp(' ')
    
```

FFT_rcd2

```
% Funcion que calcula THD y grafica armonicos
% Se debe ingresar el archivo con los datos y el tiempo de muestreo
% de la forma fft_new(arreglo, tiempo de muestreo)
function THD=fft_new(arreglo, DT) %se deben utilizar arreglos que sean
vectores columnas o vectores filas
    F=1/DT; %calcula la frecuencia de muestreo
    V=arreglo;
    N=size(V,1);
    if (N<2)
        N=size(V,2);
    else
        V=V';
    end;
    N=N-1;
    FF=0:N;FF=FF/(N*DT);
    H=hamming(N+1);
    K=abs(fft((V)'.*H));
    Fund=max(K);
    Vfund=(0.8890*Fund/(0.24*(N+1)));
    plot(K)
    pos=find(K==Fund);
    I=round(pos(1)); %posicion donde se encuentra la fundamental
    fe=(I-1)/(N*DT); %detecta la frecuencia de la fundamental
    Total=0; %
    figure(1);
    zz=floor(F/2); %valor de la frecuencia de muestreo medio
    subplot(2,1,1); plot(FF,K);axis([-1 zz 0 Fund*1.1]);zz=floor(zz/fe); %
valor del maximo orden de armonico medible
    subplot(2,1,2); plot(FF/fe,K/Fund*100);axis([-1 zz 0 110]);
%armonicos por orden.
```

Programas Utilizados para Implementar un Modulador Vectorial

% initial.m

```
% Define los valores iniciales requeridos en la simulación del SVM
%
global cuenta; % Cuenta el tiempo de cada vector.
global vectors; % Almacena información de todos los vectores
global T1 T2 T3 T4 T5 T6 T7; % Tiempos utilizados.
global V1 V2 V3 V4 V5 V6 V7; % Vectores utilizados en cada Ti
global sectors; % orden de los vectores por sector.
global Ts; % 1/(switching frequency)
global Tr; % resolución del contador (mínimo 500uS)
global CountF; % Cuenta Final;

fs=4000; % Frecuencia de frecuencia solicitada. Se puede cambiar arbitrariamente
Ts=1/fs; % Periodo de switching del modulador
Tr=0.5e-6; % Resolucion minima solicitada. Se puede cambiar arbitrariamente
CountF=round(Ts/Tr) % Numero de pulsos de período Tr para lograr el periodo de muestreo Ts. Se
% redondea CountF al entero mas cercano

% Sugerencia
% Para una mejor resolucion intente que Ts/Tr sea un número entero o muy cercano a entero antes de
% aplicar el operador round.

% Variables Auxiliares
tt=0;
Vm=100;
fe=30;
E=600;
wc=2*pi*900;
Trr=Tr;
% Definicion de vectores
V1=[1 -1 -1]; % como multiples de E/2
V2=[1 1 -1];
V3=[-1 1 -1];
V4=[-1 1 1];
V5=[-1 -1 1];
V6=[1 -1 1];
V7=[1 1 1];
V8=[-1 -1 -1];
vectors=[V1;V2;V3;V4;V5;V6;V7;V8]; % En la variable publica vectors quedan los vectores
% almacenados, un vector por fila.

% Definicion de sectores
% Valores propuestos no necesariamente optimizados, consulte bibliografía acerca del tema.

S1=[ 8 1 2 7 2 1 8]; % Arreglo a utilizar en el sector 1 para obtener minimas conmutaciones.
S2=[ 8 3 2 7 2 3 8]; % Arreglo a utilizar en el sector 2 para obtener minimas conmutaciones.
S3=[ 8 3 4 7 4 3 8]; % Arreglo a utilizar en el sector 3 para obtener minimas conmutaciones.
S4=[ 8 5 4 7 4 5 8]; % Arreglo a utilizar en el sector 4 para obtener minimas conmutaciones.
S5=[ 8 5 6 7 6 5 8]; % Arreglo a utilizar en el sector 5 para obtener minimas conmutaciones.
S6=[ 8 1 6 7 6 1 8]; % Arreglo a utilizar en el sector 6 para obtener minimas conmutaciones.
sectors=[S1;S2;S3;S4;S5;S6]; % Vectores que se deben utilizar en cada sector, ahora estan almacenados
% en la variable publica sectors.
cuenta=1; % variable publica "cuenta" inicializada .
```

%SVM.m

```

function [Vout] = SVM(Vin);
%
% Se debe repetir la definicion de todas las variables publicas comunes entre "initial" y "SVM"
%
global cuenta;          % Cuenta el tiempo de cada vector.
global vectors;        % Almacena información de todos los vectores
global T1 T2 T3 T4 T5 T6 T7; % Tiempos utilizados.
global V1 V2 V3 V4 V5 V6 V7; % Vectores utilizados.
global sectors;        % orden de los vectores.
global Ts;             % 1/(switching frequency)
global Tr ;           % resolución del contador
global CountF;        % Cuenta Final;

Valfa=Vin(1);          % Voltaje alfa de entrada (normalmente salida de controladores)
Vbeta=Vin(2);          % Voltaje beta de entrada (normalmente salida de controladores)
E=Vin(3);              % Voltaje del enlace DC.

if (cuenta==1)        % Primer instante del ciclo de muestreo, se deben calcular los tiempos y vectores
    % en este punto.

    Th_o=atan2(Vbeta,Valfa); % Encuentra el angulo del vector de salida
    if (Th_o<0)
        Th_o=Th_o+2*pi; % El ángulo se deja entre cero y 2*pi
    end
    SECTOR=floor((Th_o+pi/3)*3/pi); % Sencilla formula que encuentra el sector a partir de Tho
    %Th_o=atan2(Vbeta,Valfa);
    if (SECTOR == 7) % captura y corrige posibles errores de redondeo
        SECTOR=1;
    end;
    Theta= Th_o-(pi/3)*(SECTOR-1); % Encuentra el angulo con respecto al primer vector del
    % sector a considerar.

    %
    % Encuentra los valores a,b,c de los vectores pre-arreglados del sector, que se encuentran
    almacenados en el
    % arreglo publico sectors.
    %
    L1=sectors(SECTOR,1); % valores entre -1 y 1 se debe llevar a Edc/2, -Edc/2.
    L2=sectors(SECTOR,2);
    L3=sectors(SECTOR,3);
    L4=sectors(SECTOR,4);
    L5=sectors(SECTOR,5);
    L6=sectors(SECTOR,6);
    L7=sectors(SECTOR,7);
    %
    % Los vectores L1...L7 se utilizan en este sector.
    %
    V1=vectors(L1,1:3)*E/2; % V1 tiene la fila complete del vector L1
    V2=vectors(L2,1:3) *E/2; % V2 tiene la fila complete del vector L2
    V3=vectors(L3,1:3) *E/2; % V3 tiene la fila complete del vector L3
    V4=vectors(L4,1:3) *E/2; % V4 tiene la fila complete del vector L4
    V5=vectors(L5,1:3) *E/2; % V5 tiene la fila complete del vector L5
    V6=vectors(L6,1:3) *E/2; % V6 tiene la fila complete del vector L6

```

```

V7=vectors(L7,1:3) *E/2; % V7 tiene la fila complete del vector L7
%
% calculo de los ciclos de trabajo
%
Vs=sqrt(Valfa*Valfa+Vbeta*Vbeta);
D1=1.154700538379252*(Vs/E)*sin(1.047197551196598-Theta);
D2=1.154700538379252*(Vs/E)*sin(Theta) ;
D0=1-(D1+D2); % ciclo de trabajo vectores cero.
T1=round(0.25*D0*CountF); % Tiempo del primer vector cero T0/4
if (2*floor(SECTOR/2)== SECTOR)
    % Sectores Pares
    T3=round(0.5*D1*CountF); % Tiempo del primer vector no nulo
    T2=round(0.5*D2*CountF); % Tiempo del segundo vector no nulo
else
    % Sectores impares
    T2=round(0.5*D1*CountF); % Tiempo del primer vector no nulo
    T3=round(0.5*D2*CountF); % Tiempo del segundo vector no nulo
end
T4=2*T1; % Tiempo total del Segundo vector cero T0/2
T5=T3; % Aplica propiedad espejo del PWM simetrico
T6=T2;
T7=T1;

end; % (En este punto finaliza el if (cuenta= =1) )
%
% Despues de calcular los tiempos envia la salida a Vout
%

if (cuenta<=T1)
    Vao=V1(1);
    Vbo=V1(2);
    Vco=V1(3);

elseif ((cuenta>T1)&(cuenta<=(T1+T2)))
    Vao=V2(1);
    Vbo=V2(2);
    Vco=V2(3);

elseif ((cuenta>(T1+T2))&(cuenta<=(T1+T2+T3)))
    Vao=V3(1);
    Vbo=V3(2);
    Vco=V3(3);

elseif ((cuenta>(T1+T2+T3))&(cuenta<=(T1+T2+T3+T4)))
    Vao=V4(1);
    Vbo=V4(2);
    Vco=V4(3);

elseif ((cuenta>(T1+T2+T3+T4))&(cuenta<=(T1+T2+T3+T4+T5)))
    Vao=V5(1);
    Vbo=V5(2);
    Vco=V5(3);

elseif ((cuenta>(T1+T2+T3+T4+T5))&(cuenta<=(T1+T2+T3+T4+T5+T6)))
    Vao=V6(1);

```

```
Vbo=V6(2);
Vco=V6(3);

elseif ((cuenta>(T1+T2+T3+T4+T5+T6))&(cuenta<=CountF))
    Vao=V7(1);
    Vbo=V7(2);
    Vco=V7(3);

end % En este punto finaliza el if (cuenta<=T1)

Vout=[Vao Vbo Vco 0];

%
% Ahora Finaliza la rutina
%
cuenta=cuenta+1;
if (cuenta>CountF) % Termino el periodo de switching
    cuenta=1;      % Comienza de nuevo
end;

return          % Vuelve a simulink
```

REFERENCIAS

Referencias

- [1] G. Asher, “Electric Drives.” University of Nottingham UK, 1992.
- [2] D. G. Holmes and T. Lipo, “Pulse Width Modulation for Power Converters Principle and Practice,” 3rd ed., IEEE Press, 2003.
- [3] H. W. van der Broeck and H.-C. Skudelny, “Analytical analysis of the harmonic effects of a PWM AC drive,” *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 3, no. 2, pp. 216-223, 1988.
- [4] G. Asher, “Vector control of Induction Machines.” University of Nottingham UK, 1992.
- [5] H. W. van der Broeck, H.-C. Skudelny, and G. V. Stanke, “Analysis and realization of a pulsewidth modulator based on voltage space vectors,” *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 24, no. 1, pp. 142-150, 1988.
- [6] H. S. Patel and R. G. Hoft, “Generalized Techniques of Harmonic Elimination and Voltage Control in Thyristor Inverters: Part I--Harmonic Elimination,” *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 9, no. 3, pp. 310-317, 1973.
- [7] P. H. Nayak and R. G. Hoft, “Optimizing the PWM Waveform of a Thyristor Inverter,” *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 11, no. 5, pp. 526-530, 1975.
- [8] H. S. Patel and R. G. Hoft, “Generalized Techniques of Harmonic Elimination and Voltage Control in Thyristor Inverters: Part II --- Voltage Control Techniques,” *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 10, no. 5, pp. 666-673, 1974.
- [9] S. Kouro, P. Lezana, M. Angulo, and J. Rodriguez, “Multicarrier PWM With DC-Link Ripple Feedforward Compensation for Multilevel Inverters,” *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 23, no. 1, pp. 52-59, 2008.
- [10] Y. Wang, Q. Gao, and X. Cai, “Mixed PWM for Dead-Time Elimination and Compensation in a Grid-Tied Inverter,” *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 58, no. 10, pp. 4797-4803, 2011.
- [11] S.-H. Hwang and J.-M. Kim, “Dead Time Compensation Method for Voltage-Fed PWM Inverter,” *Energy Conversion, IEEE Transactions on*, vol. 25, no. 1, pp. 1-10, 2010.
- [12] G. Buja and G. Indri, “Improvement of Pulse Width Modulation Techniques,” *Archiv für Elektrischechnik*, vol. 57, pp. 281-289, 1975.

- [13] J. A. Houldsworth and D. A. Grant, "The Use of Harmonic Distortion to Increase the Output Voltage of a Three-Phase PWM Inverter," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 20, no. 5, pp. 1224-1228, 1984.
- [14] D. A. Grant, J. A. Houldsworth, and K. N. Lower, "A New High-Quality PWM AC Drive," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 19, no. 2, pp. 211-216, 1983.
- [15] J. Richardson and O. T. Kukrer, "Implementation of a PWM regular sampling strategy for AC drives," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 6, no. 4, pp. 645-655, 1991.
- [16] S. Diaz, "Control sensorless de un generador sincrónico de imanes permanentes para aplicaciones en turbinas eólicas." Universidad Técnica Federico Santa María, 2010.