

TEMA 17. CONVERTIDORES CC/CA CON SALIDA SINUSOIDAL

17.1 INTRODUCCIÓN

17.2 ESTUDIO DE UNA RAMA DE UN PUENTE INVERSOR

17.2.1 Modulación Senoidal PWM

17.2.1.1 Armónicos

17.2.2 Sobremodulación

17.2.2.1 Armónicos

17.2.3 Generación de Señales PWM con Microprocesadores

17.3 INVERSOR MEDIO PUENTE.

17.4 INVERSOR PUENTE COMPLETO.

17.4.1 Modulación Bipolar

17.4.2 Modulación Unipolar

17.4.3 Comparación entre Modulación Bipolar y Unipolar

17.4.4 Efecto de Tiempos Muertos

17.5 PUENTE TRIFÁSICO

17.5.1 Generación de Señales PWM Trifásicas

17.5.2 Modulación "Space Vector"

17.5.3 PWM Modificado

17.5.3.1 Extensión del Índice de Modulación

17.5.3.2 Cancelación de Armónicos

17.5.4 Control de Corriente

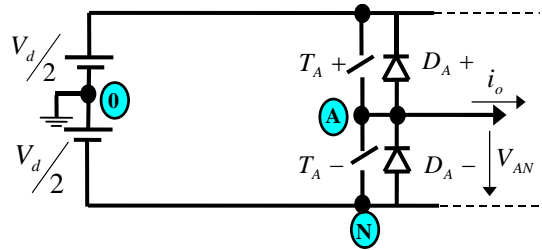
♦ Tema anterior: Inversores conmutando a bajas frecuencias:

- ♦ Formas de ondas cuadradas a frecuencia de red.
- ♦ Generación de armónicos de baja frecuencia.
- ♦ Alto coste de elementos reactivos para filtrado.
- ♦ No es posible controlar la amplitud de las tensiones alternas generadas (en trifásica).
- ♦ Normalmente empleados en potencias muy elevadas (Empleo de convertidores multinivel).

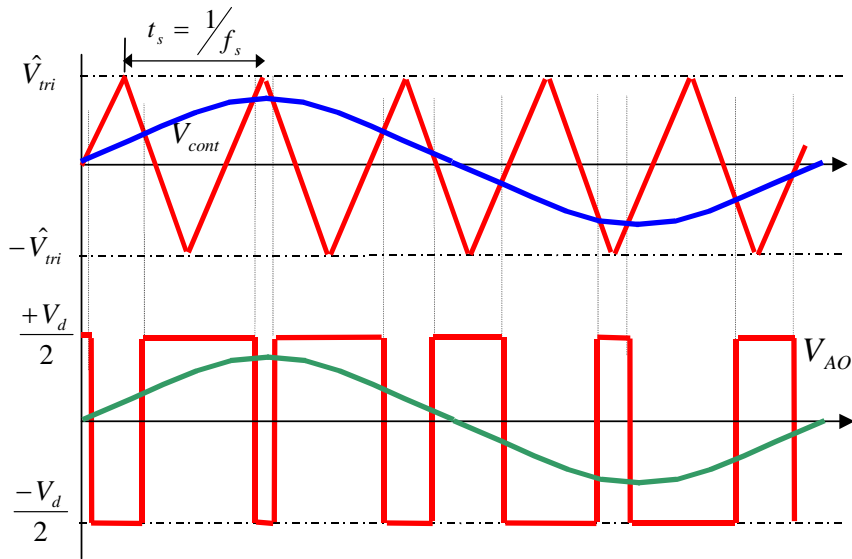
♦ Este tema: Inversores conmutando a altas frecuencias:

- ♦ Formas de ondas cuadradas de frecuencia mucho mayor que la de la red.
- ♦ Generación de armónicos de alta frecuencia.
- ♦ Menor coste de elementos reactivos para filtrado.
- ♦ Control de la amplitud de las tensiones alternas generadas.
- ♦ Posibilidad de controlar las corrientes aplicadas a la carga.
- ♦ Empleados en potencias más bajas:
 - ♦ Control de velocidad de motores AC.
 - ♦ Fuentes de alimentación ininterrumpidas (UPS).
 - ♦ Conexión a red de sistemas de energías renovables.

ESTUDIO DE UNA RAMA DE UN PUNTE INVERSOR. Modulación Senoidal PWM



Rama de un Puente Inversor

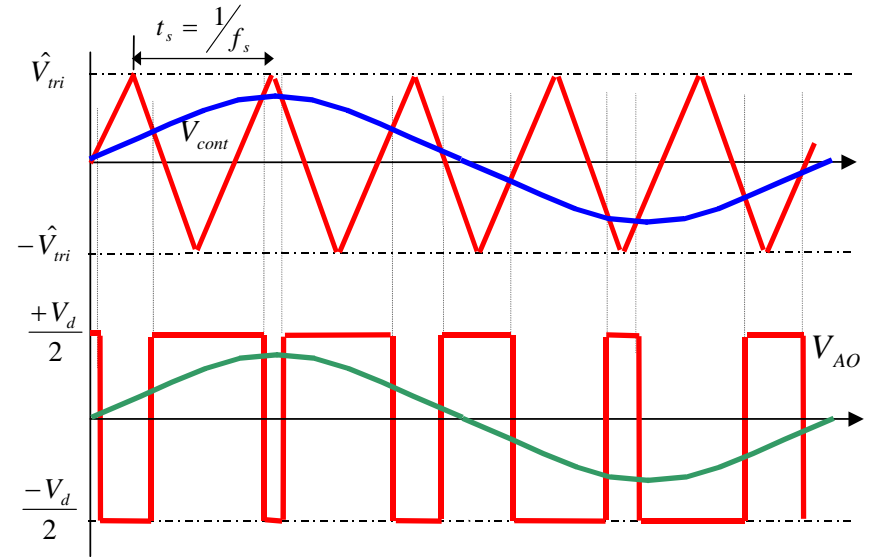


Formas de onda en una rama de un Puente Inversor

$$\text{si } V_{\text{control}} > V_{\text{tri}} \Rightarrow T_A + (\text{on}) \Rightarrow V_{AO} = +\frac{1}{2} V_d$$

$$\text{si } V_{\text{control}} < V_{\text{tri}} \Rightarrow T_A - (\text{on}) \Rightarrow V_{AO} = -\frac{1}{2} V_d$$

ESTUDIO DE UNA RAMA DE UN PUNTE INVERSOR. Modulación Senoidal PWM

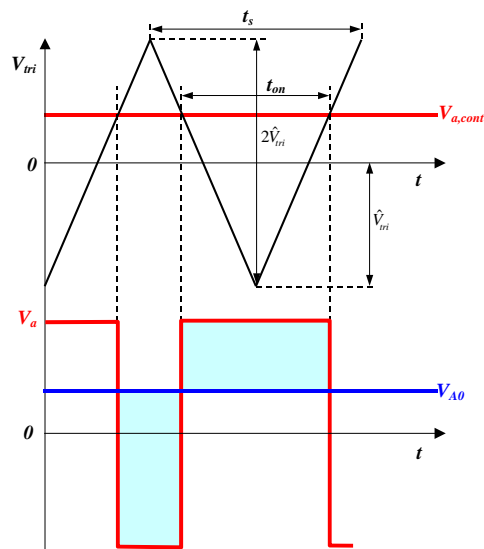


Formas de onda en una rama de un Puente Inversor

- $f_s = 1/t_s$: **Frecuencia de modulación** (frecuencia de la onda triangular que será constante).
- f_I : **Frecuencia de la señal de control** (puede ser variable).
- \hat{V}_{cont} : **Máximo de la señal de control.**
- \hat{V}_{tri} : **Máximo de la señal triangular** (constante).
- $m_a = \frac{\hat{V}_{cont}}{\hat{V}_{tri}}$: **Índice de modulación** (podría ser >1)
- $m_f = \frac{f_s}{f_1}$: **Relación de frecuencias.**

ESTUDIO DE UNA RAMA DE UN PUENTE INVERSOR. Modulación Senoidal PWM

Si $m_a < 1$, La amplitud de la componente fundamental de V_{AO} se puede obtener de:



Si m_f es grande, durante el tiempo t_s la señal de control no variará, y el valor medio ciclo a ciclo irá coincidiendo con el valor de la senoide $V_{a,cont}$ ya que por semejanza de triángulos:

$$\frac{t_{on}}{t_s} = \frac{\hat{V}_{tri} + V_{a,cont}}{2\hat{V}_{tri}} \Rightarrow \frac{2t_{on} - t_s}{t_s} = \frac{V_{a,cont}}{\hat{V}_{tri}}$$

$$V_{AO} = \frac{V_d}{2} \left(\frac{t_{on}}{t_s} - \frac{t_s - t_{on}}{t_s} \right) = \frac{V_d}{2} \left(\frac{2t_{on} - t_s}{t_s} \right)$$

$$V_{AO} = \frac{V_{a,cont}}{\hat{V}_{tri}} \cdot \frac{V_d}{2} \quad (\text{si } V_{control} \leq \hat{V}_{tri})$$

Si: $f_1 = \frac{\omega_1}{2\pi}$, será: $V_{control} = \hat{V}_{control} \cdot \text{sen}(\omega_1 \cdot t) \quad (\hat{V}_{control} \leq \hat{V}_{tri})$

$$(V_{AO})_1 = \frac{\hat{V}_{control}}{\hat{V}_{tri}} \cdot \text{sen}(\omega_1 \cdot t) \cdot \frac{V_d}{2} = m_a \cdot \frac{V_d}{2} \cdot \text{sen}(\omega_1 \cdot t) \quad (m_a \leq 1)$$

es decir, $\boxed{\hat{V}_{AO}} = m_a \cdot \left(\frac{V_d}{2} \right)$ para $m_a \leq 1$

ESTUDIO DE UNA RAMA DE UN PUENTE INVERSOR. Armónicos

Si $m_a < 1$:

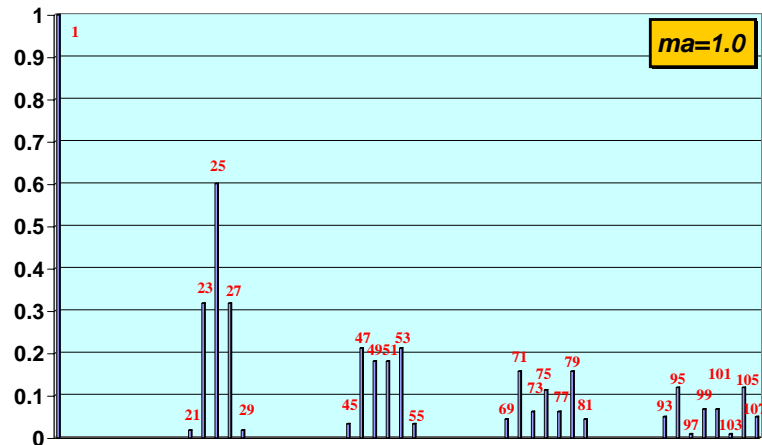
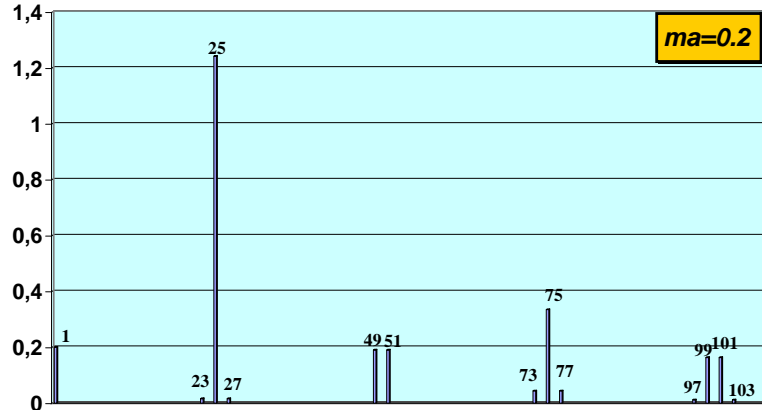
Los armónicos aparecen en forma de bandas laterales, alrededor de:

$m_f f_1, 2 m_f f_1, 3 m_f f_1 \dots$

$m_a \Rightarrow$ $h \downarrow$	0.2	0.4	0.6	0.8	1.0
1 (Fund.)	0.2	0.4	0.6	0.8	1.0
m_f	1.242	1.15	1.006	0.818	0.601
$m_f \pm 2$	0.016	0.061	0.131	0.220	0.318
$m_f \pm 4$					0.018
$2m_f \pm 1$	0.190	0.326	0.370	0.314	0.181
$2m_f \pm 3$		0.024	0.071	0.139	0.212
$2m_f \pm 5$				0.013	0.033
$3m_f$	0.335	0.123	0.083	0.171	0.113
$3m_f \pm 2$	0.044	0.139	0.203	0.176	0.062
$3m_f \pm 4$		0.012	0.047	0.104	0.157
$3m_f \pm 6$				0.016	0.044
$4m_f \pm 1$	0.163	0.157	0.008	0.105	0.068
$4m_f \pm 3$	0.012	0.070	0.132	0.115	0.009
$4m_f \pm 5$			0.034	0.084	0.119
$4m_f \pm 7$				0.017	0.050

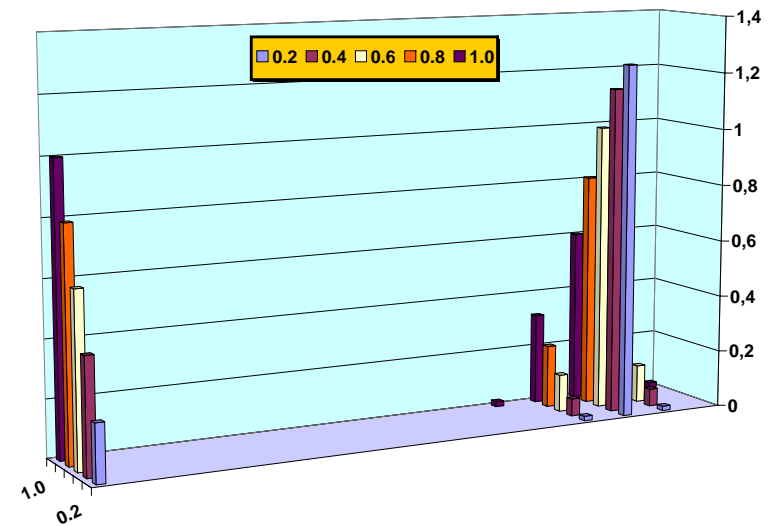
Amplitudes de los Armónicos

**ESTUDIO DE UNA RAMA DE UN PUENTE
INVERSOR. Armónicos**



Armónicos para $m_f=25$

**ESTUDIO DE UNA RAMA DE UN PUENTE
INVERSOR. Armónicos**



Amplitudes de los primeros armónicos para m_a entre 0.2 y 1.0, para $m_f=25$

$h \downarrow m_a \Rightarrow$	$m_f=25$				
	0,2	0,4	0,6	0,8	1
1	0,2	0,4	0,6	0,8	1
21					0,018
23	0,016	0,061	0,131	0,22	0,318
25	1,242	1,15	1,006	0,818	0,601
27	0,016	0,061	0,131	0,22	0,318
29					0,018

ESTUDIO DE UNA RAMA DE UN PUNTE INVERSOR. Armónicos

Si $m_a < 1$:

➤ Si m_f es un número **entero impar**, entonces será:

$$f(-t) = -f(t) \quad \text{y también} \quad f(-t) = -f\left(t + \frac{1}{2} \frac{\pi}{\omega}\right) \quad \text{(Función impar: Simetría de media onda respecto al origen)}$$

Esto implica que solo habrá **armónicos impares** y coeficientes de tipo **seno**. (en fase con la señal).

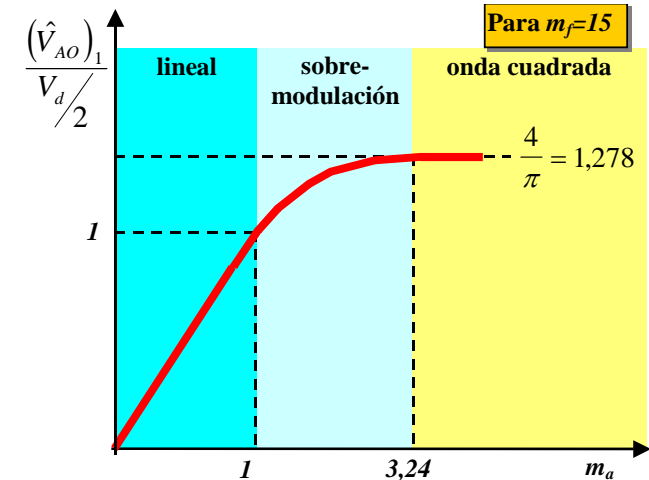
➤ Al elegir f_s se debe tener en cuenta que:

- Cuanto mayor sea m_f más fácil será filtrar los armónicos que aparecen.
- Pero si m_f sube, f_s también y, por tanto, las **pérdidas de conmutación**.
- Para la mayoría de las aplicaciones se elige $f_s < 6$ kHz (Altas potencias) ó $f_s > 20$ kHz (para evitar el **ruido audible** en lo posible en bajas potencias).
- **Sincronización** para pequeños valores de m_f (por ejemplo < 21) m_f debe ser un entero impar, sino aparecen **subarmónicos**. Esto implica que f_s debe modificarse al variar f_1 : $f_s = m_f f_1$.

Para valores altos de m_f esto no suele ser problema, ya que los subarmónicos son de amplitud muy pequeña y se habla de PWM asíncrono (m_f no entero). Debe tenerse en cuenta que los subarmónicos de muy baja frecuencia (aunque tengan una amplitud pequeña) pueden ocasionar grandes corrientes en cargas inductivas.

ESTUDIO DE UNA RAMA DE UN PUNTE INVERSOR. Sobremodulación

La ventaja de $m_a \leq 1$ es que se tiene una relación lineal entre $V_{control}$ y la tensión de salida, y además los armónicos que aparecen son de alta frecuencia (para m_f alto). Para $m_a > 1$ se habla de sobremodulación, el problema es que aparecen armónicos de bajas frecuencias.



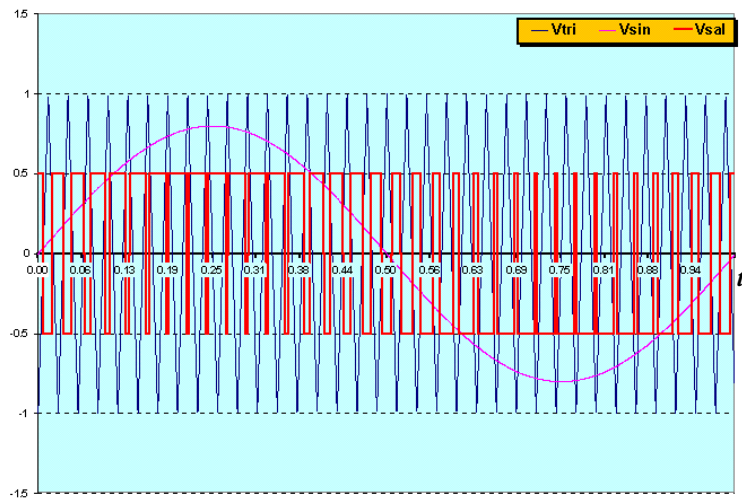
Tensión de salida normalizada en función de m_a para $m_f=15$

Si $m_f=15$, para $m_a > 3,24$, será (onda cuadrada): $(\hat{V}_{AO})_1 = \frac{4}{\pi} \cdot \frac{V_d}{2} = 1,278 \cdot \left(\frac{V_d}{2}\right)$

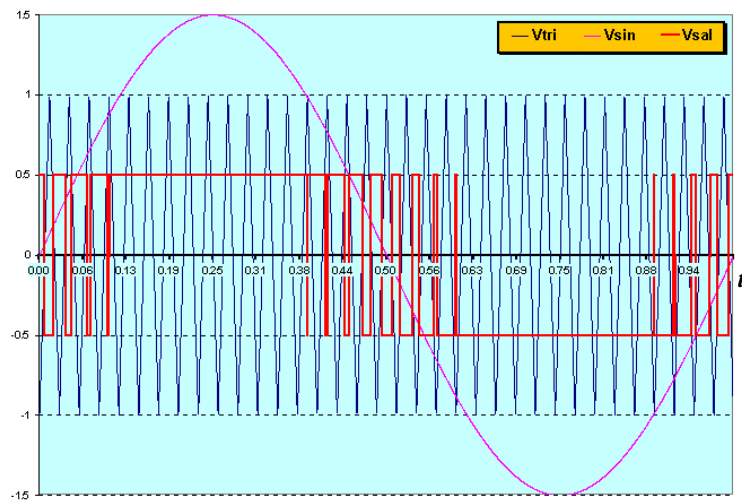
$$\text{y} \quad (\hat{V}_{AO})_h = \frac{(\hat{V}_{AO})_1}{h} \quad h = 3, 5, 7, \dots$$

Al tratarse de una onda cuadrada no se puede controlar $(V_{AO})_1$ salvo variando V_d .

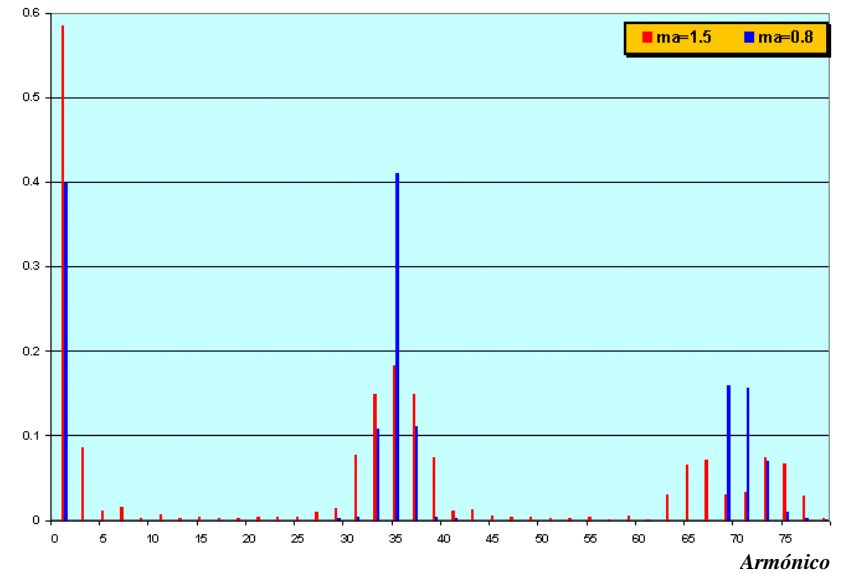
**ESTUDIO DE UNA RAMA DE UN PUENTE
INVERSOR. Sobremodulación**



Comparación entre $m_a=0.8$ y $m_a=1.5$ para $m_s=35$

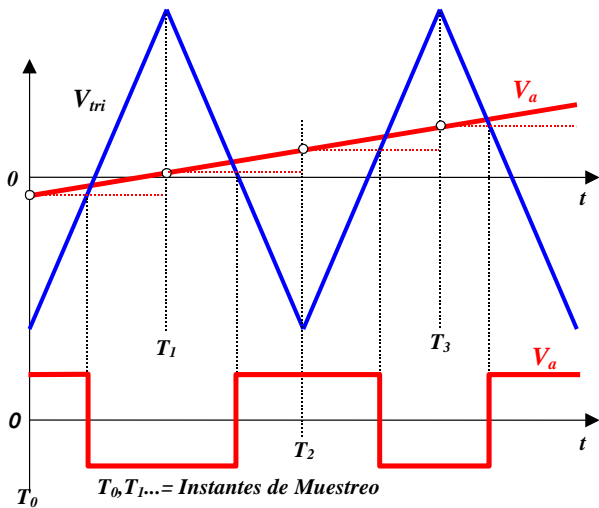
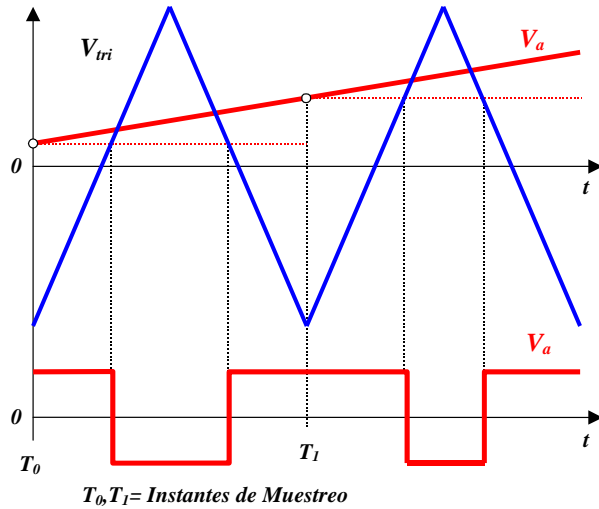


**ESTUDIO DE UNA RAMA DE UN PUENTE
INVERSOR. Sobremodulación. Armónicos**



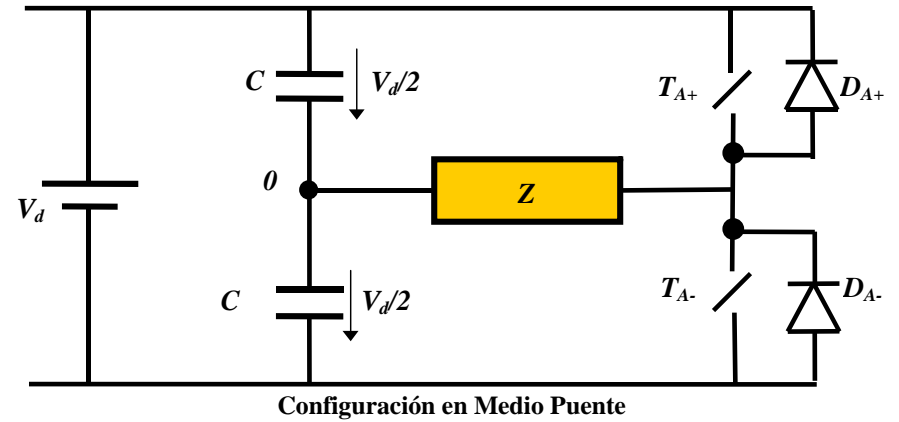
Comparación entre $m_a=0.8$ y $m_a=1.5$ (sobremodulación) para $m_s=35$

ESTUDIO DE UNA RAMA DE UN PUEBTE INVERSOR. Generación de Señales PWM con Microprocesadores



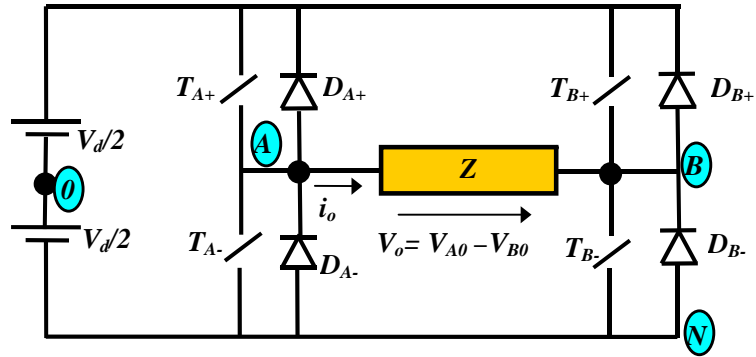
Generación de Señales PWM con microprocesadores

INVERSOR MEDIO PUEBTE



Los condensadores consiguen un punto medio equivalente a tener una batería con toma media. Las formas de onda son exactamente las mismas que las que se acaban de estudiar.

INVERSOR PUENTE COMPLETO



Configuración en Puente Completo Monofásico

Son posibles las dos estrategias de disparo explicadas al estudiar los convertidores DC/DC:

a) Bipolar: Se dispara $T_A +$ y $T_B -$ y a continuación $T_A -$ y $T_B +$.

Las tensiones V_{AO} y V_{BO} son idénticas a las explicadas para una rama simple, solo que $V_{BO}(t) = -V_{AO}(t)$,

luego: $V_{AB}(t) = V_{AO}(t) - V_{BO}(t) = 2V_{AO}(t)$, es decir, tendremos el doble de tensión.

$$\hat{V}_{01} = m_a \cdot V_d \quad (m_a \leq 1)$$

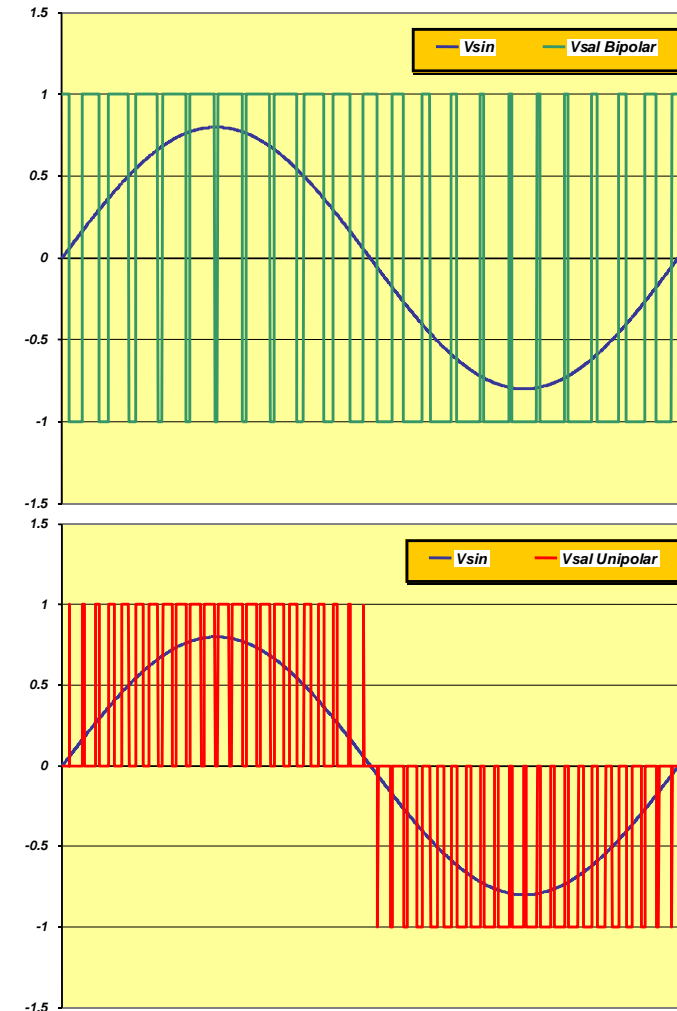
$$V_d < \hat{V}_{01} < \frac{4}{\pi} V_d \quad (m_a > 1)$$

Lo explicado anteriormente respecto a los armónicos es válido.

b) Unipolar: En este caso:

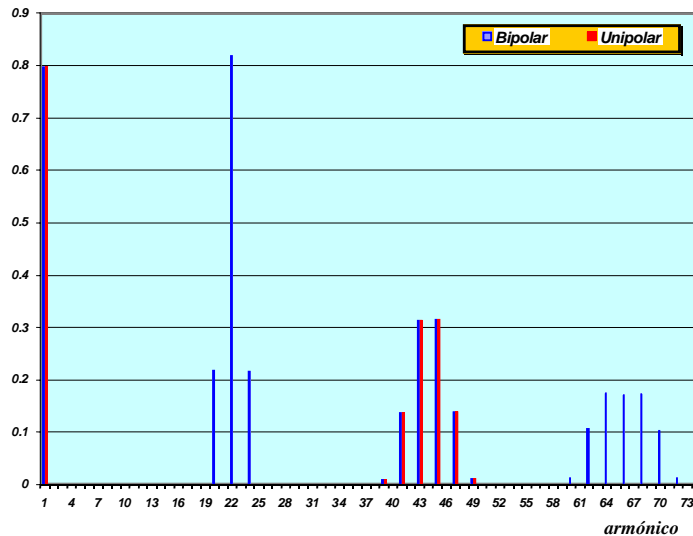
$$\begin{cases} \text{Si } V_{control} > V_{tri} & T_A + on & (V_{AN} = V_d) \\ \text{Si } V_{control} < V_{tri} & T_A - on & (V_{AN} = 0) \\ \text{Si } (-V_{control}) > V_{tri} & T_B + on & (V_{BN} = V_d) \\ \text{Si } (-V_{control}) < V_{tri} & T_B - on & (V_{BN} = 0) \end{cases}$$

INVERSOR PUENTE COMPLETO. Comparación entre Modulación Bipolar y Unipolar



Comparación entre modulación Bipolar y Unipolar en un puente monofásico. Para $m_a=0.8$ y $m_f=22$

INVERSOR PUENTE COMPLETO. Comparación entre Modulación Bipolar y Unipolar



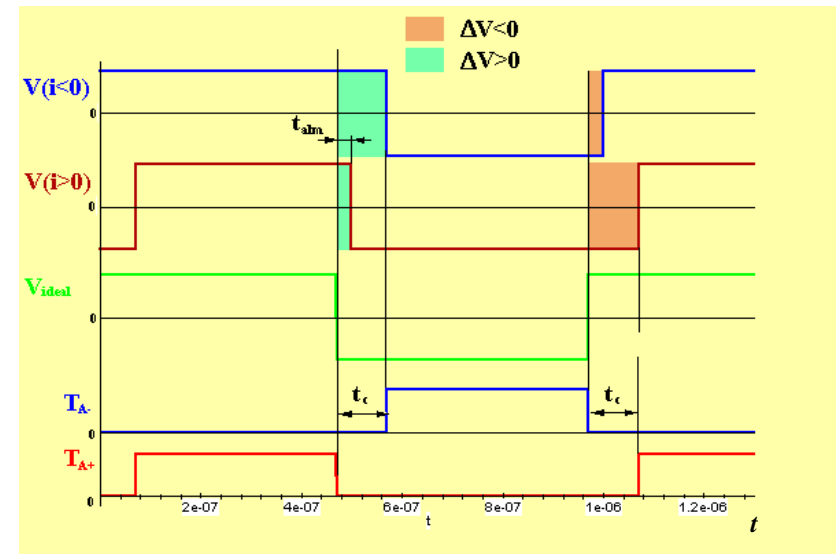
Comparación entre modulación Bipolar y Unipolar en un puente monofásico. Para $m_a=0.8$ y $m_f=22$

Interr. ON	V_{AN}	V_{BN}	$V_o = V_{AN} - V_{BN}$
$T_{A+}T_{B-}$	V_d	0	V_d
$T_{A-}T_{B+}$	0	V_d	$-V_d$
$T_{A+}T_{B+}$	V_d	V_d	0
$T_{A-}T_{B-}$	0	0	0

Estados Posibles de los interruptores en un Convertidor Puente Monofásico
Como se vio al estudiar los convertidores DC/DC, la frecuencia de conmutación efectiva para V_o es $2f_s$, ya que se producen 4 conmutaciones en el periodo de una onda triangular con lo que se consigue alejar los armónicos de m_f a $2m_f \pm 1$ (si m_f es entero par).

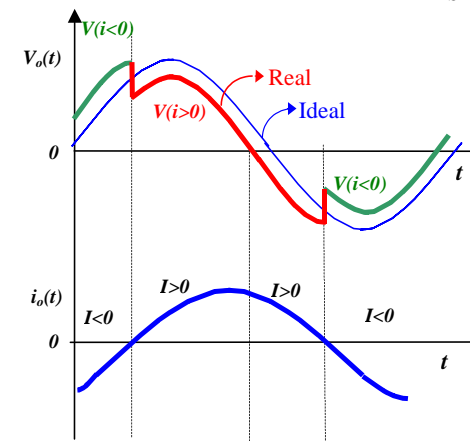
Nótese que para la modulación unipolar, se escoge m_f par, ya que en este caso el primer armónico de las tensiones V_A y V_B están desfasadas 180° . Luego la diferencia de fases $\Phi_{AB} = 180^\circ m_f = 0^\circ$ y por tanto desaparecen todos los armónicos pares.

INVERSOR PUENTE COMPLETO. Efecto de Tiempos Muertos



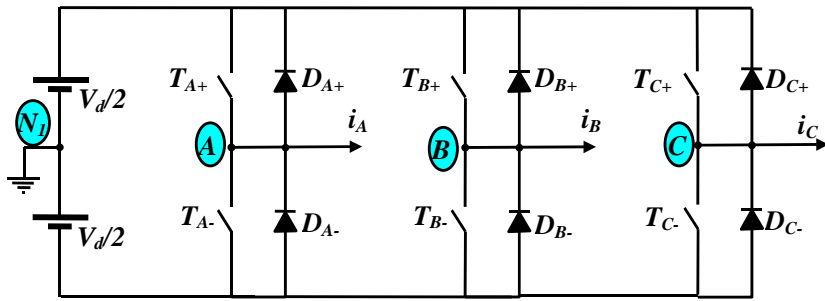
Efecto de los Tiempos Muertos en la Tensión de salida cuando la corriente cambia de signo

$$\Delta V_A = -V_d \frac{t_c - t_{alm}}{T_s} \text{sig}(i_A)$$



Efecto de los Tiempos Muertos en la Tensión de Salida

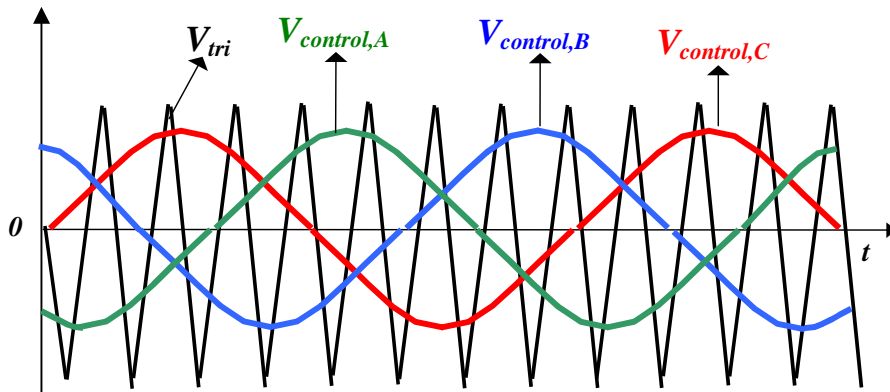
PUENTE TRIFÁSICO



$$\hat{V}_{AN1} = m_a \cdot \frac{V_d}{2} \quad \text{con } m_a = \frac{\hat{V}_{cont}}{\hat{V}_T}$$

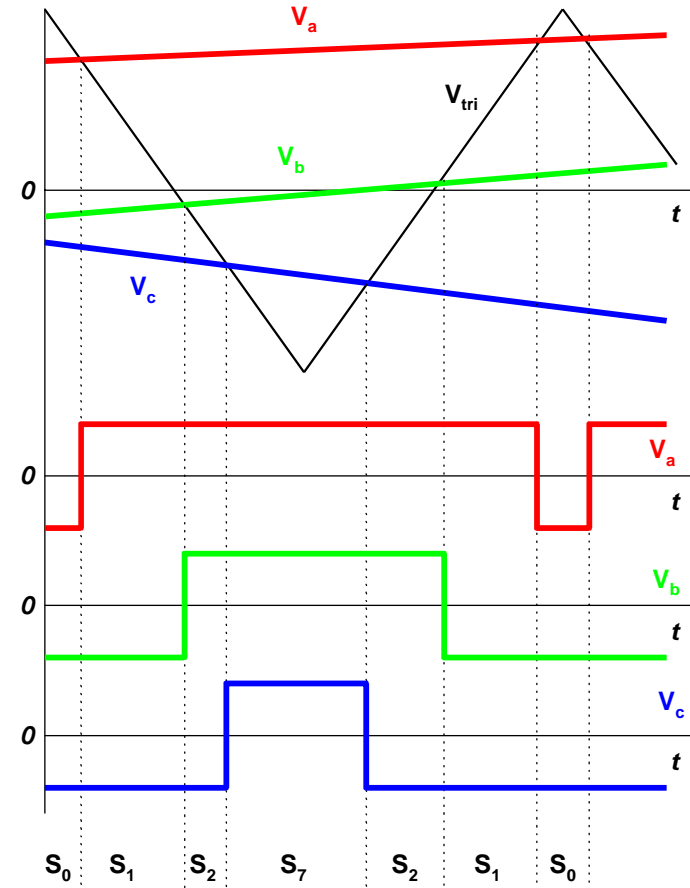
$$V_{LL1RMS} = \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} \cdot m_a \cdot \frac{V_d}{2} = 0,612 \cdot m_a \cdot V_d$$

Formas de ondas



Generación de las Señales de Control para un Puente Trifásico

PUENTE TRIFÁSICO. Generación de Señales PWM Trifásicas



Generación de señales trifásicas PWM

PUENTE TRIFÁSICO. Modulación “Space Vector”

Para conseguir el vector S^* , se puede conmutar entre los adyacentes S_1, S_2 y S_0 (o S_7). Los tiempos de duración de cada estado se pueden obtener de:

$$(D_1 S_1 + D_2 S_2) = S^*$$

dónde D_i es la fracción del tiempo de muestreo que se aplica el vector i .

La solución del sistema de ecuaciones es:

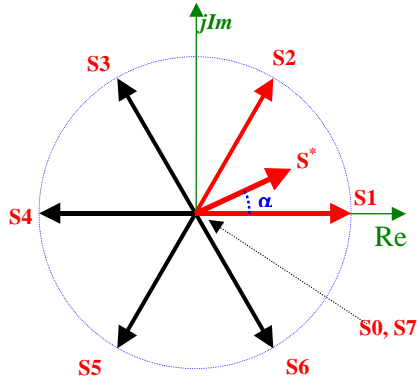
$$D_1 = m_a \left(\cos \alpha - \frac{1}{\sqrt{3}} \sin \alpha \right)$$

$$D_2 = m_a \frac{2}{\sqrt{3}} \sin \alpha$$

$$D_0 = 1 - D_1 - D_2$$

Dónde m_a es el índice de modulación

$$\text{de amplitud} = \frac{|S^*|}{|S_i|}$$



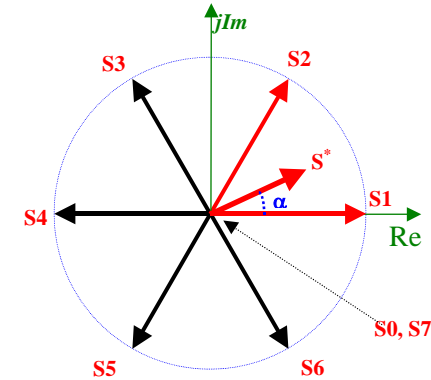
En cada ciclo la secuencia de estados y sus duraciones ($t_i = D_i * t_s$) son:

Ciclos impares				Ciclos pares			
S_0	S_1	S_2	S_7	S_7	S_2	S_1	S_0
---	+-	++	+++	+++	++	+-	---
$t_0/2$	t_1	t_2	$t_0/2$	$t_0/2$	t_1	t_2	$t_0/2$

De esta forma el número de conmutaciones se minimiza (sólo hay una conmutación de rama en cada transición)

PUENTE TRIFÁSICO. Modulación “Space Vector”

Una variante consiste en:



En cada ciclo la secuencia de estados y sus duraciones son:

S_0	S_1	S_2	S_1	S_0
---	+-	++	+-	---
$t_0/2$	$t_1/2$	t_2	$t_1/2$	$t_0/2$

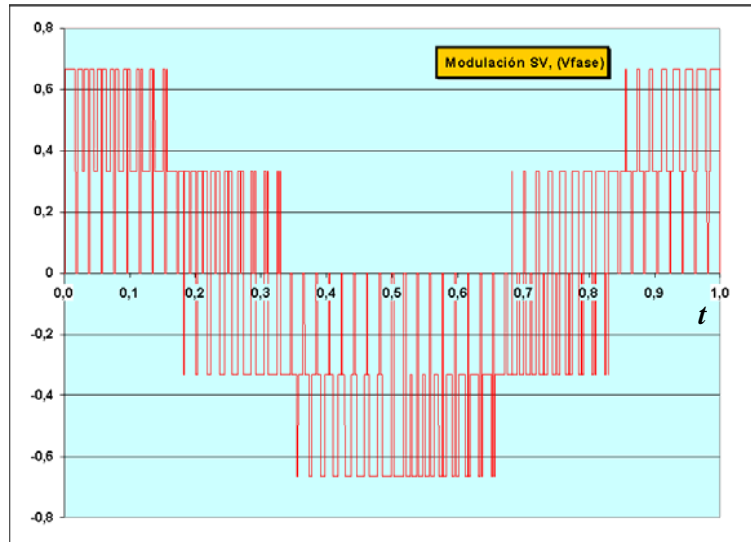
O bien

S_7	S_2	S_1	S_2	S_7
+++	++	+-	++	+++
$t_0/2$	$t_2/2$	t_1	$t_2/2$	$t_0/2$

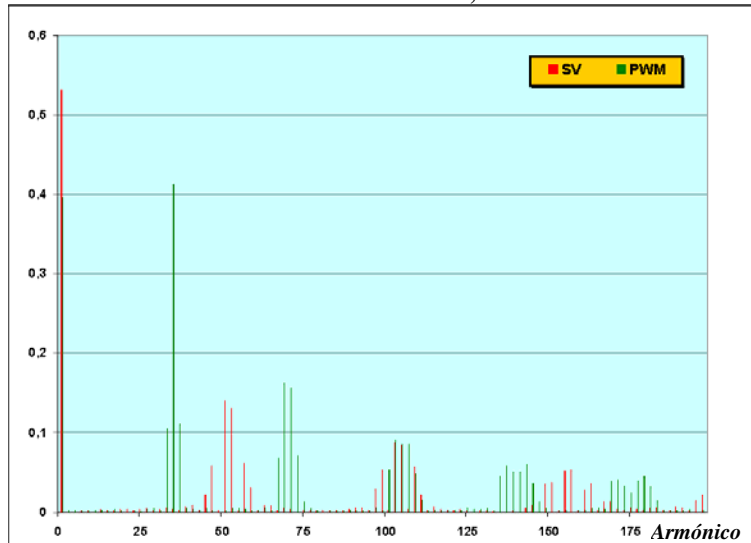
De esta forma el número de conmutaciones se minimiza, ya que ahora el número de conmutaciones por ciclo es 4 (antes eran 6) .

Esto permite subir la frecuencia de conmutación (*3/2) con las mismas pérdidas.

PUENTE TRIFÁSICO. Modulación “Space Vector”

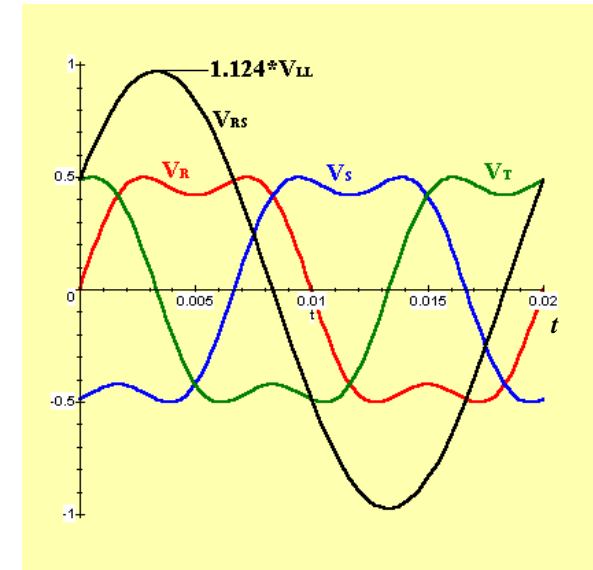


Modulación SV con $m_a=0.8$, $m_f=35*1.5$



Comparación entre modulación PWM y SV

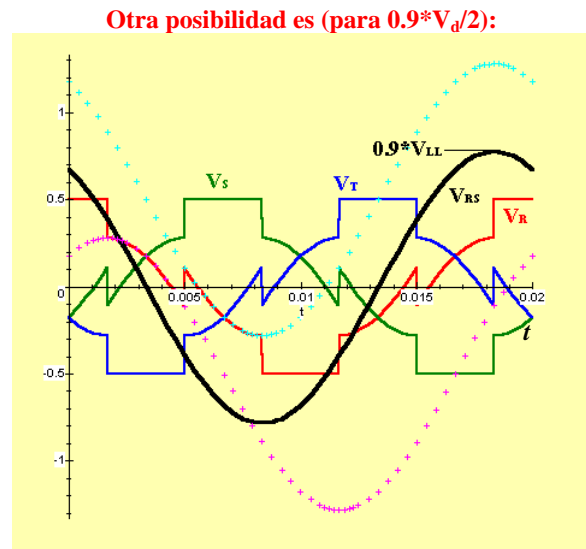
PUENTE TRIFÁSICO. PWM Modificado. Extensión del Índice de Modulación



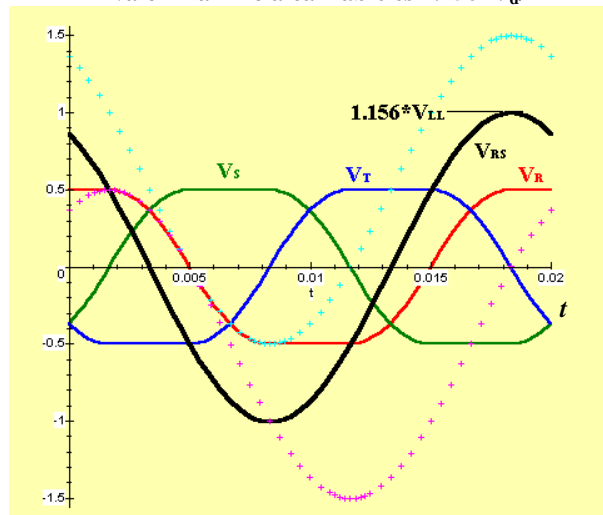
Tensiones de Fase y Línea al añadir un Tercer Armónico de amplitud $\frac{1}{4}$ de la fundamental.

La tensión línea-línea que se consigue es $1.124*V_{LL}$ (Valor máximo posible con esta estrategia)

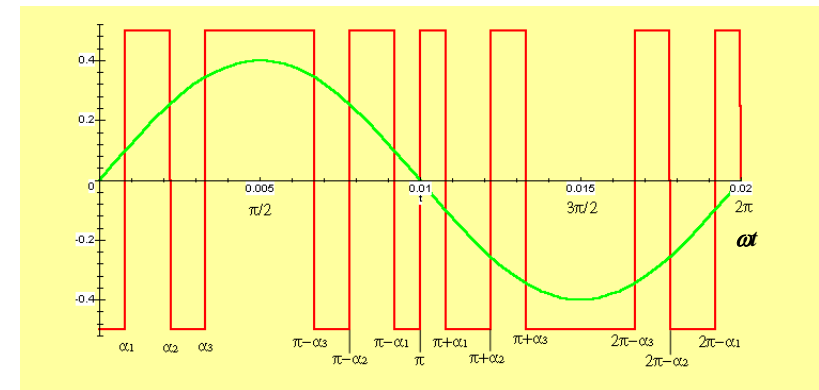
PUENTE TRIFÁSICO. PWM Modificado. Extensión del Índice de Modulación



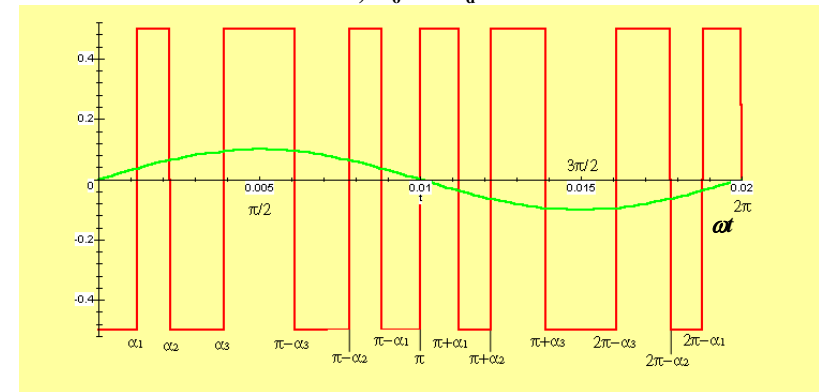
El valor máximo alcanzable es $1.156 \cdot V_d/2$



PUENTE TRIFÁSICO. Cancelación de Armónicos



a) $V_o = 0.8 V_d/2$

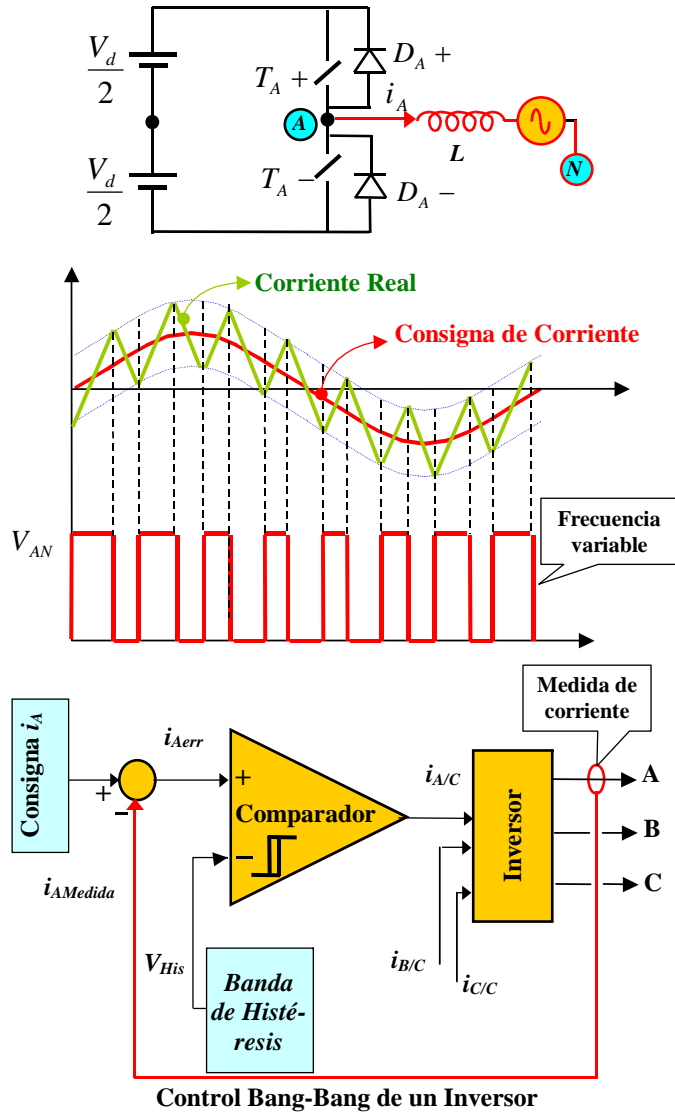


b) $V_o = 0.2 V_d/2$

- Precalculando α_1 , α_2 y α_3 se **controla la amplitud** de la señal.
- Simetría respecto al origen: **No armónicos pares.**
- Con tres cortes por semiciclo:
 - **7 Conmutaciones.**
 - **Se eliminan los armónicos 5 y 7.**
 - **El tercer armónico y sus múltiplos se cancelan en los inversores trifásicos.**
- Es necesario comparar con otras estrategias ($m_f=7$)

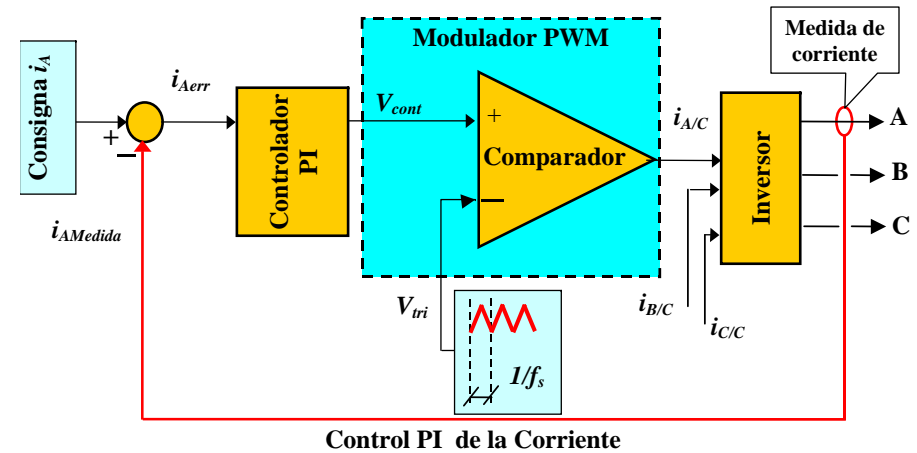
MODULACIÓN PWM. Control de Corriente

a) Control Bang-Bang (Banda de Histéresis)



MODULACIÓN PWM. Control de Corriente

b) Control de Corriente a Frecuencia Constante



El control de corriente (ambos métodos) son muy usados en:

- ♦ Control de motores de inducción.
- ♦ Inyección de potencia procedente de fuentes de energías alternativas en la red.

Nótese que la consigna de corriente puede elegirse de manera que:

- ♦ Esté en fase con la tensión de la red. La red trabaja con el inversor como si fuese una resistencia.
- ♦ Esté desfasado 180° con la tensión de la red. La red cede energía activa al inversor.
- ♦ Tenga un desfase en adelanto o retraso con la tensión de la red. La red toma o cede energía activa o reactiva. Esto permite su uso como compensador de energía reactiva.
- ♦ Se pueden introducir desequilibrios entre las corrientes de las fases. Esto permite compensar las corrientes que están circulando por otra carga desequilibrada.
- ♦ Se pueden incorporar armónicos en las corrientes. Esto permite compensar los armónicos de las corrientes que están inyectando las cargas conectadas a la red.