



CEI UPM

Centro de
Electrónica
Industrial

1194. Electrónica de Potencia

Inversores Modulados

(basado en apuntes del Prof. Javier Sebastián)

cei@upm.es

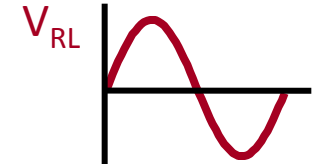
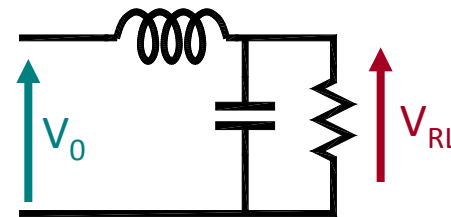
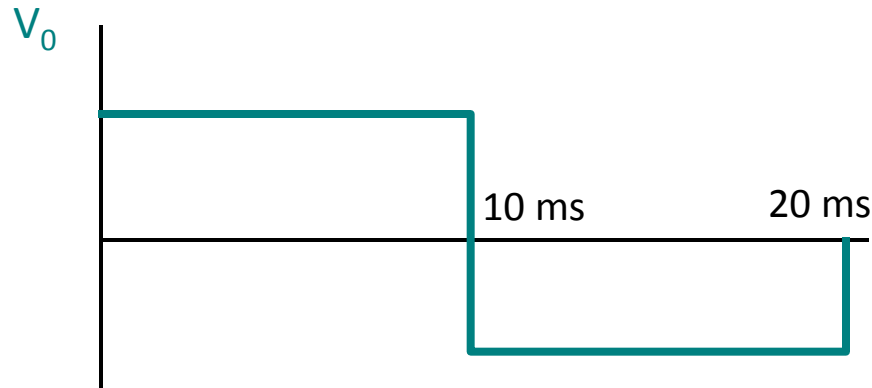
UNIVERSIDAD POLITÉCNICA DE MADRID



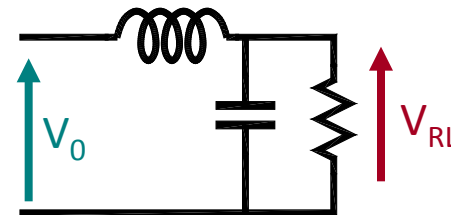
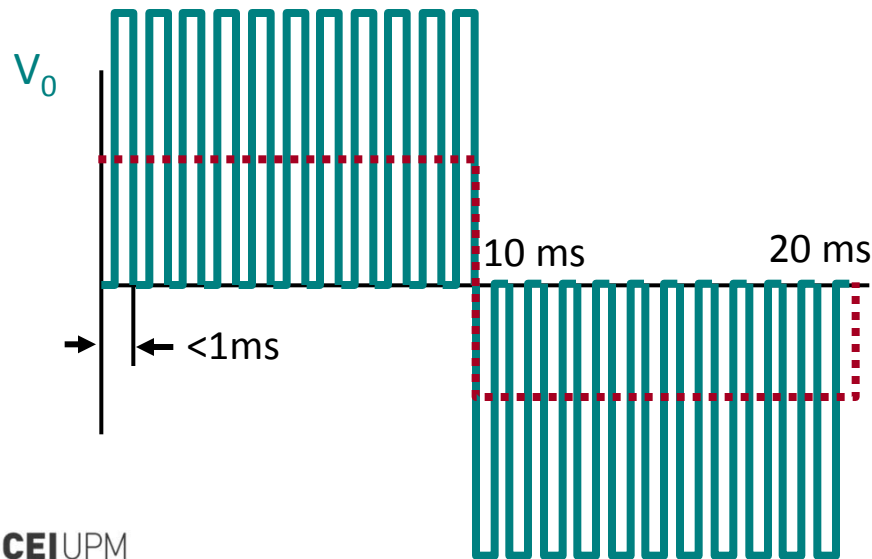
POLITÉCNICA

Introducción

La idea básica es trocear la forma de onda a alta frecuencia en vez de hacer conmutaciones a baja frecuencia



El filtro se diseña para un frecuencia de 50 Hz



El filtro se diseña para un frecuencia del orden de kHz

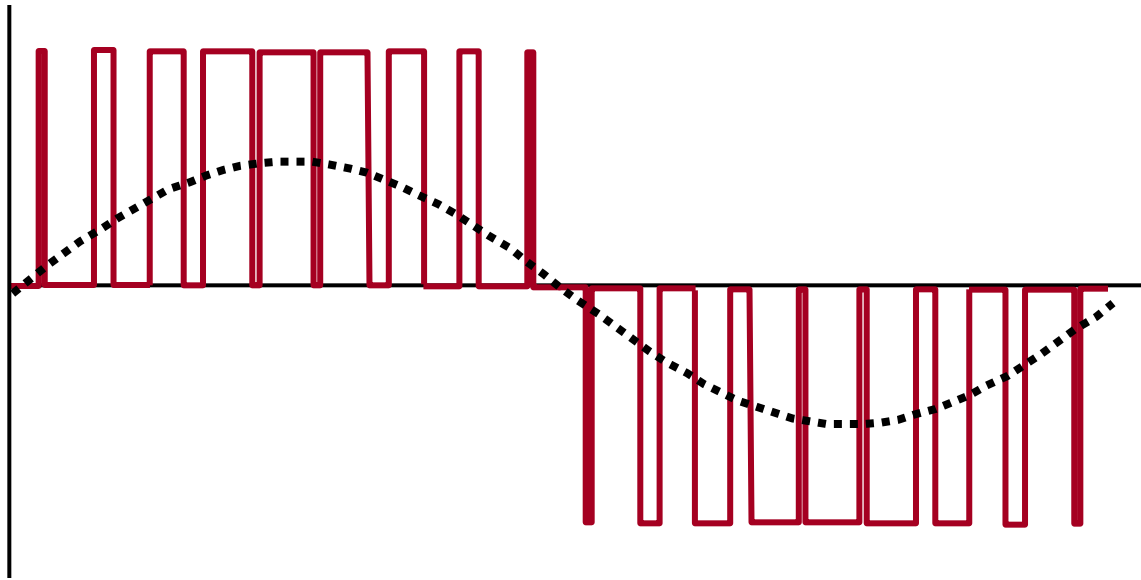


Menor tamaño

Modulación

Al trabajar a alta frecuencia, podemos hacer que la anchura del pulso cambie durante un ciclo de red

Si obligamos a que la anchura del pulso varíe según un patrón senoidal, el filtrado necesario para tener una forma de onda senoidal a la salida será aún más sencillo. A esta estrategia se la denomina MODULACIÓN



Modulando la anchura del pulso senoidalmente obtenemos una forma de onda muy parecida a la senoidal

Desventajas

Mayor complejidad

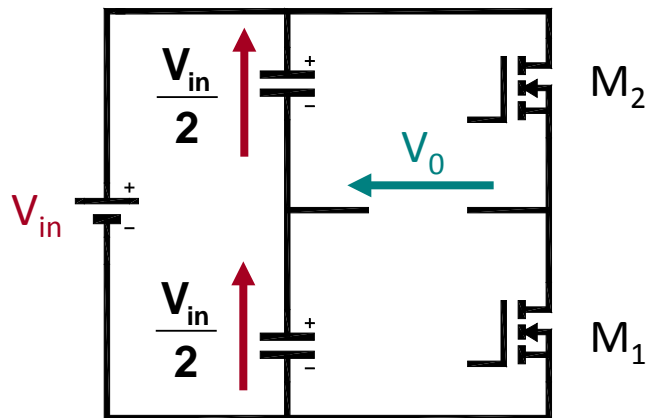
Pérdidas de conmutación más elevadas



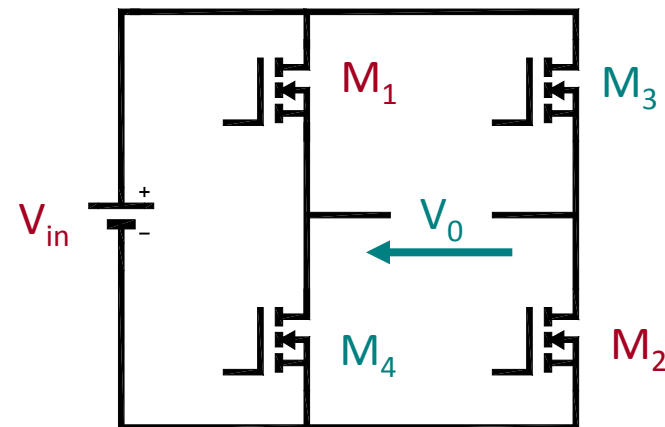
Modulación

Las topologías de potencia usadas para los inversores modulados son las mismas que las vistas en los inversores no modulados

Inversor en Medio Puente



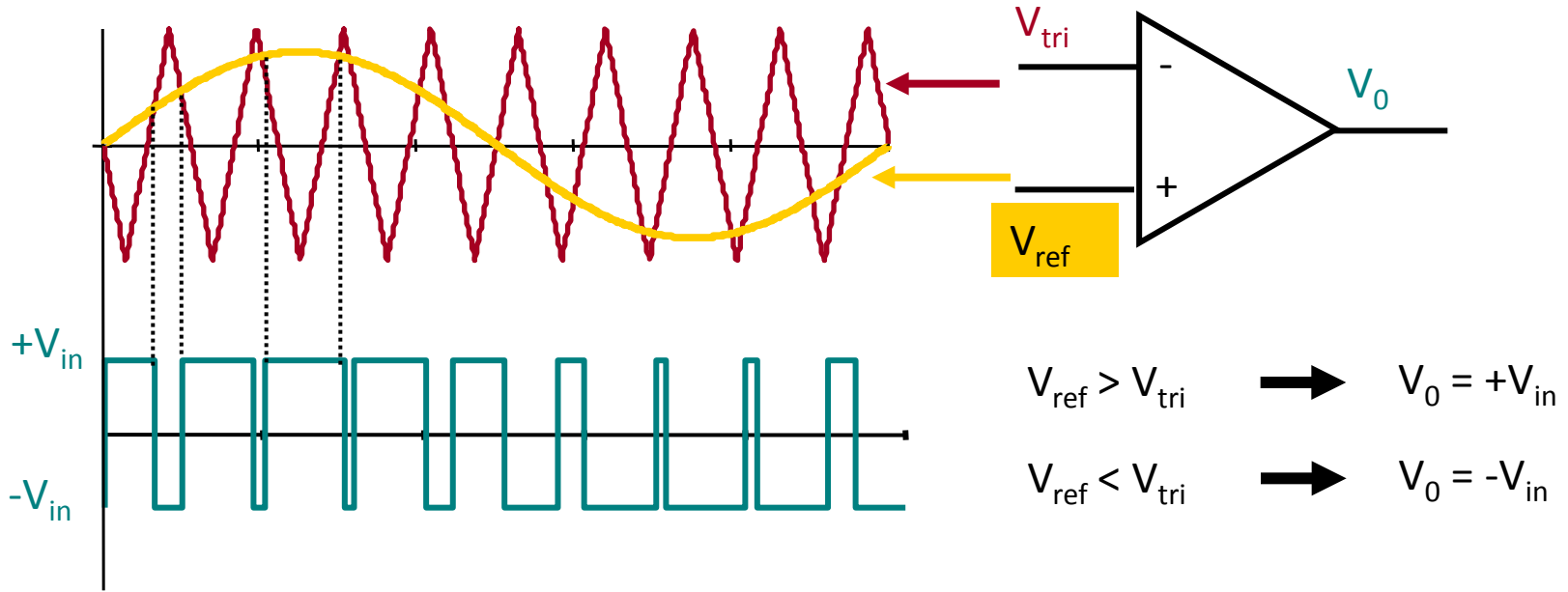
Inversor en Puente Completo



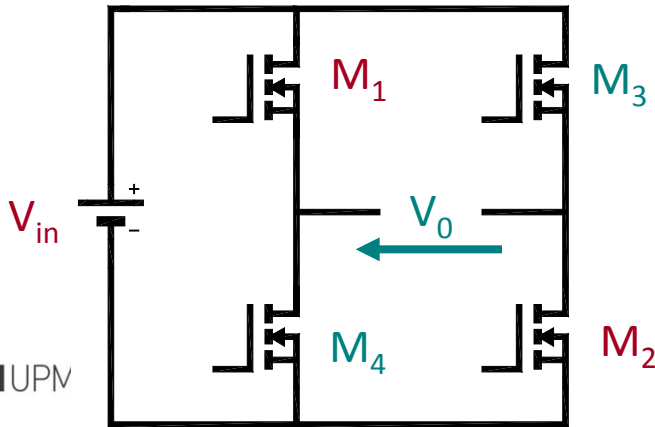
Únicamente cambia la estrategia de conmutación de los inversores

Modulación Bipolar

Se compara la señal de referencia con la portadora



En el caso de un inversor en Puente Completo, la estrategia sería la siguiente



M_1 y M_2 conducen cuando

$$V_{ref} > V_{tri}$$

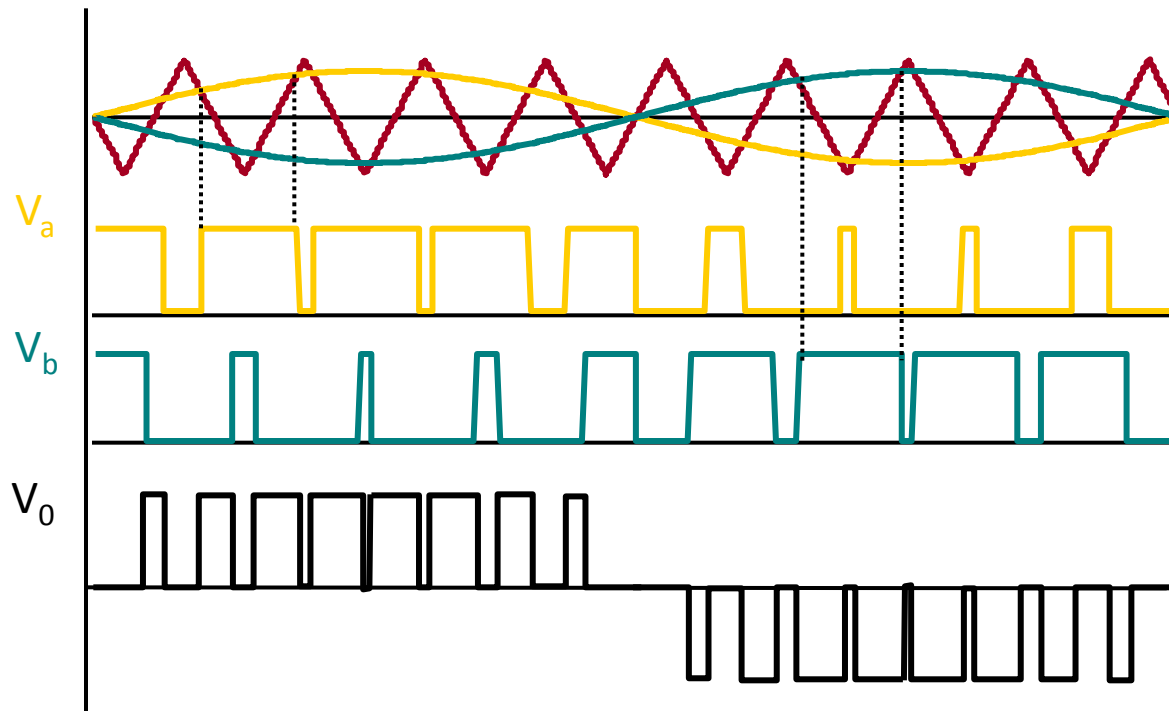
M_3 y M_4 conducen cuando

$$V_{ref} > V_{tri}$$

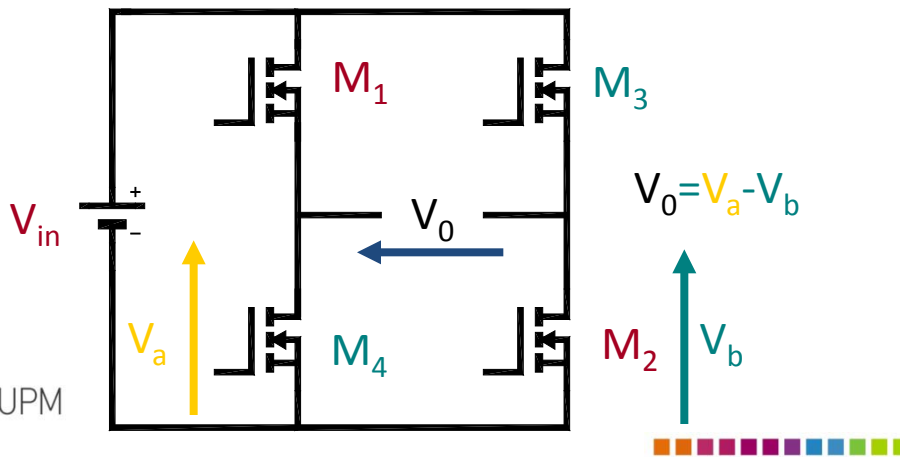
Se llama bipolar porque la salida siempre pasa de $+V_{in}$ a $-V_{in}$

Modulación Unipolar

Se necesitan dos señales de referencia: $+V_{\text{ref}}$ y $-V_{\text{ref}}$



$$\begin{cases} +V_{\text{ref}} > V_{\text{tri}} & \rightarrow M_1 \\ +V_{\text{ref}} < V_{\text{tri}} & \rightarrow M_4 \\ -V_{\text{ref}} > V_{\text{tri}} & \rightarrow M_3 \\ -V_{\text{ref}} < V_{\text{tri}} & \rightarrow M_2 \end{cases}$$



M_1 y M_4 son complementarios
 M_2 y M_3 son complementarios

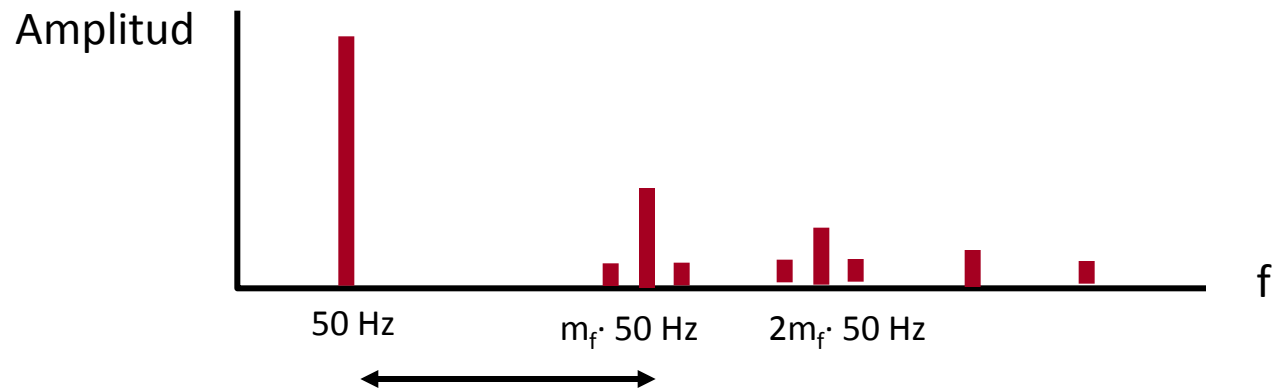
Cuando uno está abierto, el otro está cerrado

Definiciones

Índice de modulación m_f :

$$m_f = \frac{f_{\text{portadora}}}{f_{\text{referencia}}} = \frac{f_{\text{triangular}}}{f_{\text{senoidal}}}$$

Al aumentar la frecuencia de la portadora (o aumentar m_f) aumentan las frecuencias a las que se producen los armónicos



Al estar muy separadas la fundamental y los primeros armónicos, es fácil de filtrar. El tamaño del filtro disminuye si m_f es grande

Al aumentar la frecuencia de conmutación, aumentan las pérdidas

La frecuencia de conmutación se suele elegir: $f < 6 \text{ kHz}$ o $f > 20 \text{ kHz}$



Definiciones

Índice de modulación m_f :

$$m_f = \frac{f_{\text{portadora}}}{f_{\text{referencia}}} = \frac{f_{\text{triangular}}}{f_{\text{senoidal}}}$$

Se suele considerar que m_f es grande si es mayor que 21

Consideraciones con $m_f < 21$

1. La señal triangular y la senoidal deben estar sincronizadas

m_f debe ser un número entero porque de lo contrario se pueden producir oscilaciones subarmónicas indeseables para la mayoría de aplicaciones

2. m_f debe ser un entero impar

En todos los casos salvo en inversores monofásicos con modulación unipolar

3. Las pendientes de la señal triangular y de la senoidal deben ser opuestas en los cruces por cero

Definiciones

Índice de modulación m_f :

$$m_f = \frac{f_{\text{portadora}}}{f_{\text{referencia}}} = \frac{f_{\text{triangular}}}{f_{\text{senoidal}}}$$

Consideraciones con $m_f > 21$

Con valores de m_f grandes, las componentes subarmónicas son pequeñas cuando la señal triangular y la senoidal no están sincronizadas. Si la frecuencia de la tensión de salida va a ser constante, es posible utilizar PWM asíncrono.

En aplicaciones de motores, la frecuencia de la tensión de salida debe variar para controlar el motor. En esos casos, las componentes subarmónicas pueden dar lugar a corrientes de valor elevado.

No se aconseja el uso de PWM asíncrono en aplicaciones de motores

Con valores de m_f grandes, los valores de los armónicos son independientes del valor de m_f .

Si $m_f < 9$, los armónicos pueden depender del índice de modulación

Definiciones

Índice de modulación de amplitud m_a :

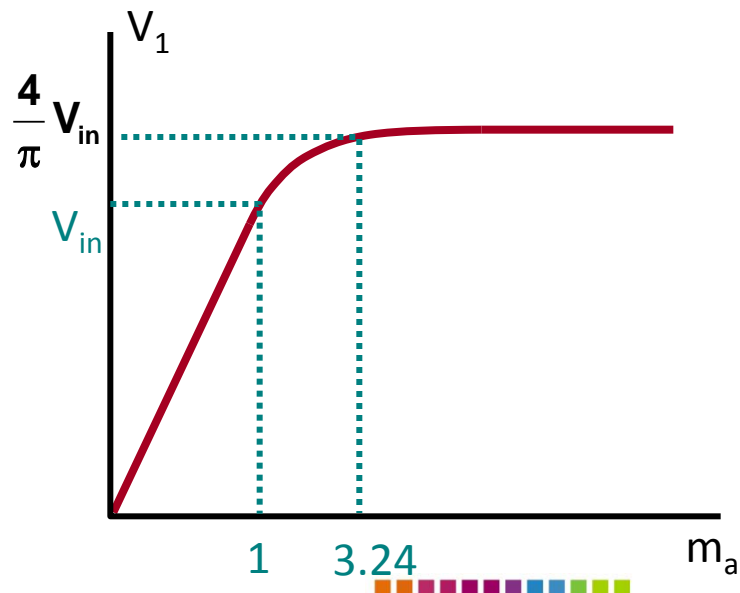
$$m_a = \frac{V_{\text{referencia}}}{V_{\text{portadora}}} = \frac{V_{\text{senoidal}}}{V_{\text{triangular}}}$$

Si $m_a < 1$, la amplitud de la frecuencia fundamental es linealmente proporcional a m_a :

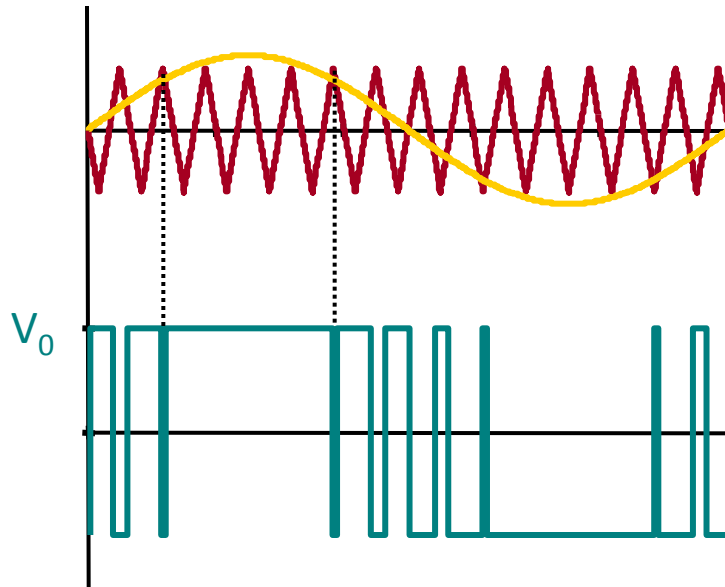
$$V_1 = m_a \cdot V_{\text{in}}$$

Esto implica que podemos controlar la amplitud de la tensión de salida controlando el valor de m_a .

Si $m_a > 1$, la amplitud de la tensión de salida aumenta al aumentar m_a pero de forma no lineal. A esto se le llama sobremodulación



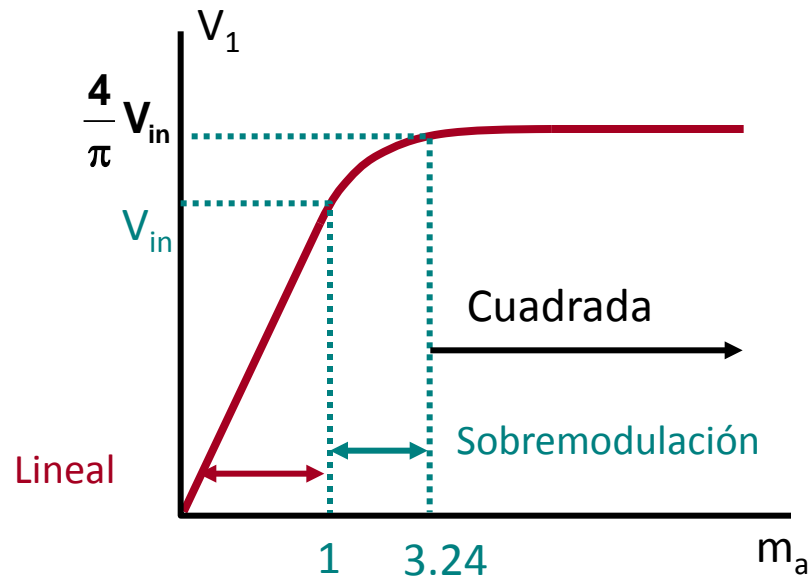
Sobremodulación



$$V_{\text{sen}} > V_{\text{tri}}$$

Aumenta la tensión de salida y empeora el contenido armónico

Si m_a aumenta mucho, la tensión de salida pasa a ser cuadrada



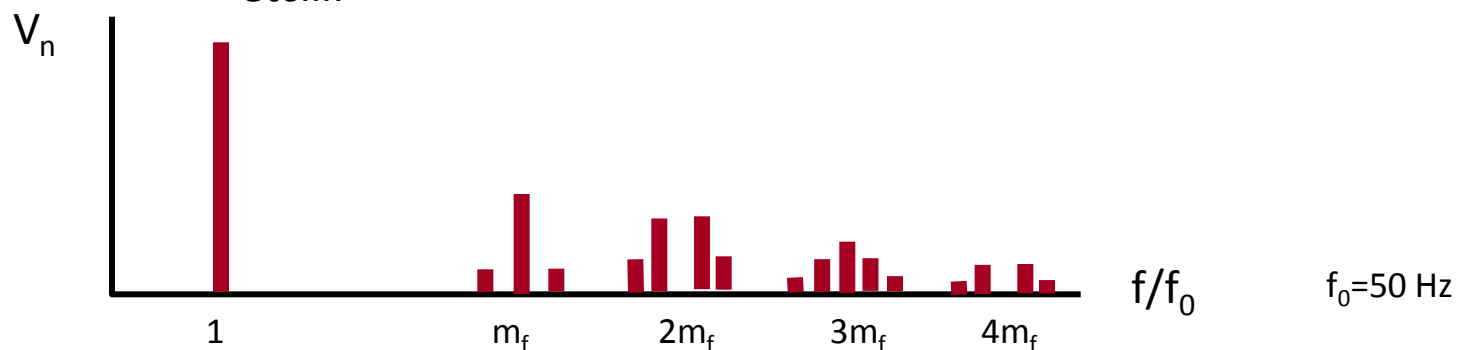
En el caso de la conmutación bipolar, los armónicos aparecen en:

$$m_f, 2m_f^*, 3m_f, 4m_f^*, 5m_f, 6m_f, \dots$$

Además de armónicos a estas frecuencias, también aparecen armónicos en las frecuencias adyacentes:

$$m_f \pm 2, m_f \pm 4$$
$$2m_f \pm 1, 2m_f \pm 3, 2m_f \pm 5$$

etc....



Coeficientes de Fourier normalizados V_n/V_{in}

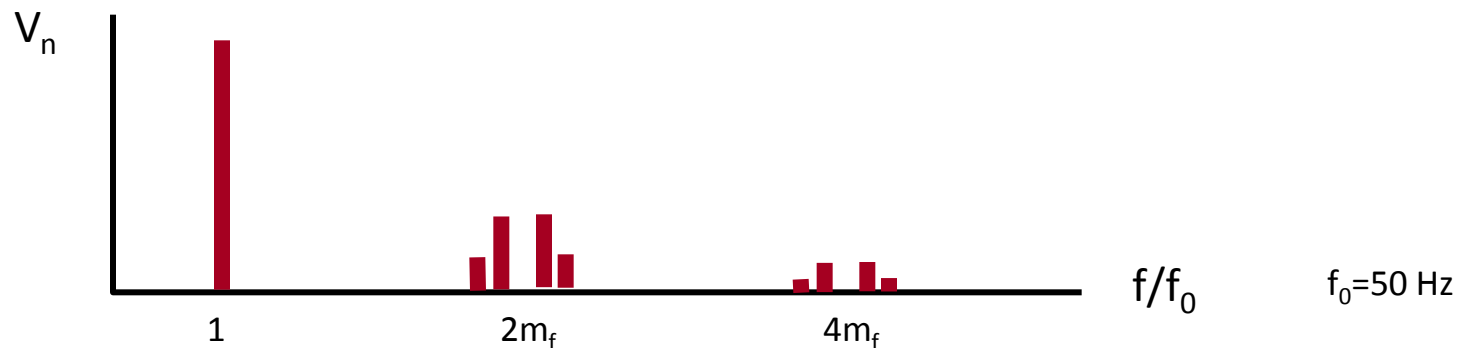
| | $m_a=1$ | 0.9 | 0.8 | 0.7 | 0.6 | 0.5 | 0.4 | 0.3 | 0.2 | 0.1 |
|---------------|---------|------|------|------|------|------|------|------|------|------|
| $n=1$ | 1.00 | 0.90 | 0.80 | 0.70 | 0.60 | 0.50 | 0.40 | 0.30 | 0.20 | 0.10 |
| $n=m_f$ | 0.60 | 0.71 | 0.82 | 0.92 | 1.01 | 1.08 | 1.15 | 1.20 | 1.24 | 1.27 |
| $n=m_f \pm 2$ | 0.32 | 0.27 | 0.22 | 0.17 | 0.13 | 0.09 | 0.06 | 0.03 | 0.02 | 0.00 |

Armónicos en la modulación PWM Unipolar

En el caso de la conmutación unipolar, el contenido armónico es menor y los primeros armónicos aparecen a frecuencias más elevadas. Si se elige m_f entero par:

$$2m_f, 4m_f, 6m_f, \dots$$

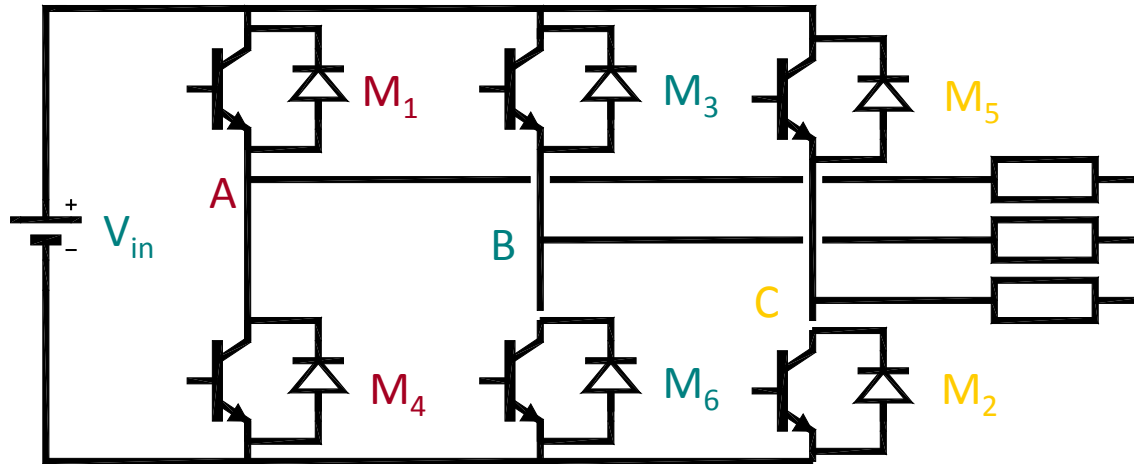
Además de armónicos a estas frecuencias, también aparecen armónicos en las frecuencias adyacentes como en el caso anterior



Coeficientes de Fourier normalizados V_n/V_{in}

| | $m_a=1$ | 0.9 | 0.8 | 0.7 | 0.6 | 0.5 | 0.4 | 0.3 | 0.2 | 0.1 |
|----------------|---------|------|------|------|------|------|------|------|------|------|
| $n=1$ | 1.00 | 0.90 | 0.80 | 0.70 | 0.60 | 0.50 | 0.40 | 0.30 | 0.20 | 0.10 |
| $n=2m_f \pm 1$ | 0.18 | 0.24 | 0.31 | 0.35 | 0.37 | 0.36 | 0.33 | 0.27 | 0.19 | 0.10 |
| $n=2m_f \pm 3$ | 0.21 | 0.18 | 0.14 | 0.10 | 0.07 | 0.04 | 0.02 | 0.01 | 0.00 | 0.00 |

El esquema de un rectificador trifásico es similar al de uno monofásico



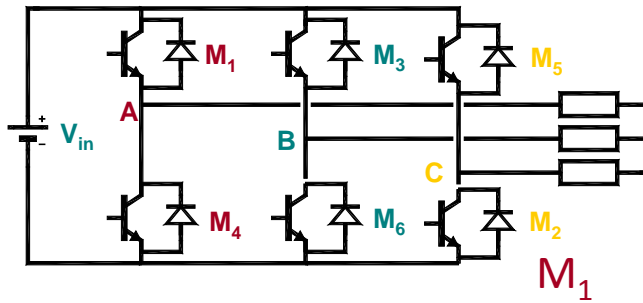
Cada interruptor trabaja con ciclo de trabajo 0.5

Se produce una conmutación cada 60º

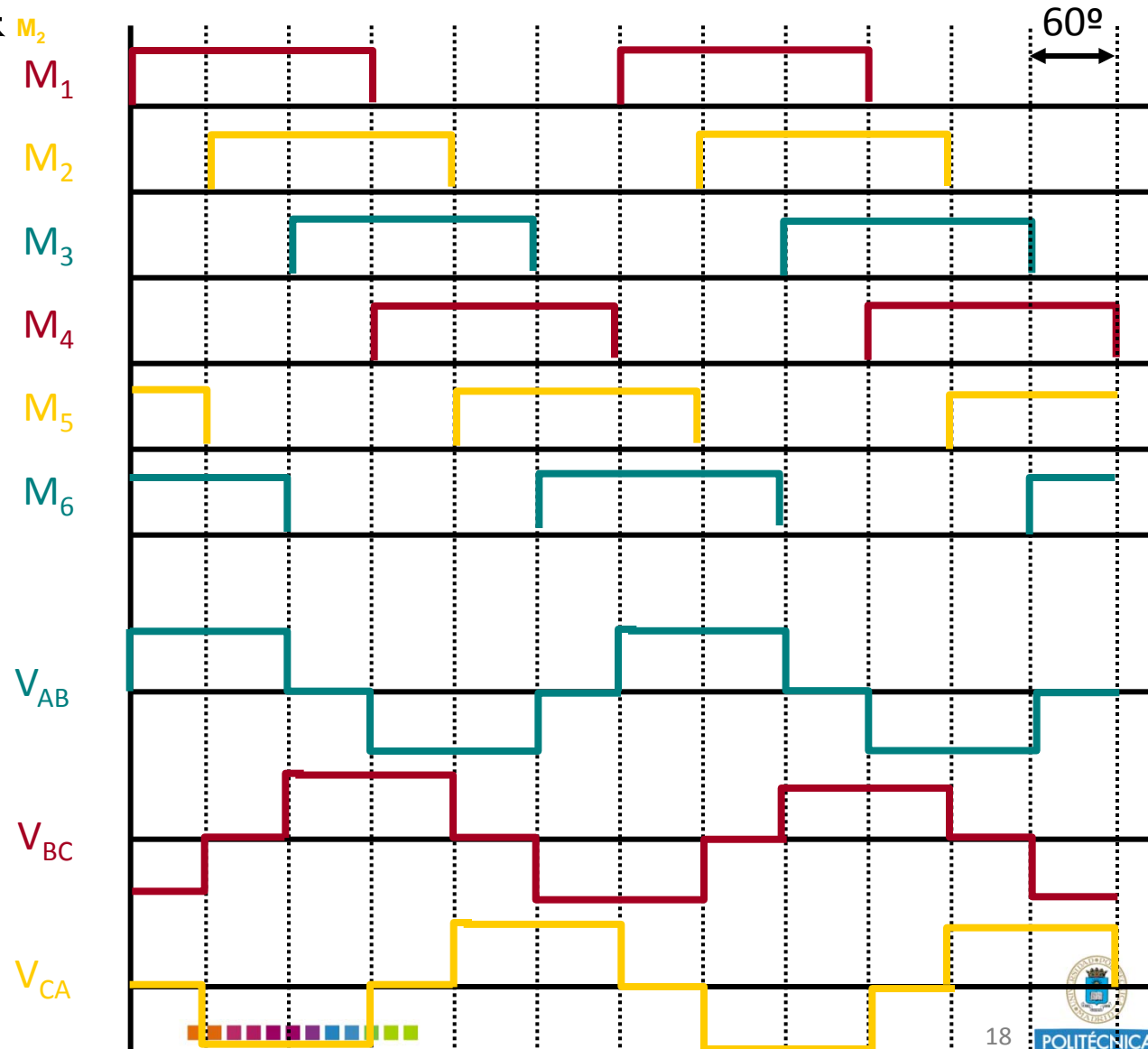
Los interruptores de una misma rama trabajan de forma complementaria

Hay 6 transiciones de conmutación por periodo: Inversor de 6 pasos

Inversores trifásicos



Esquema de conmutación



Con este mismo circuito también se puede utilizar un esquema de conmutación PWM como en los inversores monofásicos

