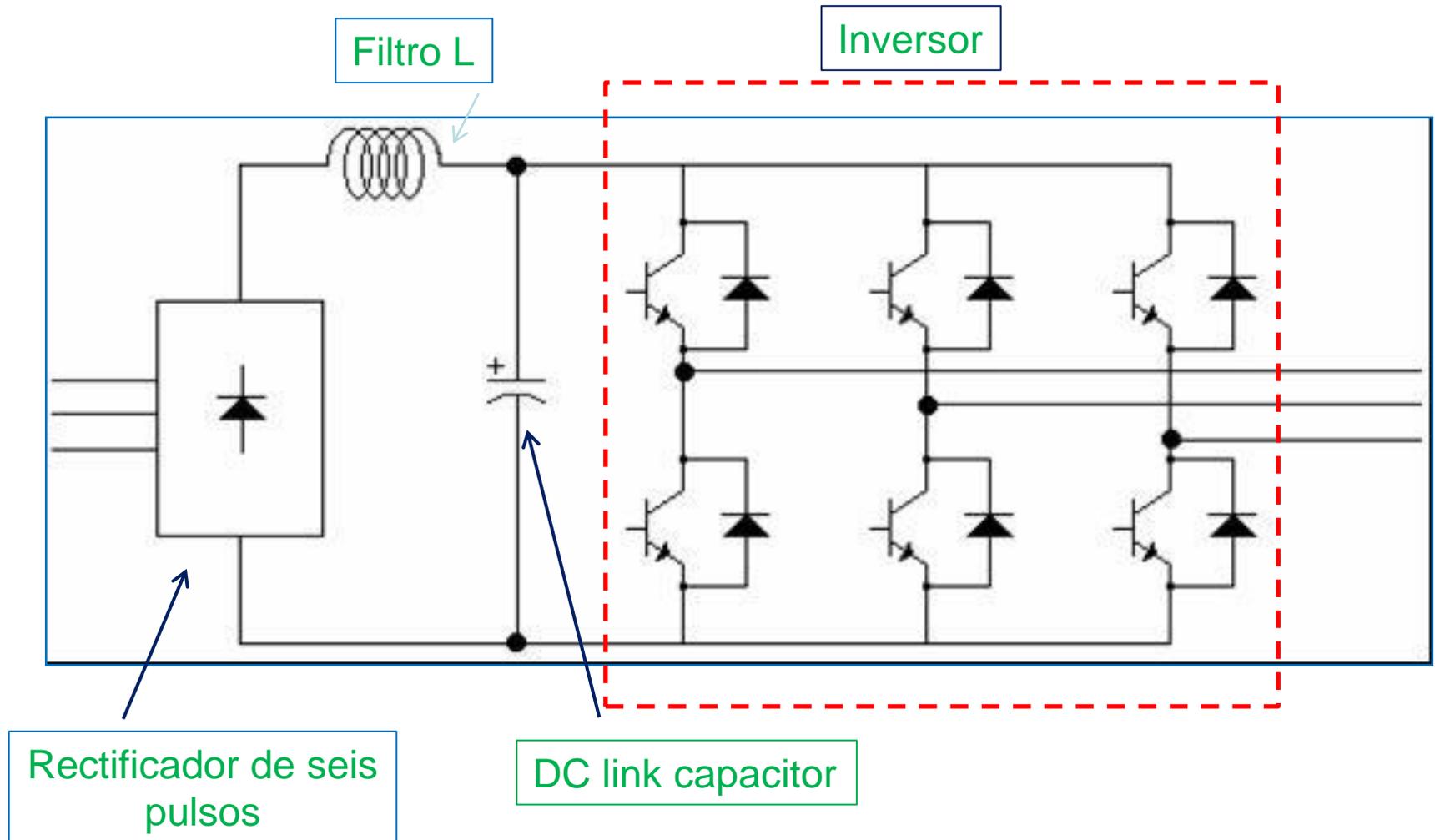


Modulación PWM

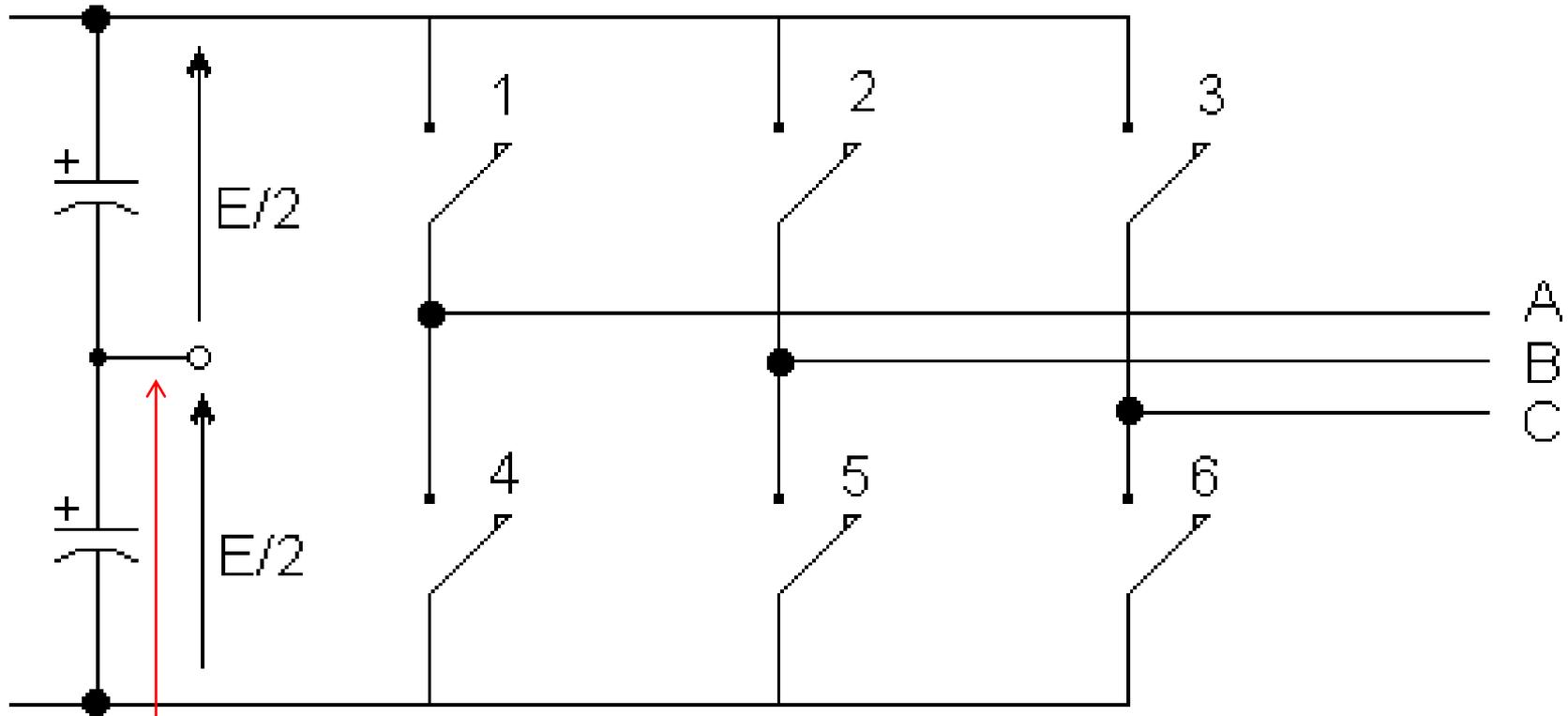
Esquema Típico de un Variador de Frecuencia



Componentes Típicos del Variador de Frecuencia

- La anterior diapositiva muestra el esquema típico de un conversor DC/AC trifásico, denominado inversor o variador de frecuencia, se compone de:
 - Un rectificador trifásico de seis pulsos o de onda completa
 - Una inductancia para limitar la corriente de carga del condensador del enlace DC durante el encendido, y que en régimen cumple la función de filtrado.
 - En convertidores de baja potencia en lugar de una inductancia se conecta una resistencia de carga del condensador, la cual se cortocircuita mediante los contactos de un relé que se activa cuando la tensión en el enlace DC alcanza un cierto valor (un 80-90% del valor nominal).
 - Un condensador electrolítico.
 - El inversor propiamente tal compuesto de seis interruptores y diodos en antiparalelo.

Modulación por Ancho de Pulso



Neutro ficticio



Desaparece su influencia al considerar tensiones fase-fase

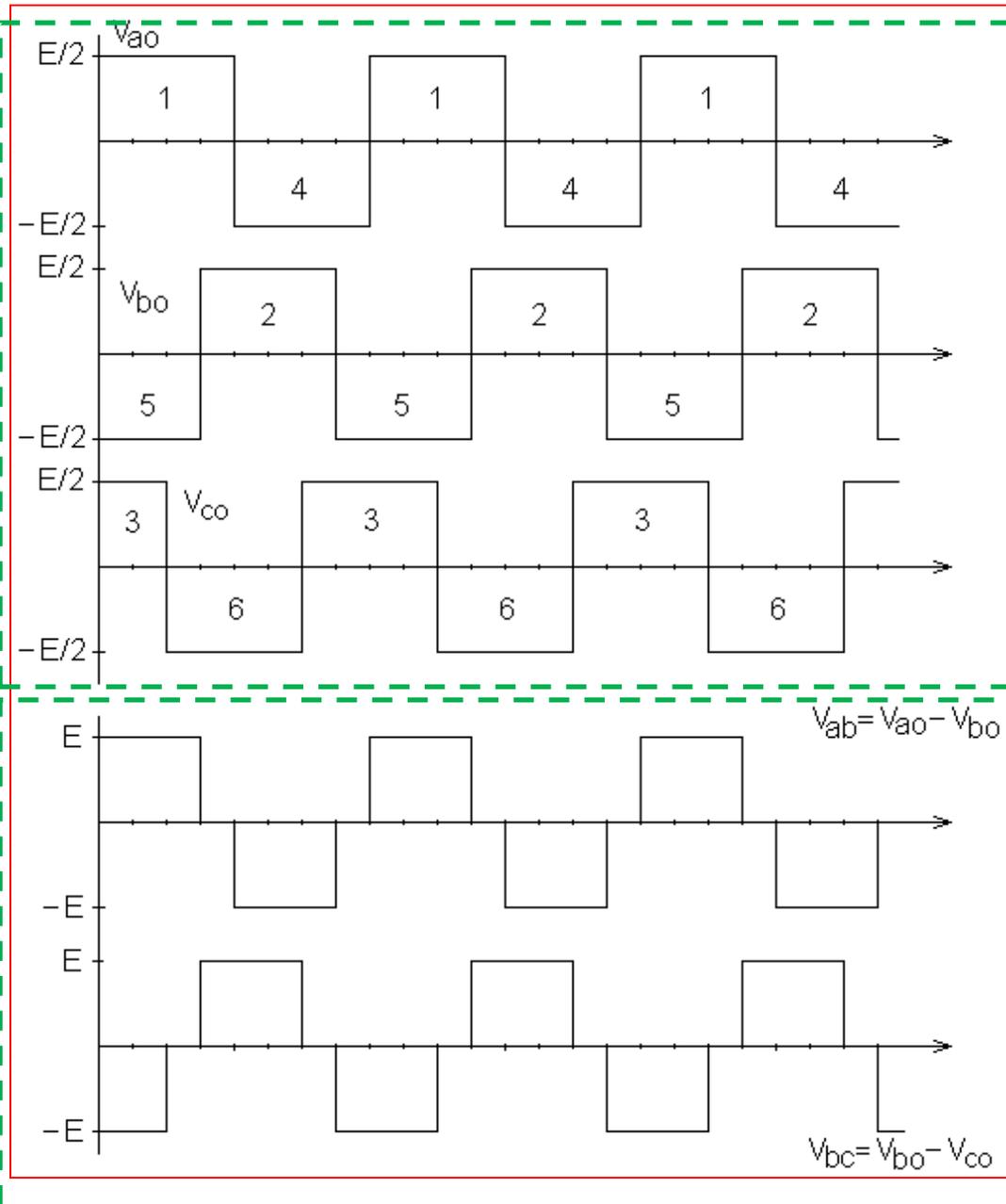
Tensiones fase-neutro ficticio



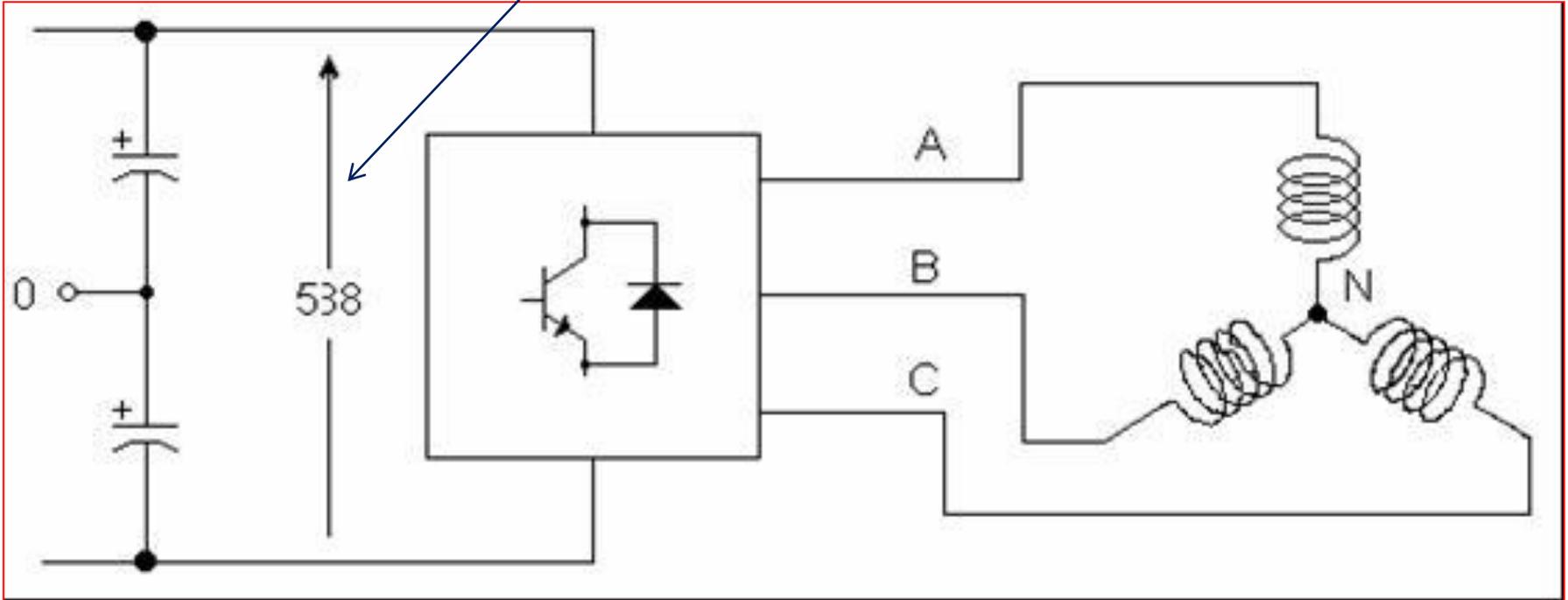
Modulación tipo onda
cuasi-cuadrada

(En la actualidad se usa en muy
pocas aplicaciones)

Tensiones fase a fase



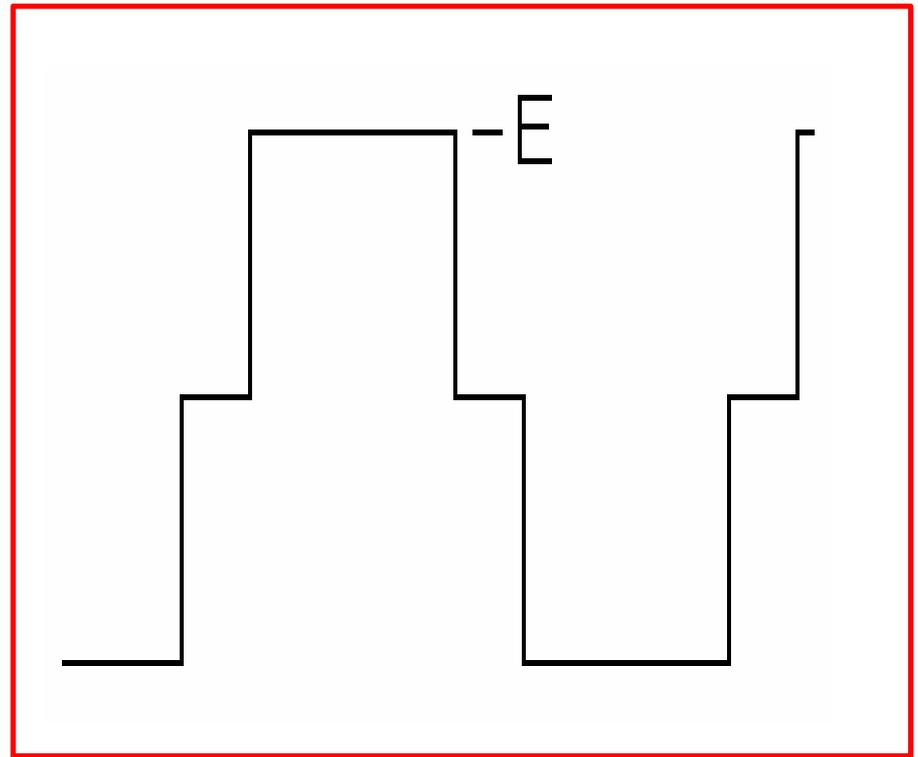
Recuerde, habitualmente se asume que el condensador se carga a E_m , en nuestro caso 380×1.4142 (raíz de dos).



Debido a la forma de onda de los voltajes V_{ao} , V_{bo} , y V_{co} las tensiones V_{ab} , V_{bc} y V_{ca} son lo que se denomina onda cuasi cuadrada. En esta onda cuasi cuadrada la tensión fundamental es:

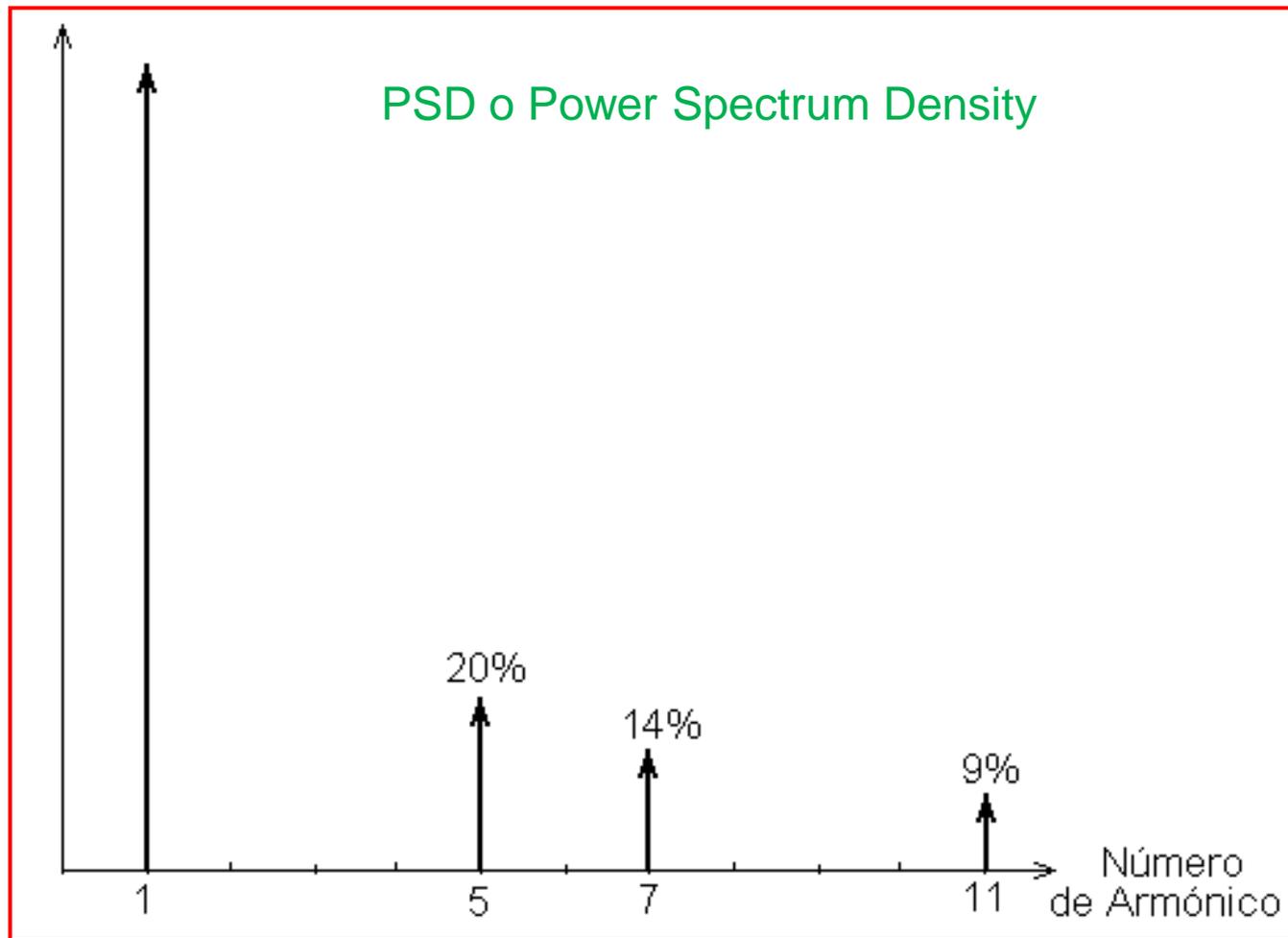
$$R.M.S = \frac{\sqrt{6}}{\pi} E$$

≈ 0.7797



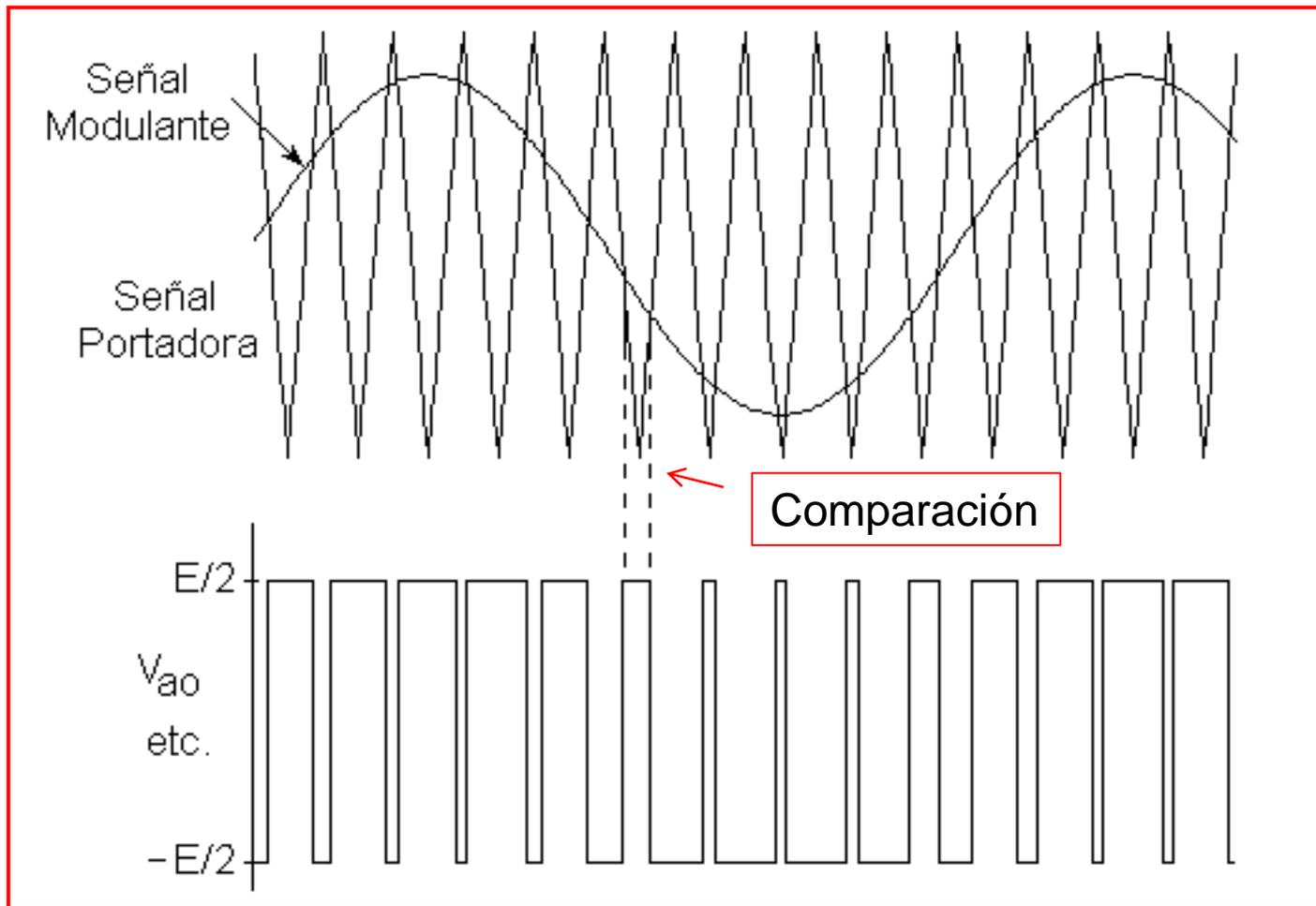
Tensión línea a línea

Si la tensión de línea a la entrada del rectificado es 380V, entonces la tensión en el enlace DC será aproximadamente de 537(V) y por lo tanto la tensión máxima fundamental del voltaje de línea del motor será 419V (para esta onda cuasi-cuadrada).



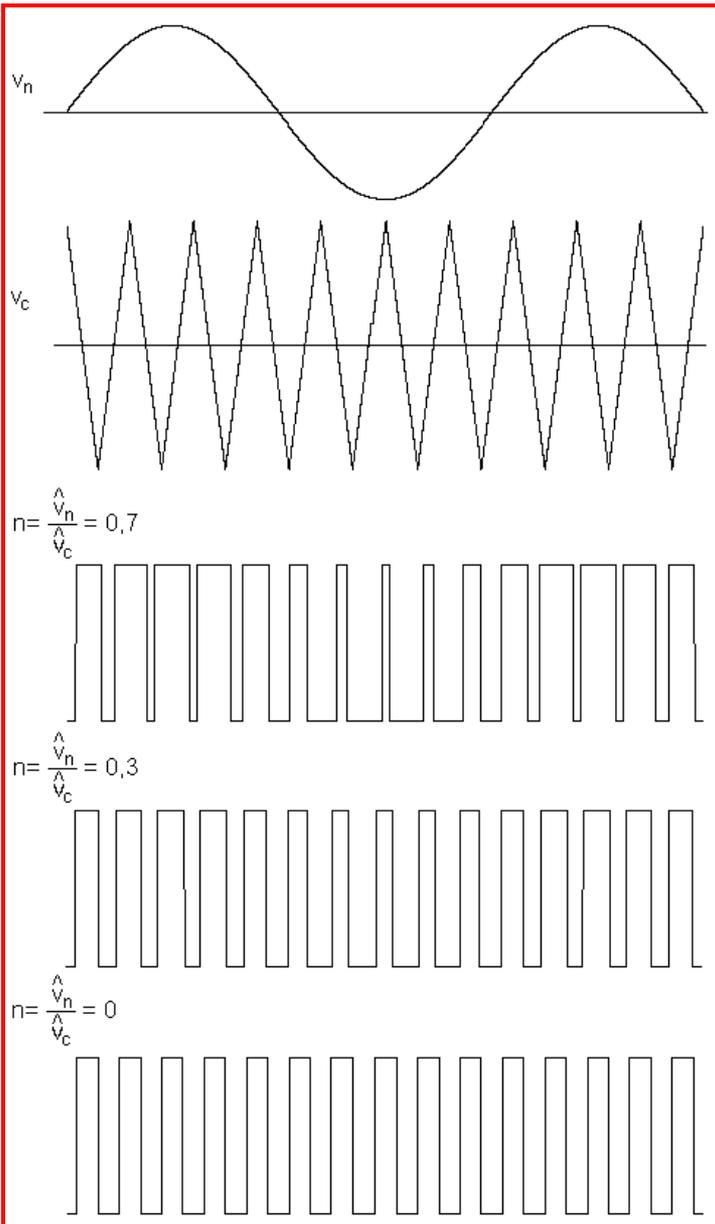
El principal problema es la amplitud de los armónico de bajo orden. Aproximadamente el 35% de la potencia de entrada al motor se debe a los armónicos, lo cual produce problemas especialmente a bajas velocidades.

Modulación por ancho de pulso

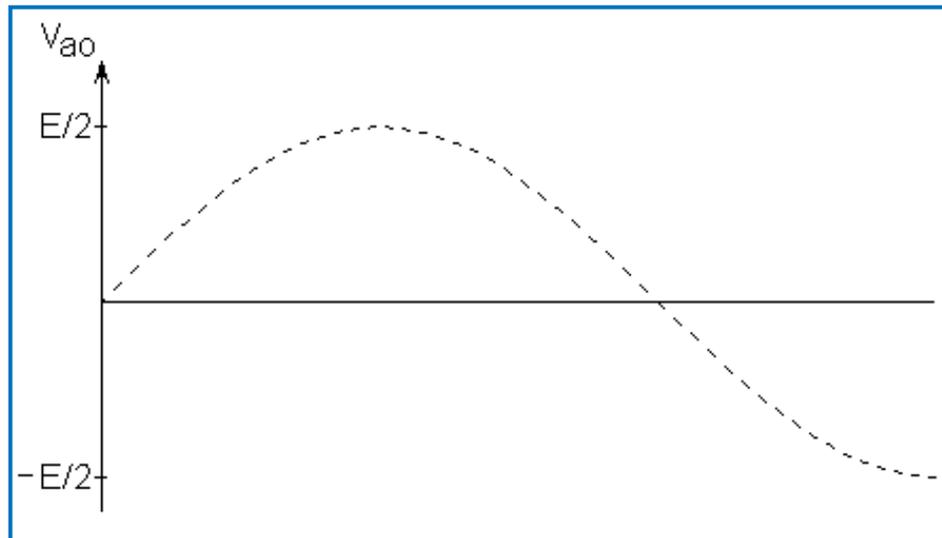


Se define m como el índice de modulación:

$$m = \frac{\text{Amplitud de la señal a modular}}{\text{Amplitud de la portadora}}$$



Si $E=537(V)$, entonces $V_{\text{línea}} = 328(V)$. Para obtener más voltaje en los terminales del inversor, se debe operar con $m > 1$. Esto se denomina sobremodulación.

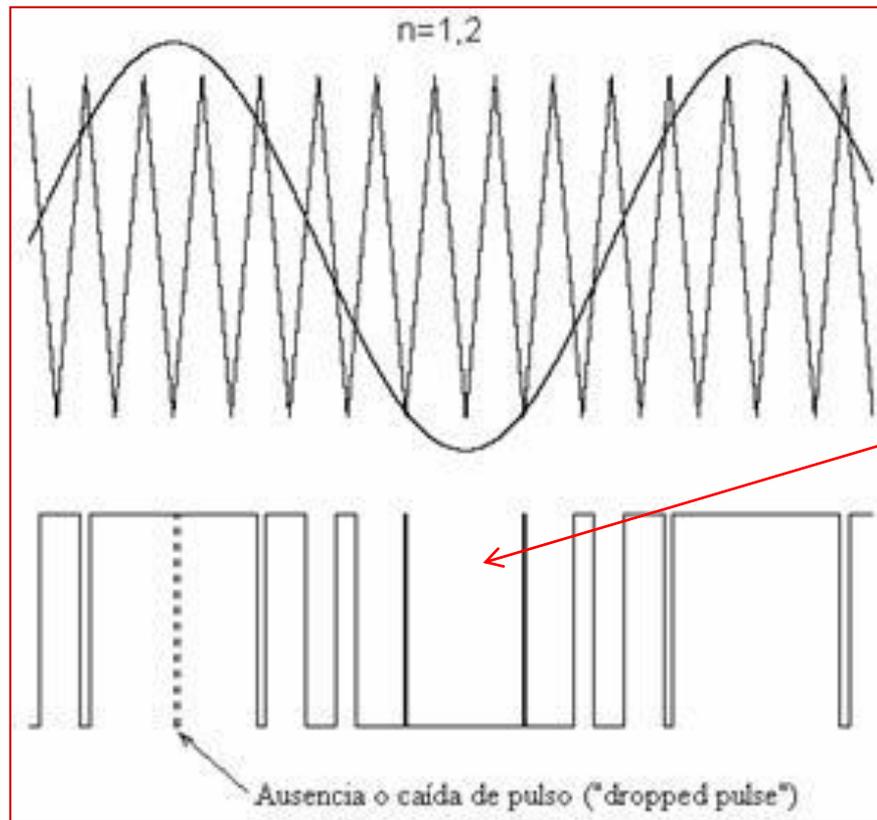


$$\hat{V}_{ao} = \frac{E}{2}$$

;

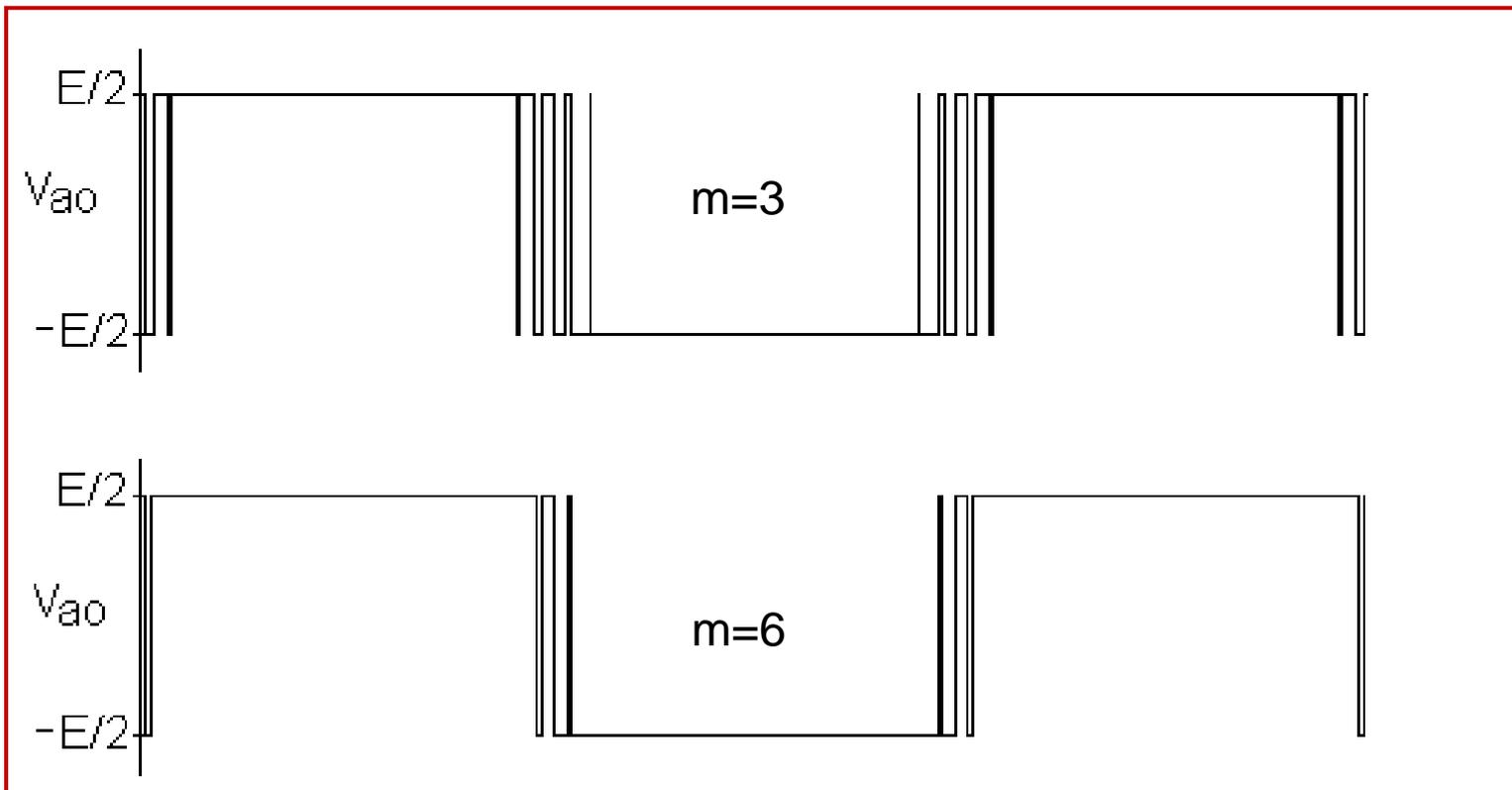
$$V_{ab} \text{ (max)} = \frac{\sqrt{3}E}{2\sqrt{2}} = 0.61E$$

En sobremodulación algunos pulsos desaparecen de la señal PWM, lo cual se denomina habitualmente 'pulse dropping'

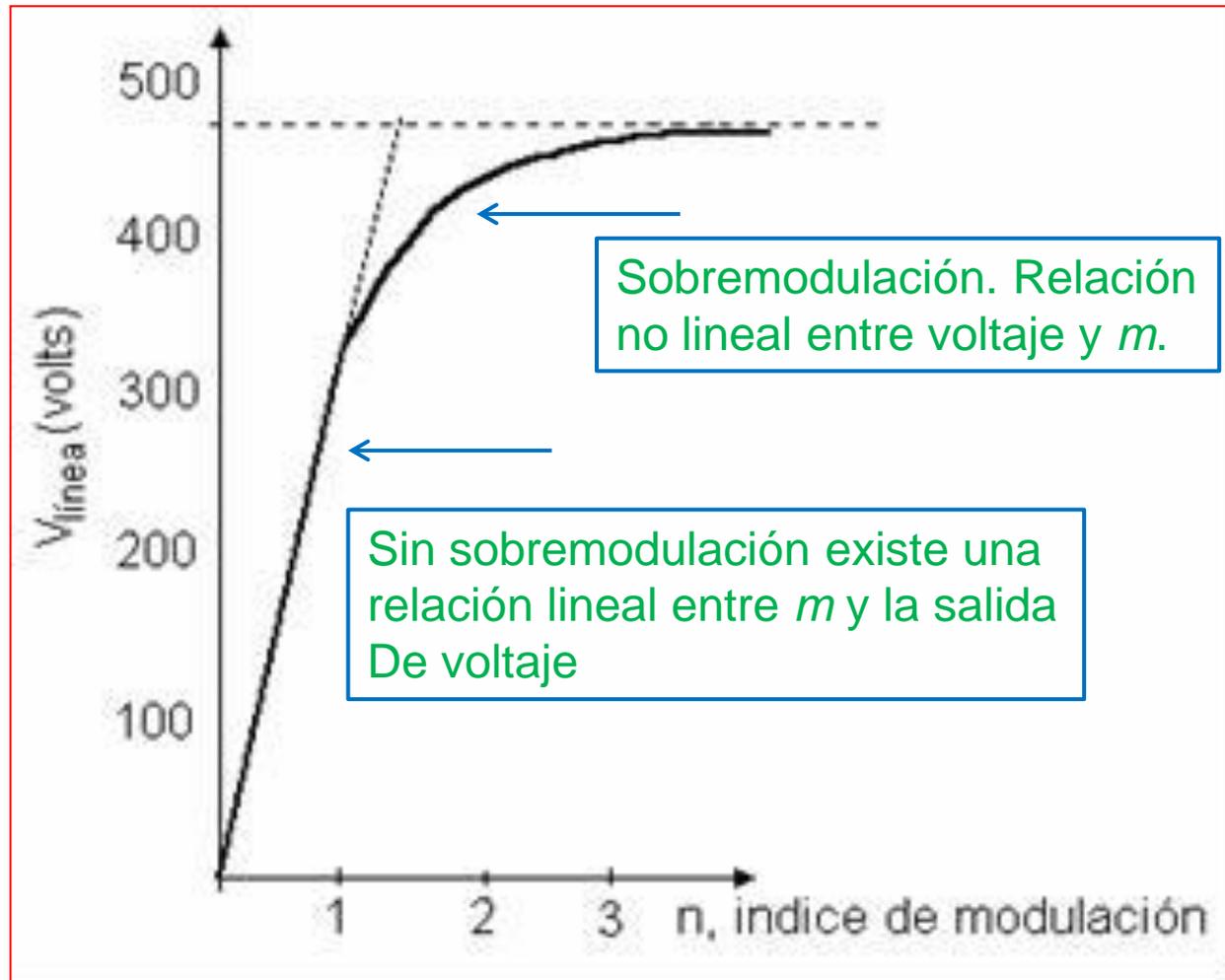


pulso eliminado

A medida que la sobremodulación aumenta la señal se aproxima a una onda cuadrada. Esto significa que aumenta el contenido armónico.

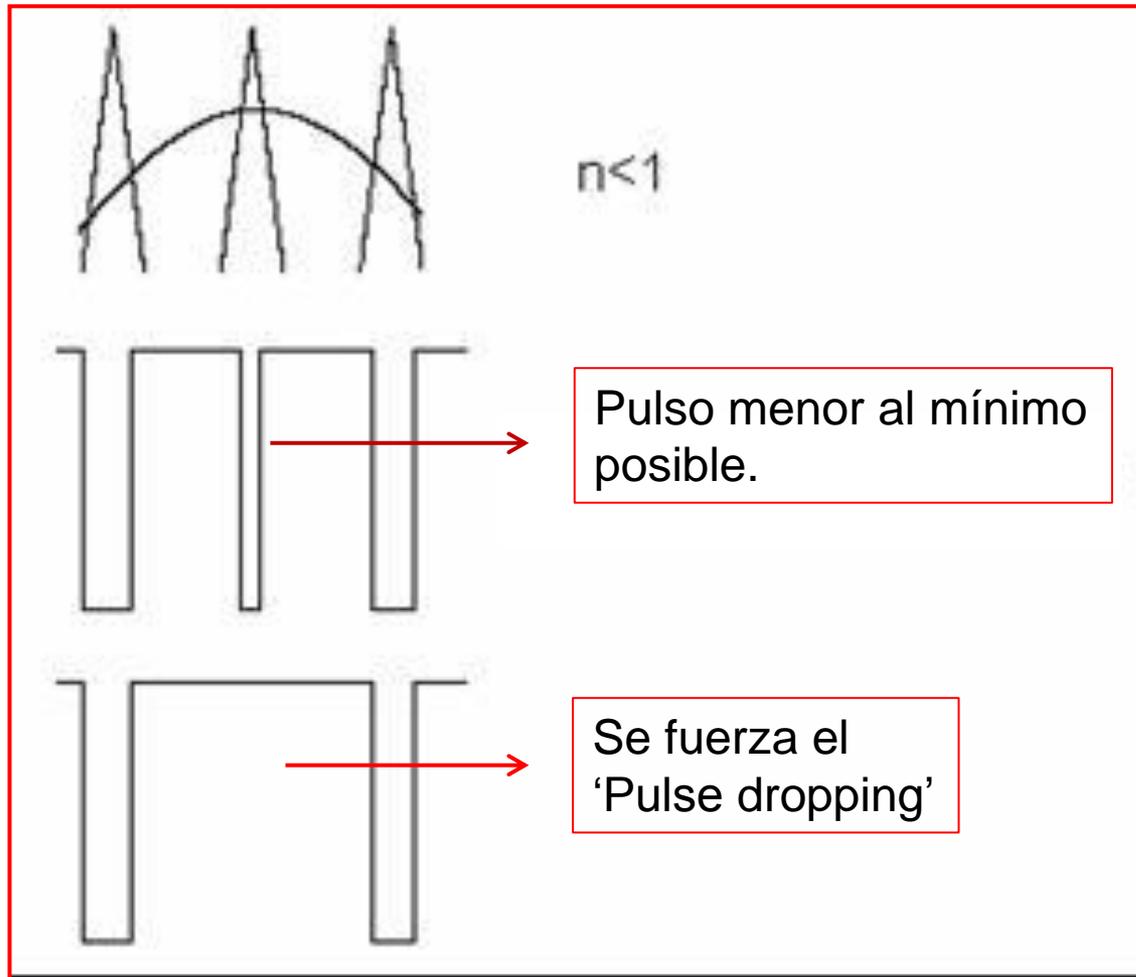


Modulación por ancho de Pulso



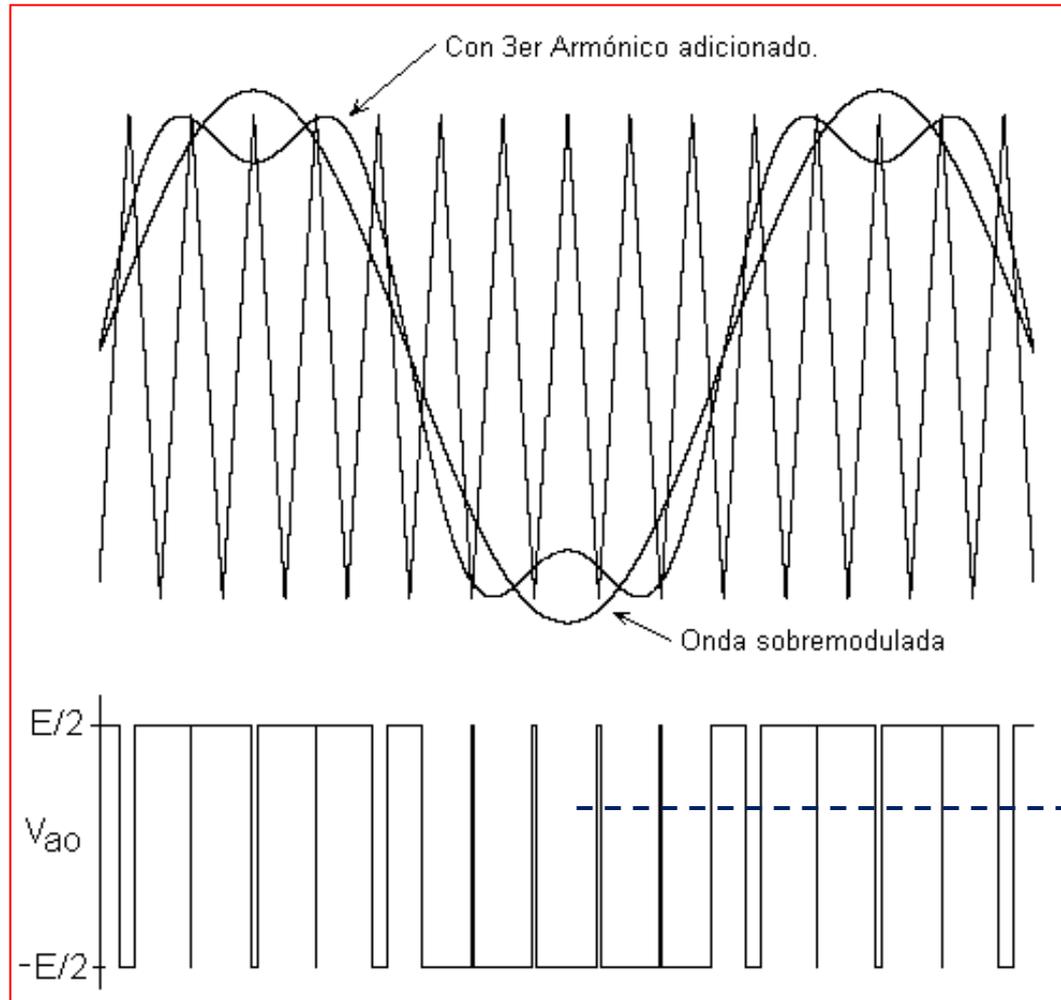
El efecto de pulse dropping también ocurre para índices de modulación menor que 1. A medida que $m \rightarrow 1$, algunos pulsos se tornan muy angostos.

Los interruptores del inversor tiene un requerimiento respecto del mínimo ancho de pulso, dado que se requiere un tiempo para el apagado del dispositivo. Por lo tanto, cuando el ancho de los pulsos es menor que el ancho de pulso mínimo permisible para los semiconductores de potencia, dicho pulso se debe ignorar. Esto es equivalente a provocar 'pulse dropping'.



'Pulse dropping' está asociado a la aparición de armónicos de baja frecuencia

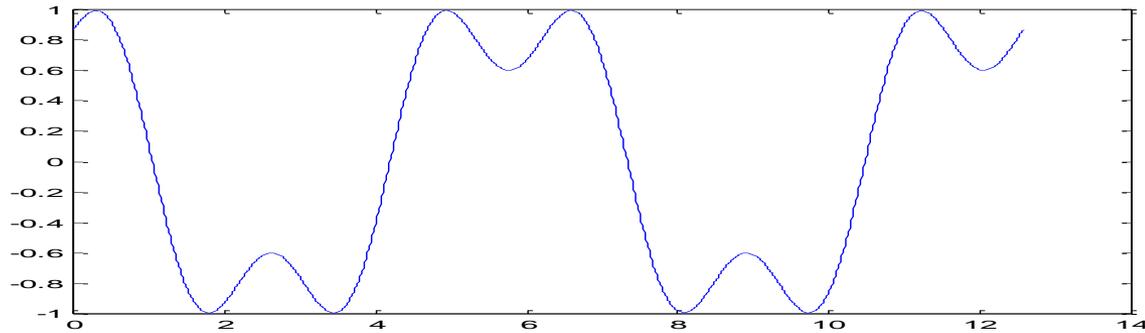
Inyección de Tercer Armónico



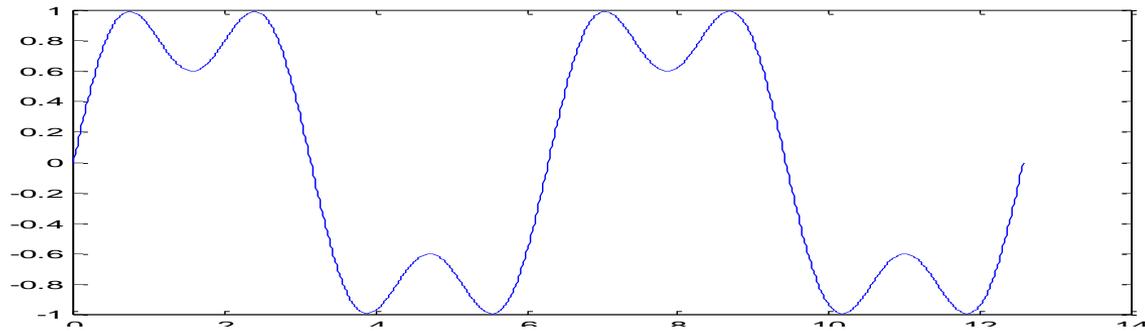
No existe 'Pulse dropping'

Inyección de Tercer Armónico

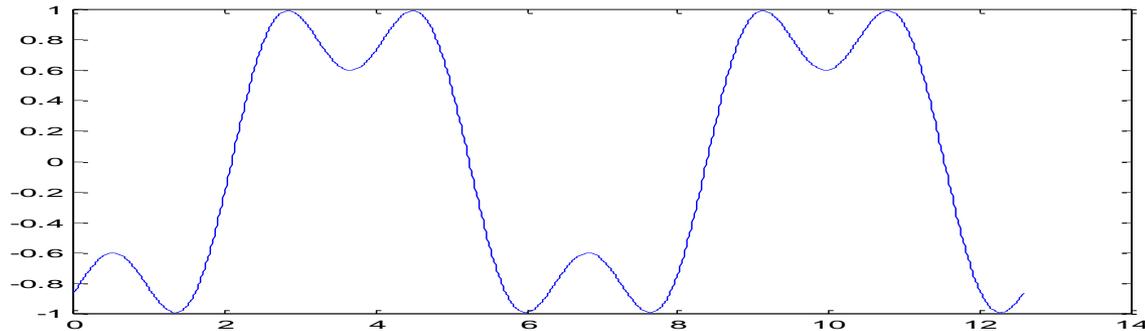
V_{ao}



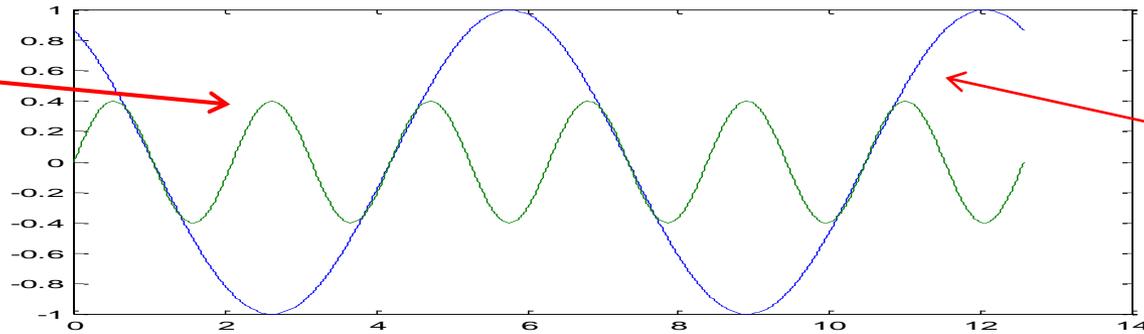
V_{bo}



V_{co}

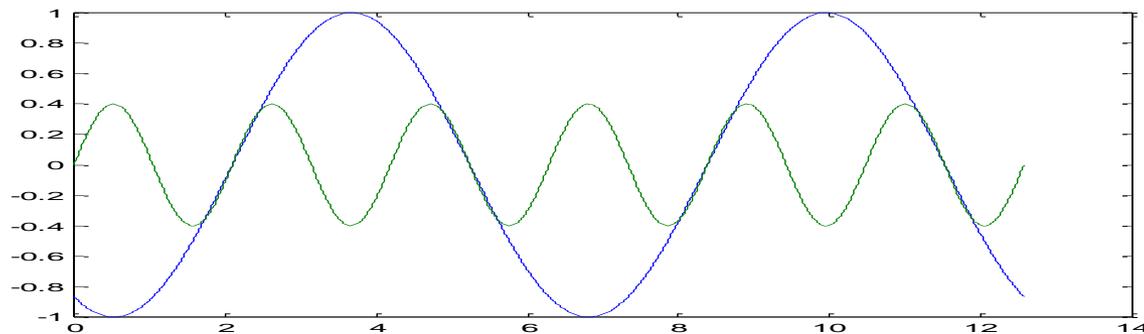
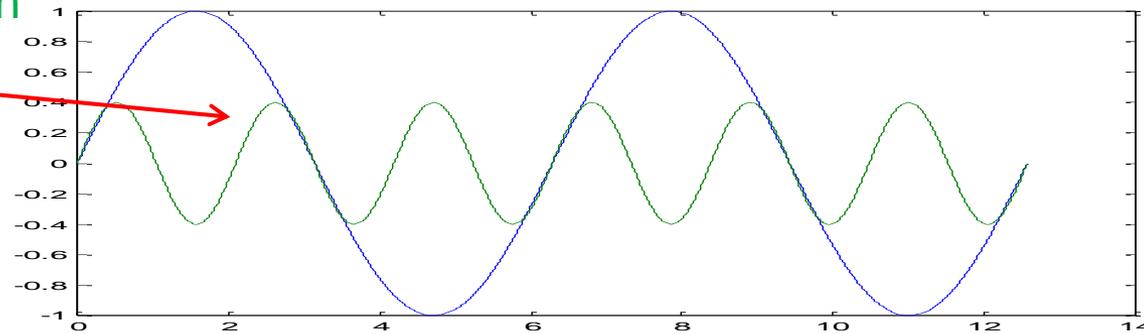


Tercer armónico



Fundamental

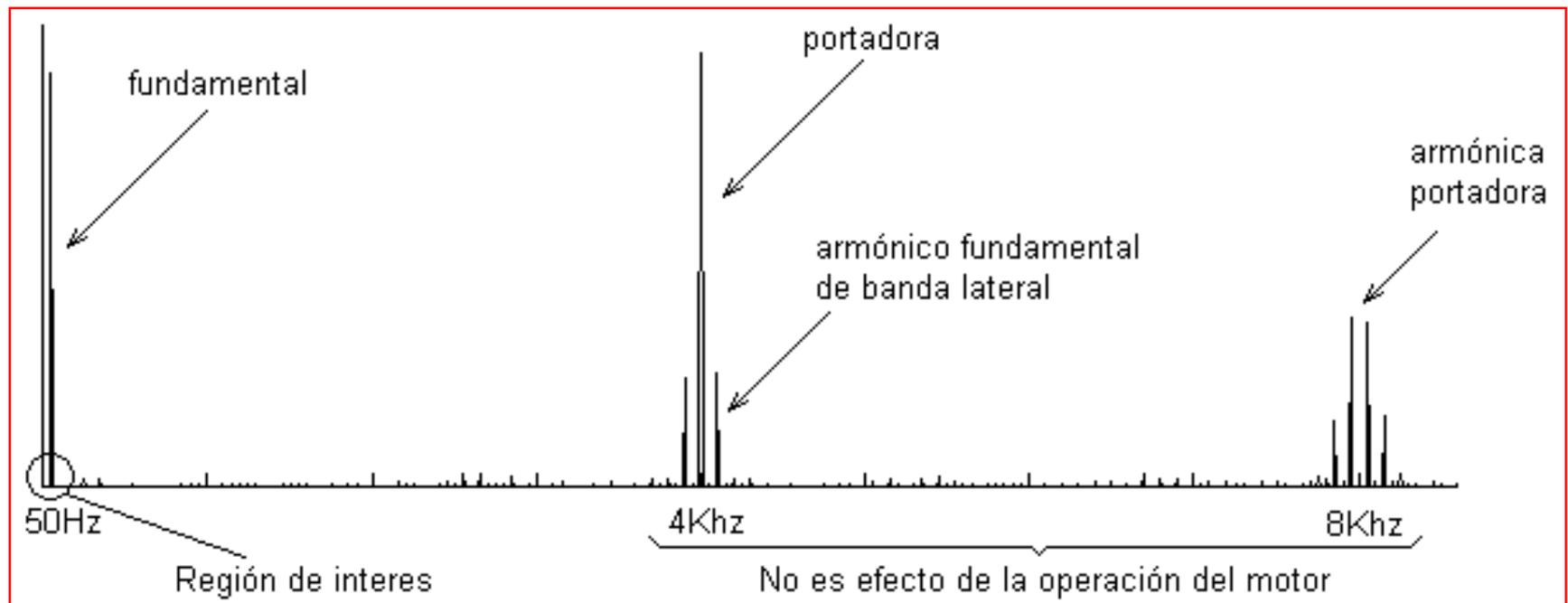
Tercer armónico
fase b en fase con
el de la fase a.



**Nótese que las componentes de tercer armónico se encuentran en fase
Por lo tanto desaparecen de las tensiones línea a línea**

PSD Típico de modulación PWM

Además de los armónicos de la fundamental, existen los armónicos de la portadora y bandas laterales de armónicos alrededor de cada armónico de la portadora.

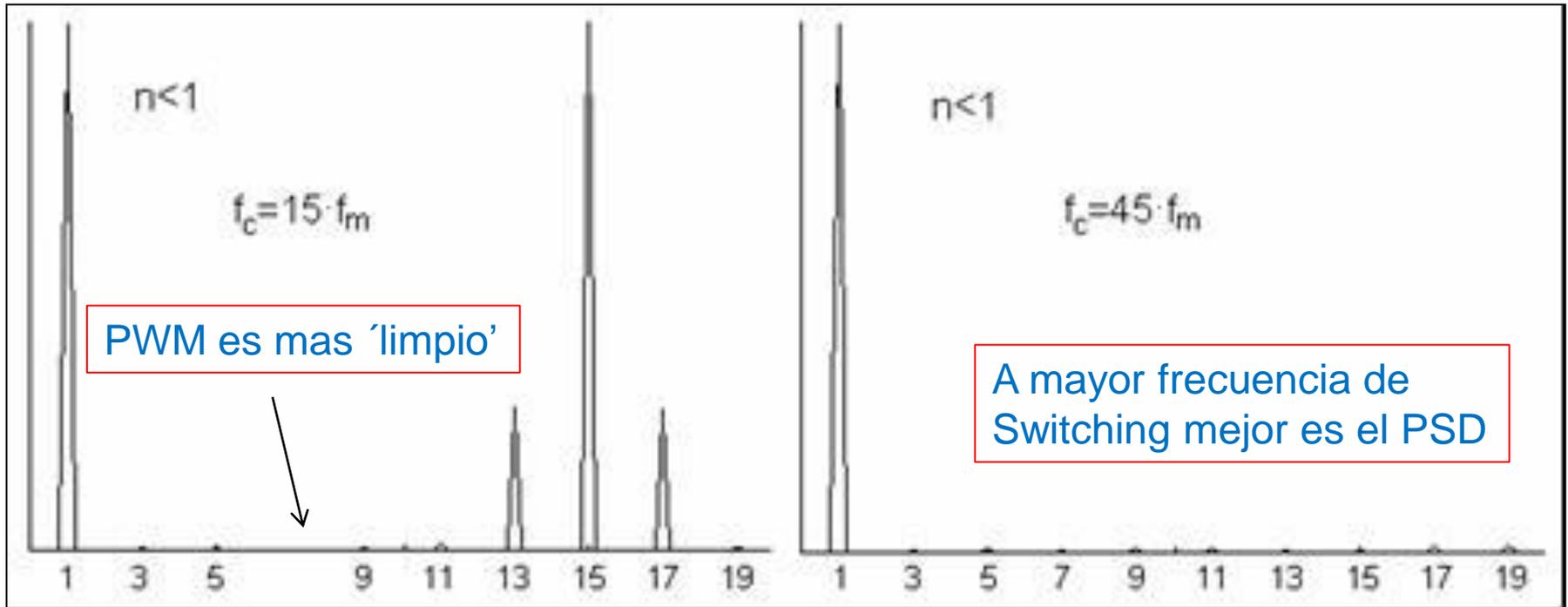


Otras Consideraciones

PWM Sincrónico

- Cuando la razón entre la frecuencia de la portadora y la frecuencia de la señal modulante ($m_f = f_c / f_m$) es un número entero (múltiplo de 3 para el caso trifásico) entonces se tiene un PWM del tipo sincrónico, es decir se tendrá PWM sincrónico para $f_c = 15, 21, 36, 60, \text{ etc, } \times f_m$.

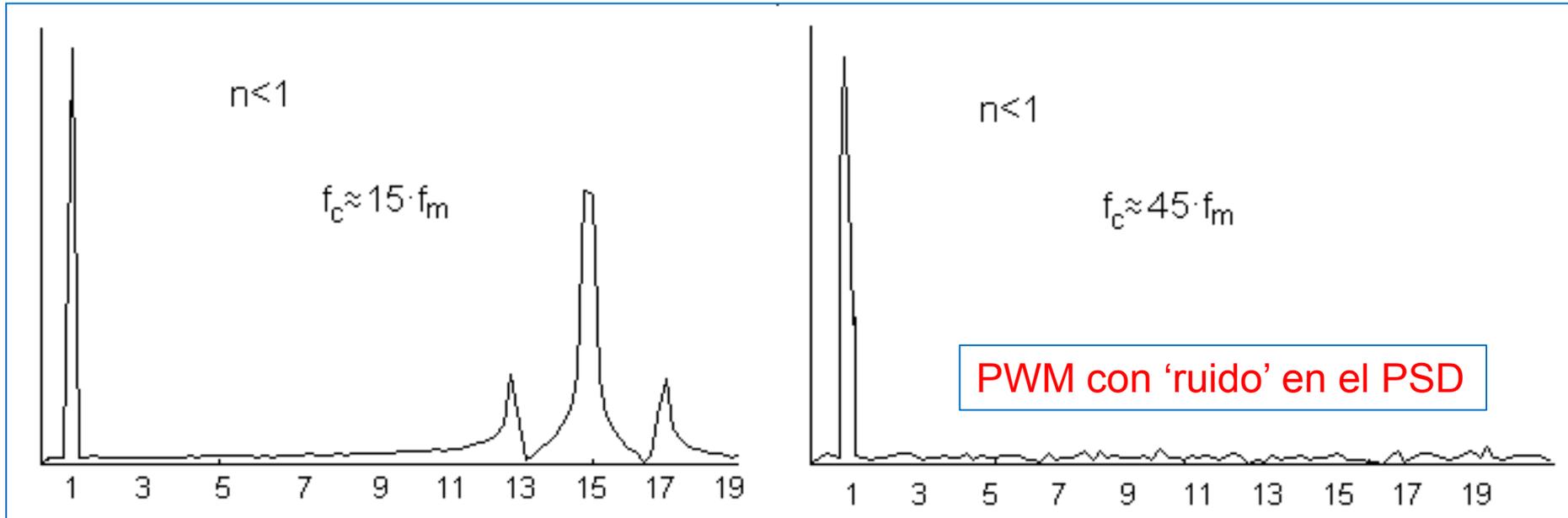
PWM Sincrónico



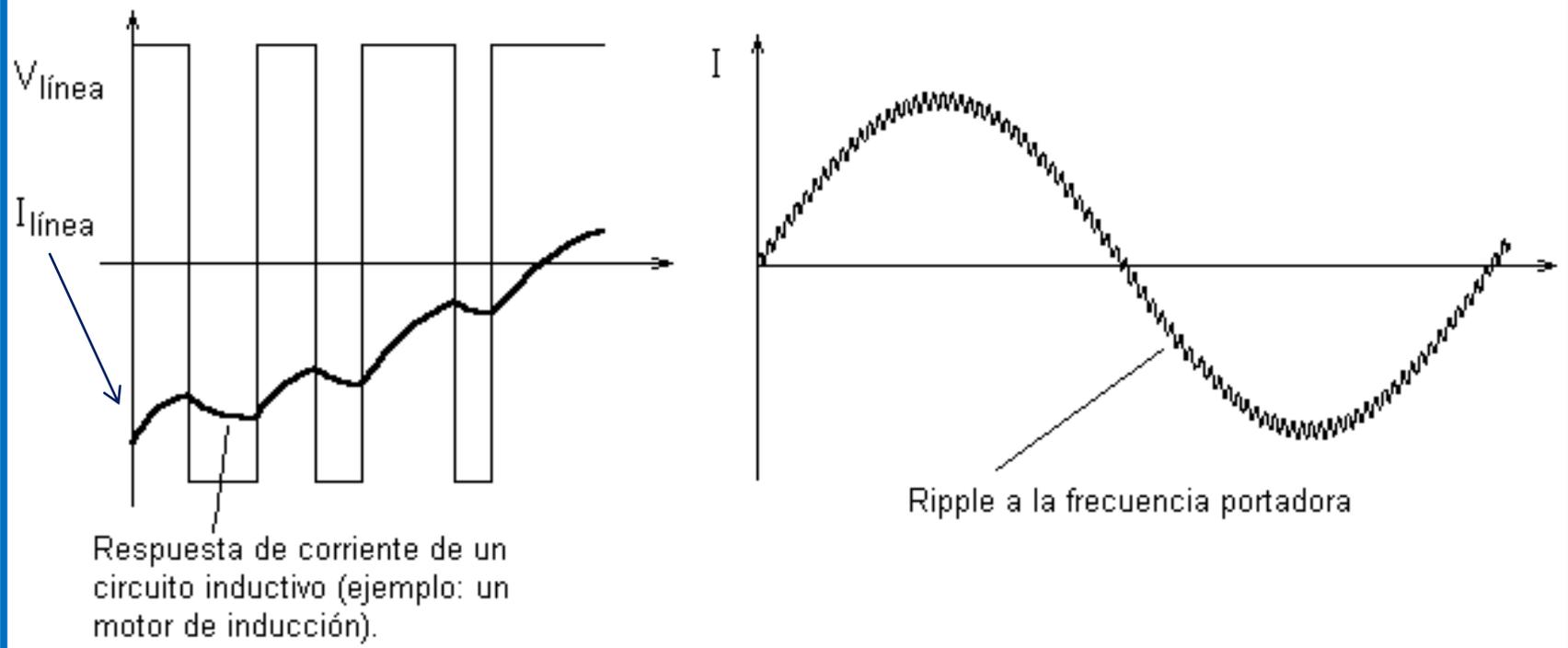
PWM Asincrónico

- En este caso la razón entre la frecuencia de la señal portadora y la frecuencia de la señal modulante no es un número entero múltiplo de tres.
- Por esto parecen armónicos pares en la tensión de línea debido a la asimetría en la forma de onda de la señal PWM.
- También aparecen sub-armónicos, (armónicos cuya frecuencia es menor que la fundamental).
- En general el PWM asincrónico es mas utilizado que el sincrónico en inversores.

PWM Asincrónico



Operación alimentando un Motor

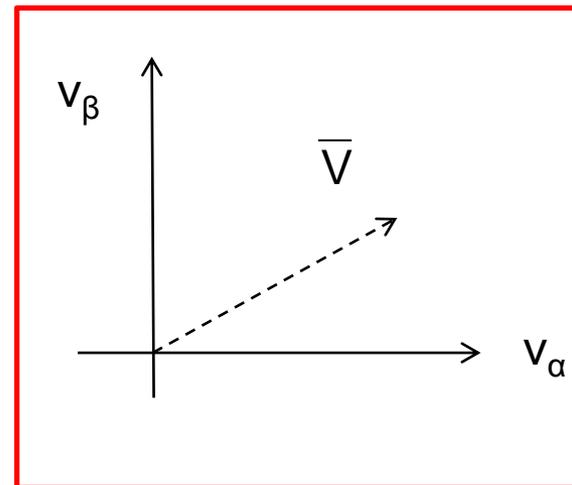
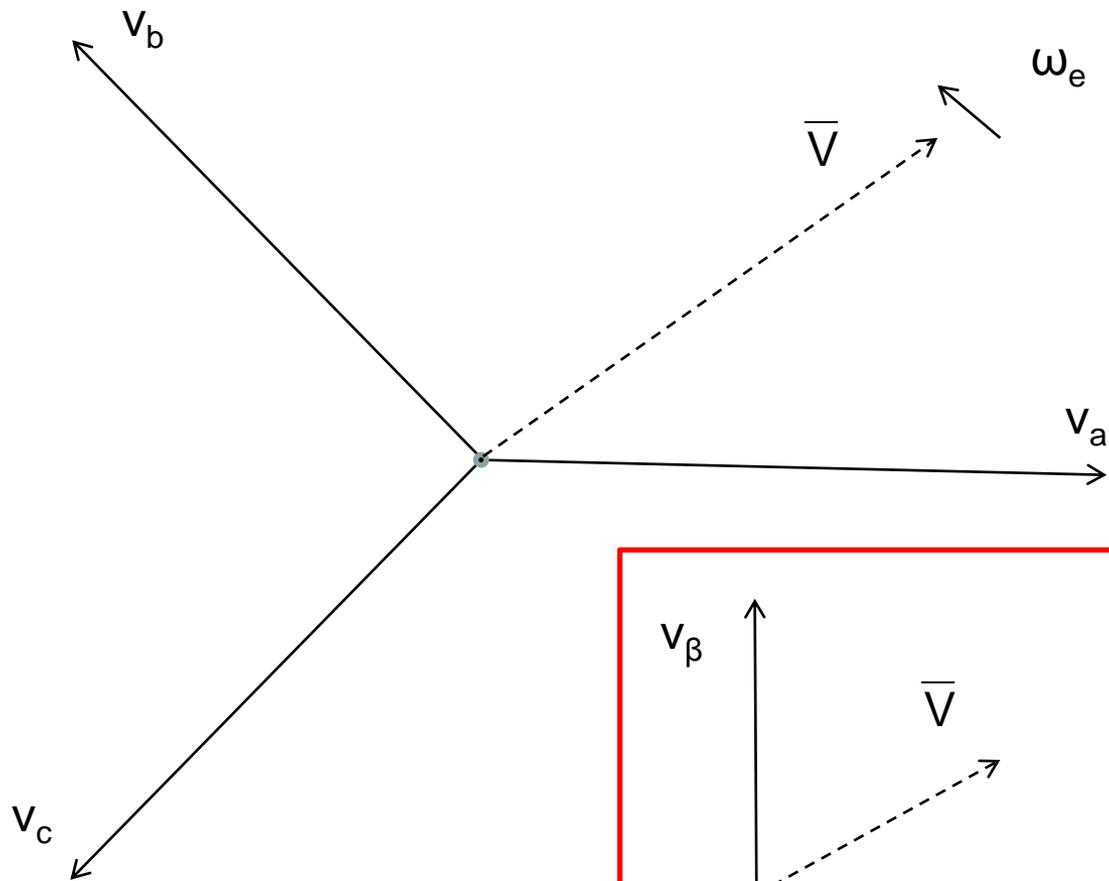


Conclusiones

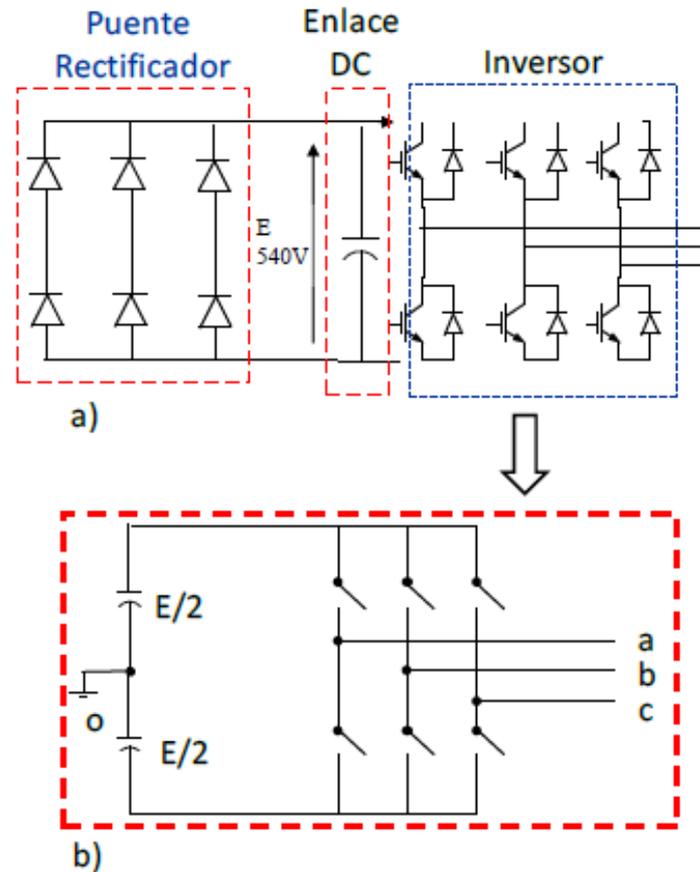
- Con PWM, los interruptores del inversor sintetizan ondas con alto componente sinusoidal para la adecuada operación de, por ejemplo, un motor.
- El contenido armónico de baja frecuencia es bastante menor que para el caso de la señal cuasi-cuadrada.
- El contenido armónico de baja frecuencia se reduce a medida que la razón entre la frecuencia de la portadora y la frecuencia de la señal modulante aumenta.
- PWM puede ser sincrónico o asincrónico.
- La sobre-modulación, que permite obtener un mayor voltaje a la salida es complicada por el efecto de 'pulse dropping'. El índice de modulación se puede aumentar en aproximadamente 15% considerando inyección de terceros armónicos.

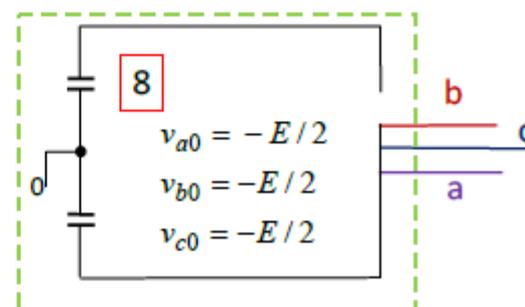
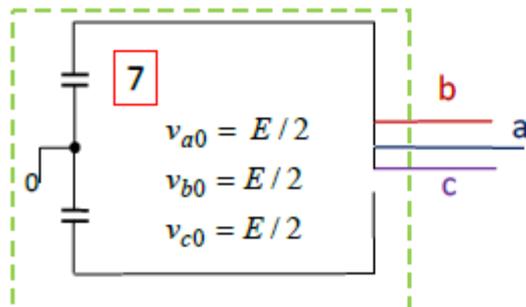
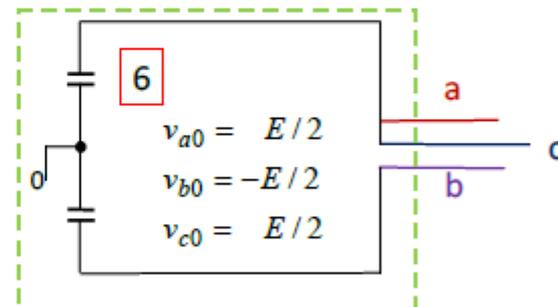
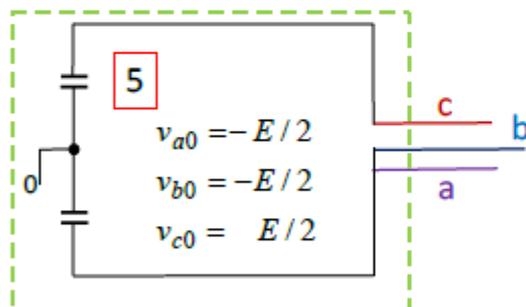
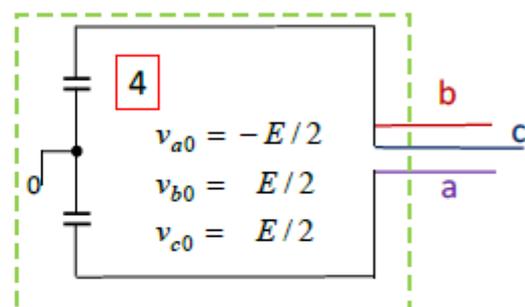
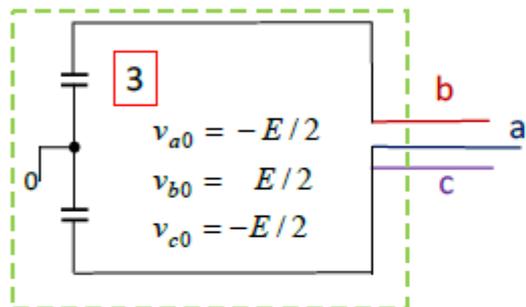
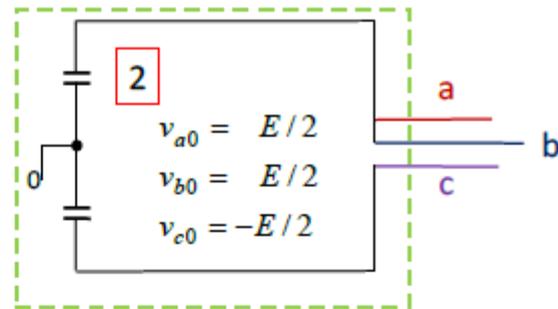
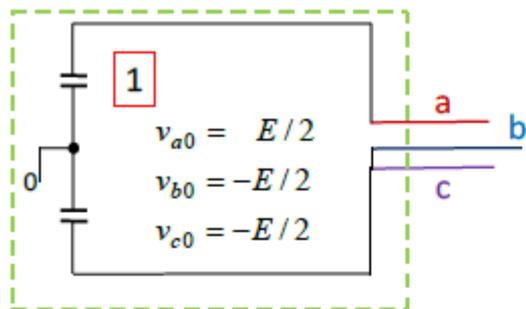
Space Vector Modulation Algorithm

Vectores Giratorios



El inversor se puede considera un sistema generador de vectores





Transformadas

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix}$$

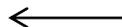
Transformada α - β

$$\bar{V} = V_a + V_b e^{j2\pi/3} + V_b e^{-j2\pi/3}$$

$$\bar{V} = V_m \sin(\omega t) + V_m \sin(\omega t + 2\pi/3) e^{j2\pi/3} + V_m \sin(\omega t - 2\pi/3) e^{-j2\pi/3}$$

$$\bar{V} = \frac{3}{2} V_m e^{j\omega t + \theta}$$

Vector giratorio con
módulo constante



Transformando los Vectores Activos

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

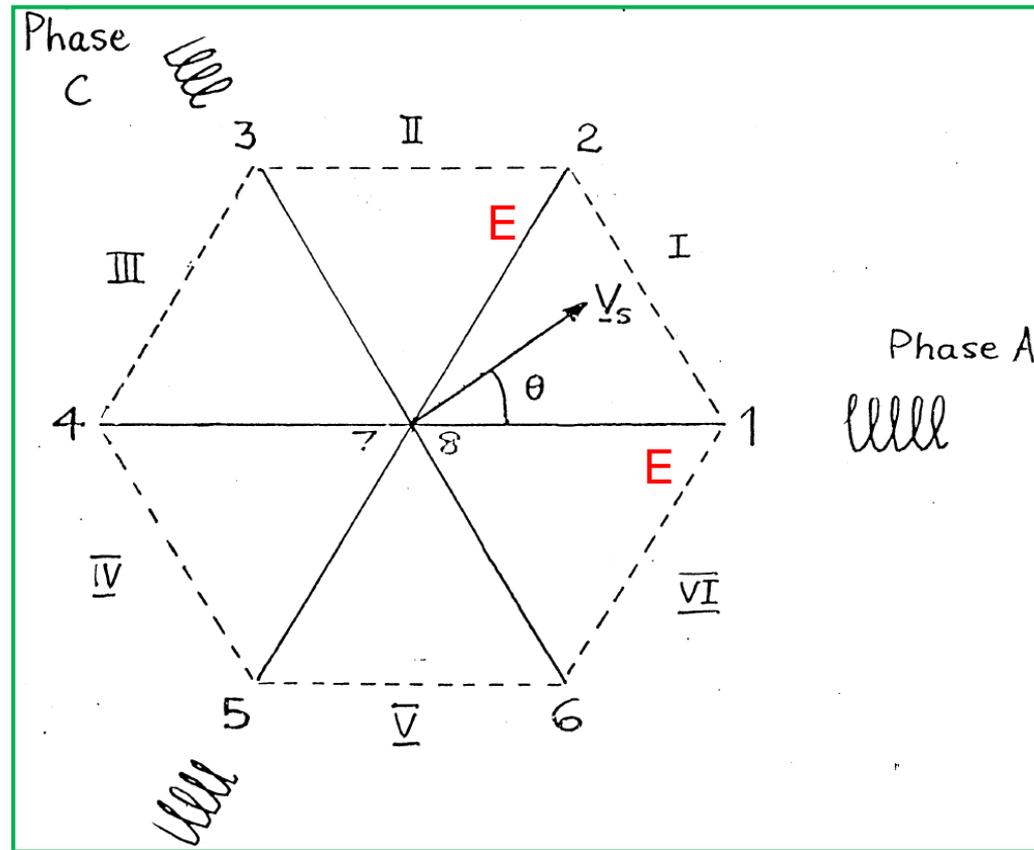
Utilizando la transformada α - β y las ecuaciones:

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

Se obtiene la tabla:

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

Diagrama de Vectores



Cálculo del Ciclo de Trabajo

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

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

Cálculo del Ciclo de Trabajo

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

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

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

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

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

Otras Consideraciones

- Se debe recordar que V_s , el voltaje a sintetizar se obtuvo a partir de la transformada α - β .

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

Definiendo:

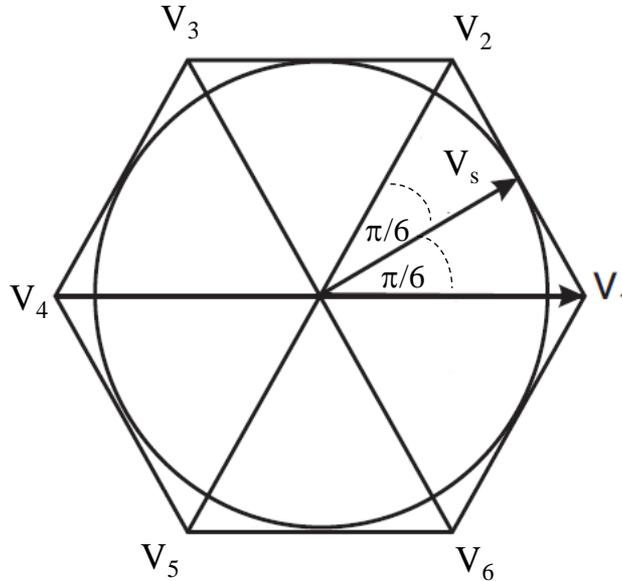
$$m = 2 \frac{V_m}{E} \longleftarrow$$

m =índice de modulación
 V_m =Valor máximo de V_s

$$\delta_1 = \frac{\sqrt{3}}{2} m \operatorname{sen}(\pi/3 - \theta)$$

$$\delta_2 = \frac{\sqrt{3}}{2} m \operatorname{sen}(\theta)$$

Valor Máximo de Voltaje a Sintetizar

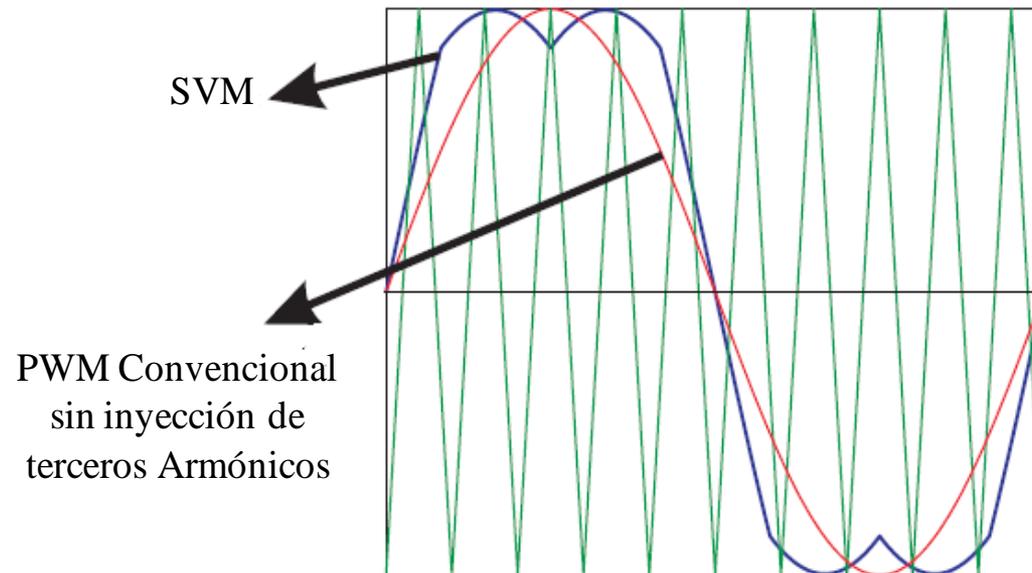


- El valor del voltaje máximo a sintetizar, es un círculo circunscrito en el hexágono.

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

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

SVM y PWM



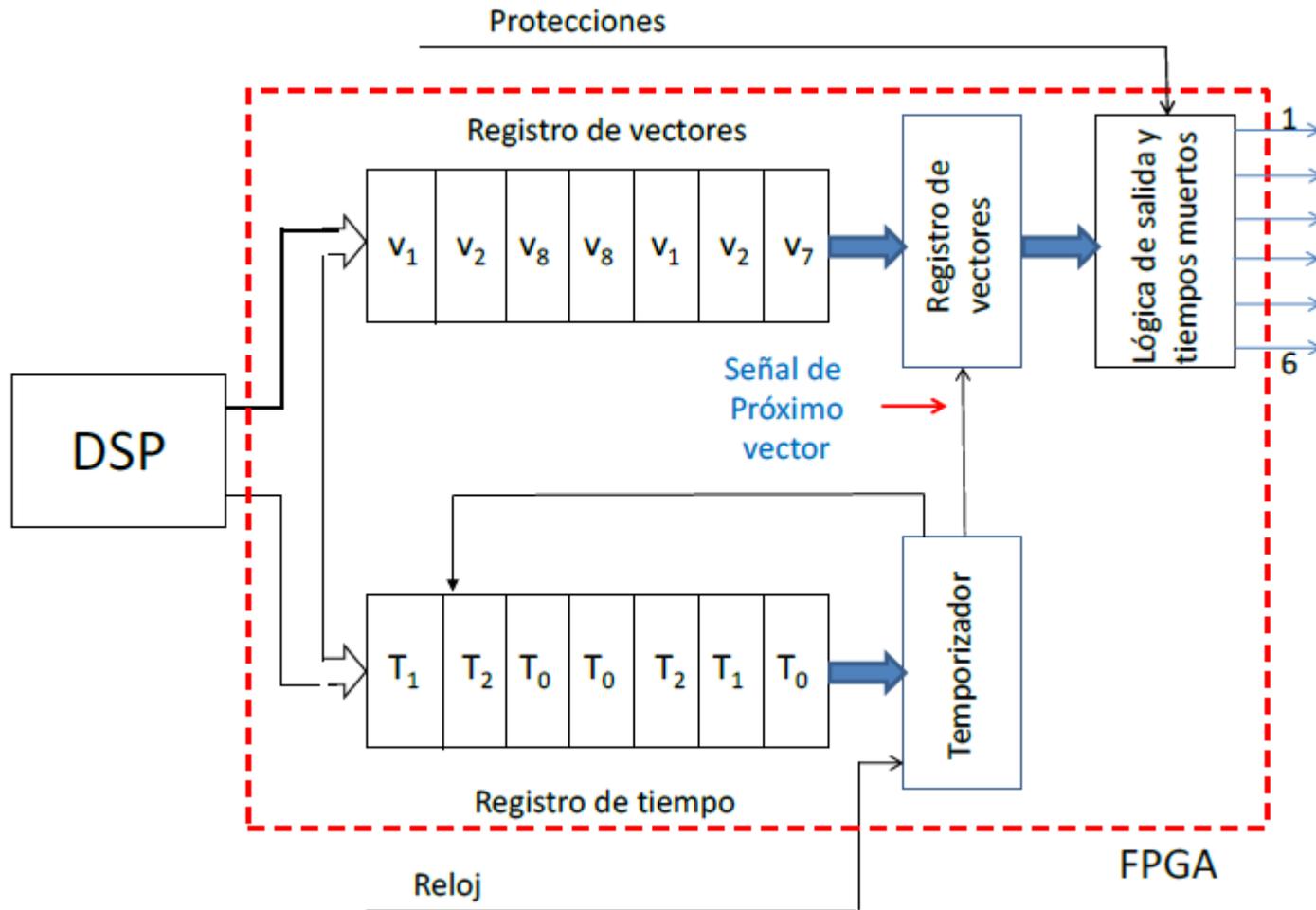
Implementación de un Patrón Simétrico Doble

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	$\frac{T_0}{4}$	$\frac{T_2}{2}$	$\frac{T_1}{2}$	$\frac{T_0}{4}$	$\frac{T_0}{4}$	$\frac{T_1}{2}$	$\frac{T_2}{2}$	$\frac{T_0}{4}$

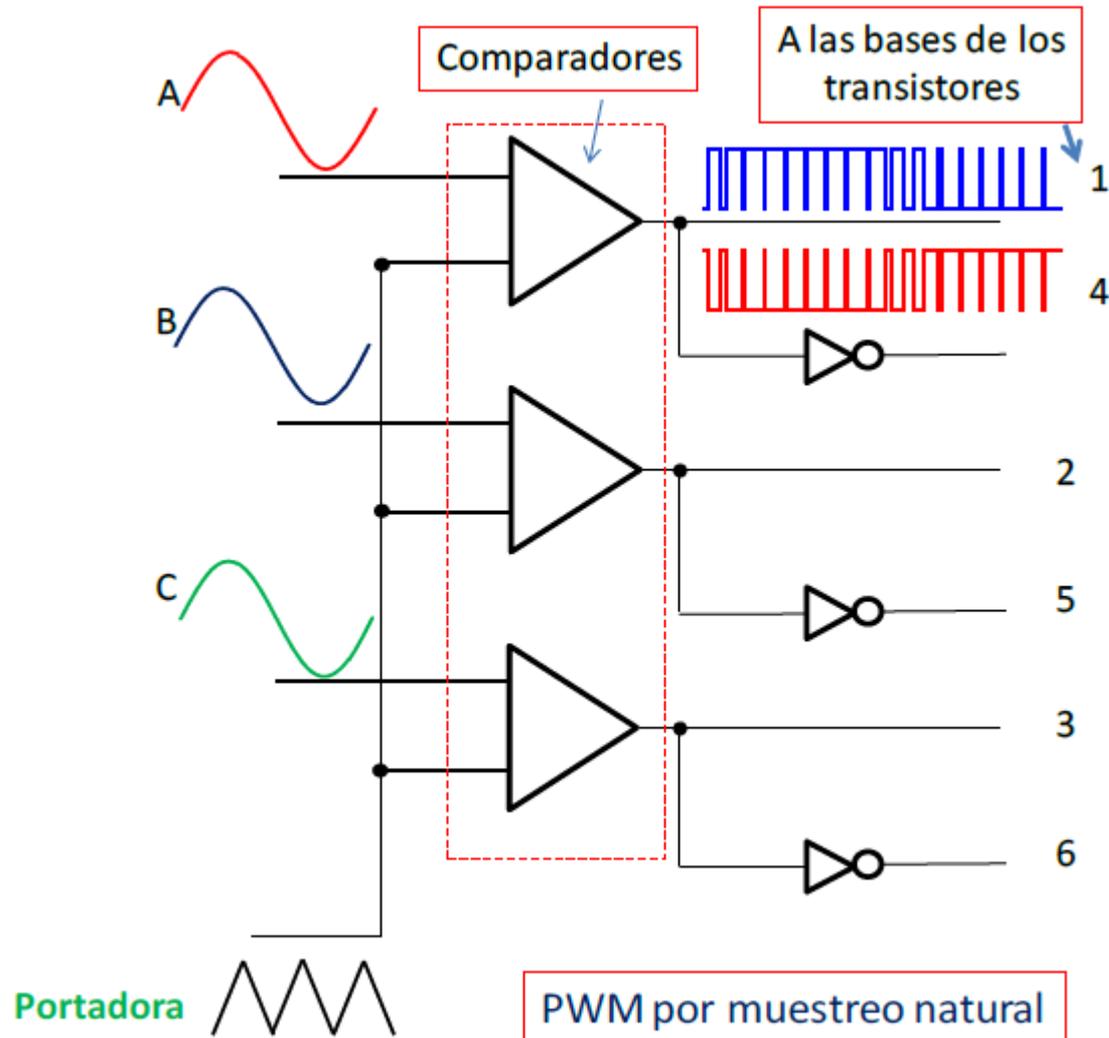
\leftarrow $T_s/2$ \rightarrow \leftarrow $T_s/2$ \rightarrow

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

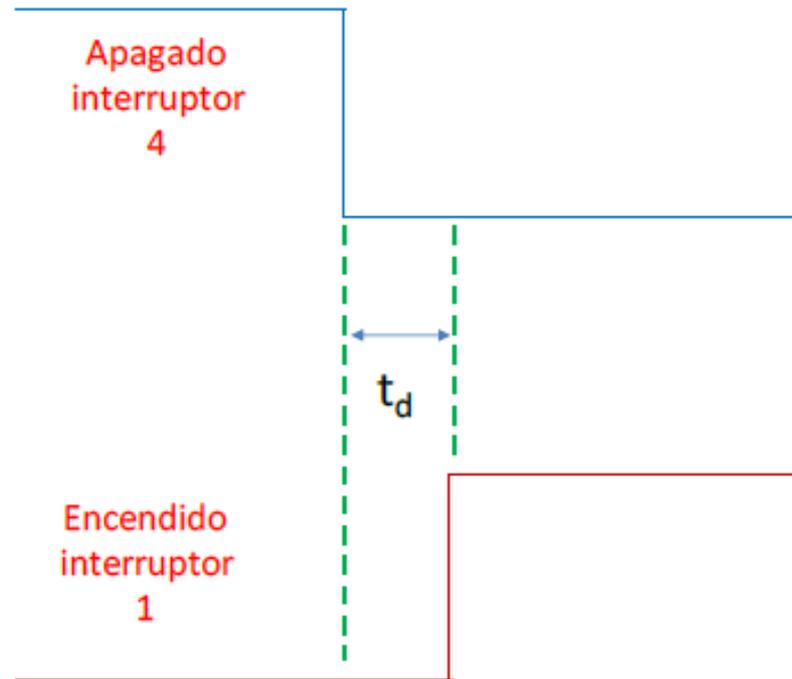
Implementación



Implementación 'Natural' PWM Convencional



Implementación del 'dead-lock' o Tiempo Muerto



Inyección de armónicos de secuencia cero PWM Convencional

$$v'_{ao} = v_{ao} - v_o$$

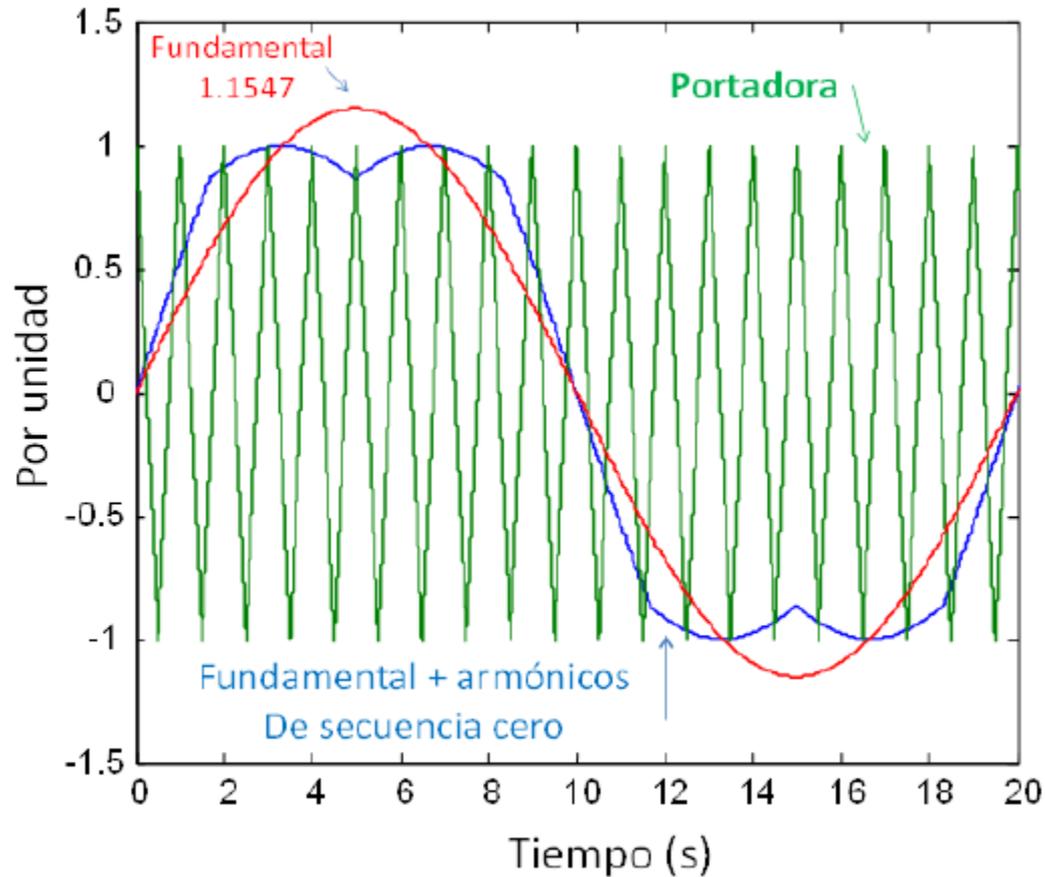
$$v'_{bo} = v_{bo} - v_o$$

$$v'_{co} = v_{co} - v_o$$

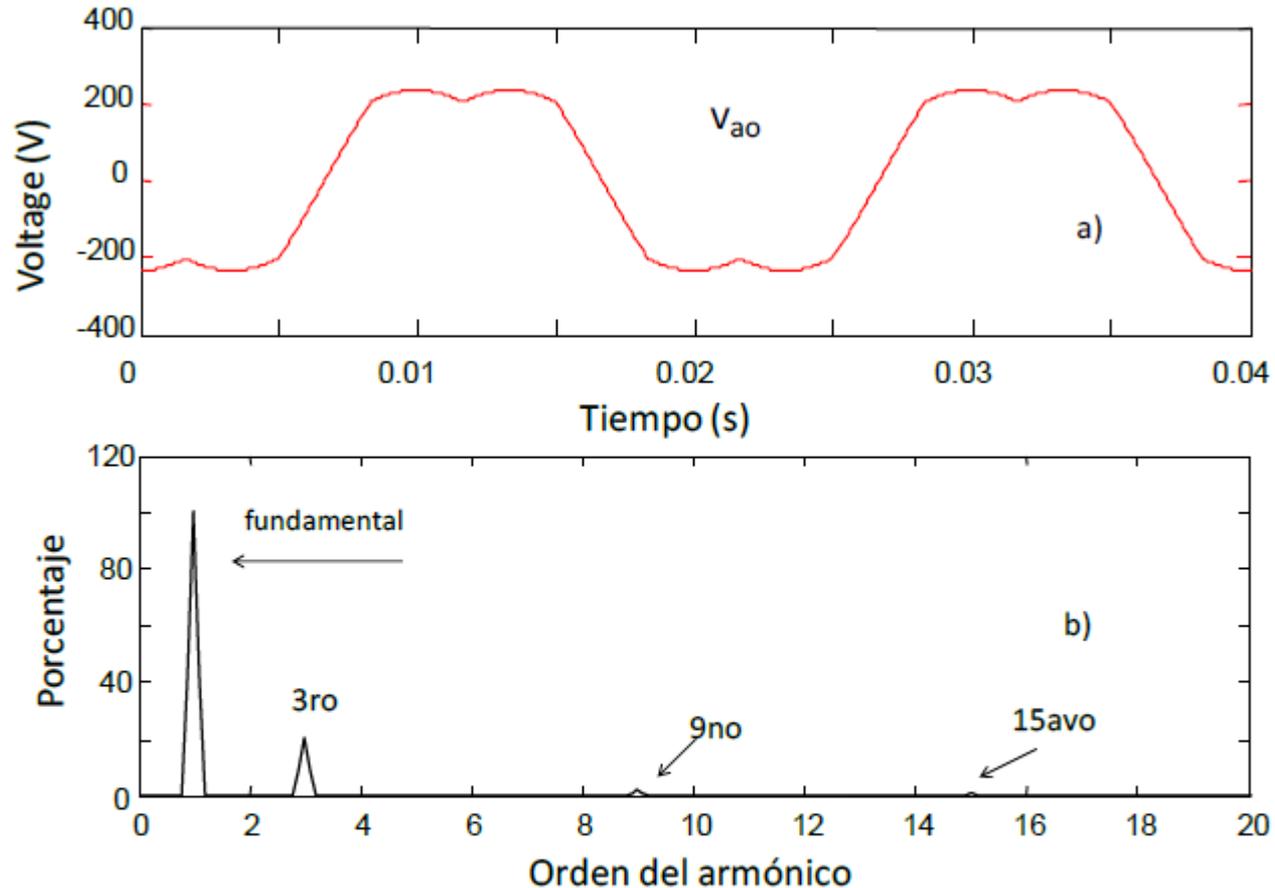
$$v_o = \frac{\max(v_{ao} + v_{bo} + v_{co}) + \min(v_{ao} + v_{bo} + v_{co})}{2}$$

Este valor se debe sumar en cada instante de tiempo

PWM Convencional + secuencia cero



Estimación espectral onda con 3ros Armónicos



Frecuencia= 50.00	Valor= 100.00 por ciento.	1
Frecuencia= 150.00	Valor= 20.67 por ciento.	3
Frecuencia= 450.00	Valor= 2.07 por ciento.	9
Frecuencia= 750.00	Valor= 0.74 por ciento.	15

Implementación Digital PWM Convencional

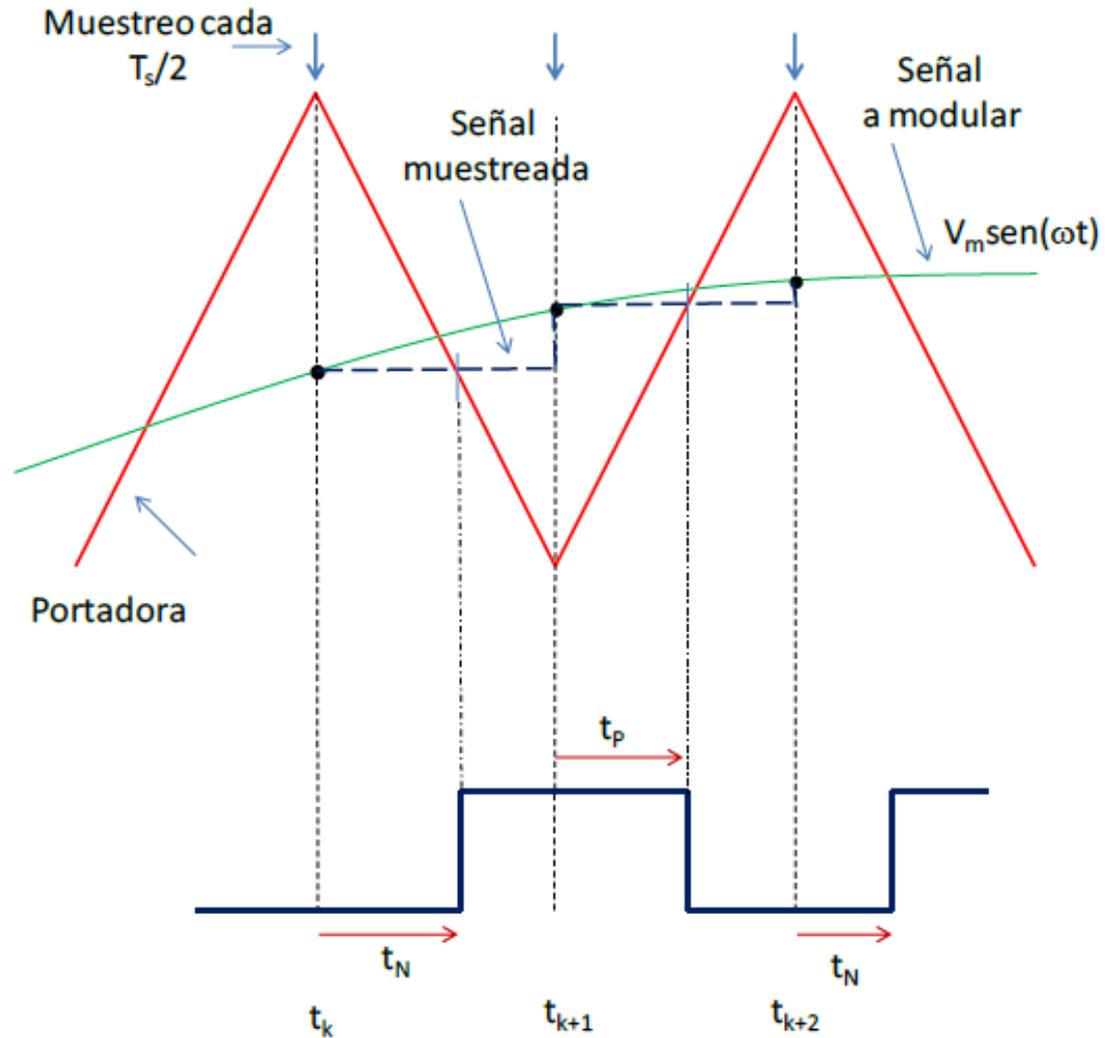


Fig. 1.22. PWM regular asimétrico.

Ecuaciones utilizadas

$$v = -2 \frac{E}{T_s} t + \frac{E}{2}$$

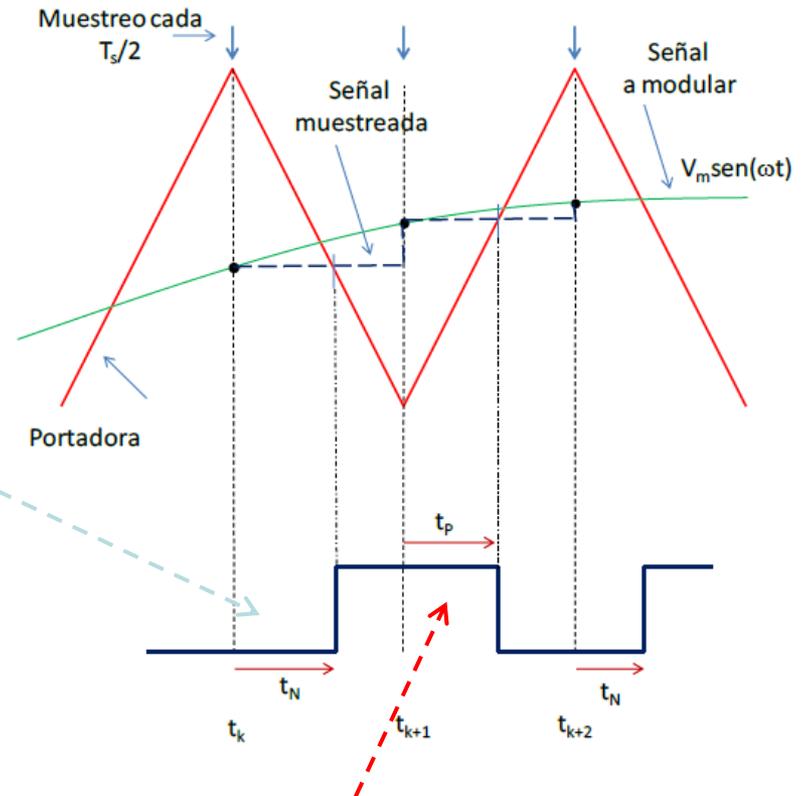
Rampa de bajada

$$v = 2 \frac{E}{T_s} t - \frac{E}{2}$$

Rampa de subida

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

Los tiempos obtenidos deben ser implementados utilizando Timers/Counters u otros



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

Resultados

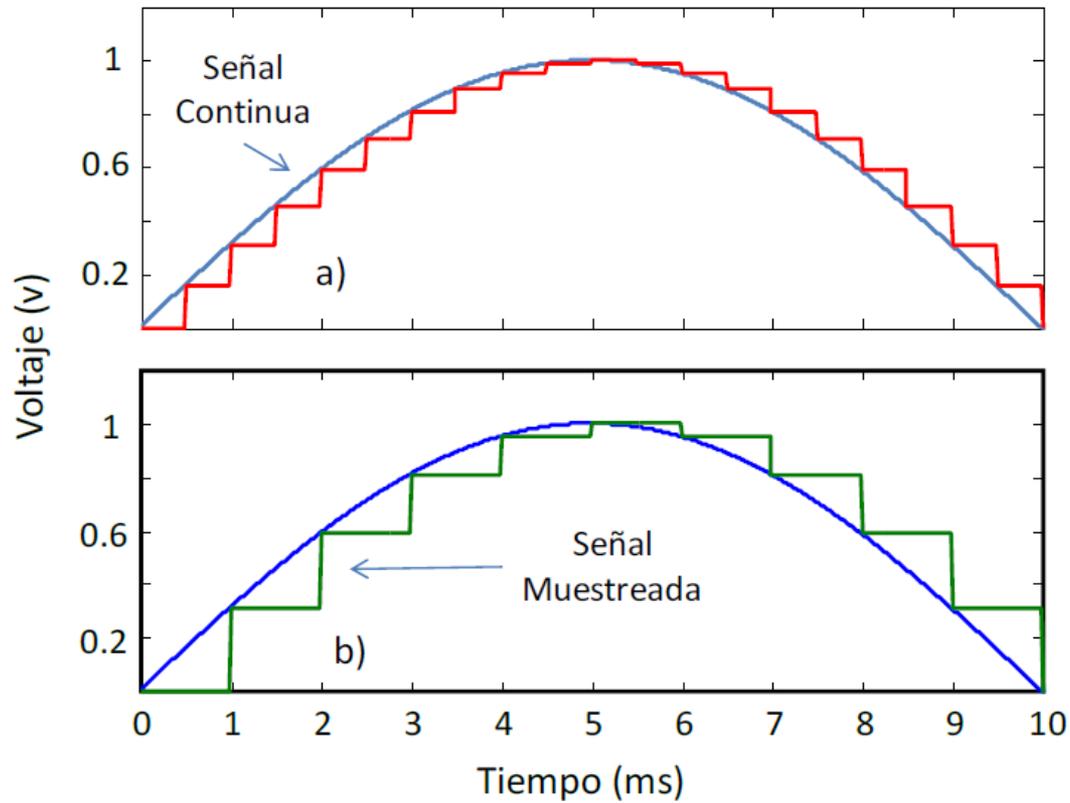


Fig. 1.24. Implementación digital de PWM. A) PWM asimétrico regular. B). PWM simétrico regular.

Implementación Digital PWM Convencional

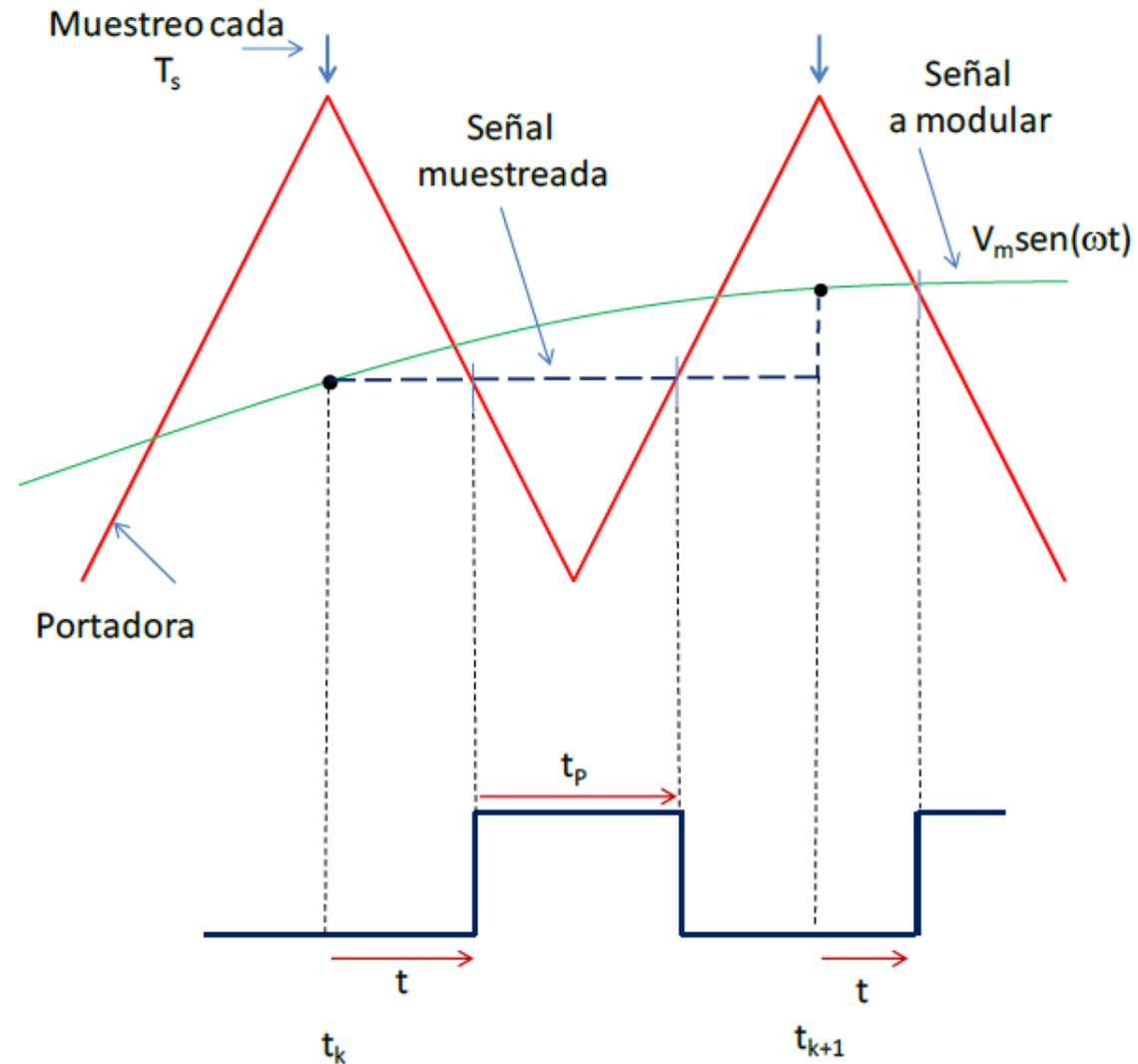


Fig. 1.23. PWM regular simétrico.

Ecuaciones utilizadas

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

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

