

# 1. Inverter Trifásico

## 1.1. Generación PWM y Disparo

### 1.1.1. Overlapping

Debido a los tiempos de encendido y apagado de los transistores, puede haber un tiempo durante el cual, al conmutar, estén ambos encendidos (de la misma rama del inverter). Esto ocasiona que, durante dicho tiempo se produzca un cortocircuito en la fuente  $V_d$ , generando un pico de corriente elevado.

Una forma de minimizar este tiempo, es proporcionar un camino en Gate a través de un diodo para que el capacitor  $C_{gd}$  del MOS se descargue más rápido. Se coloca una resistencia en paralelo para dar un camino a Gate en el encendido, como se muestra en la figura.

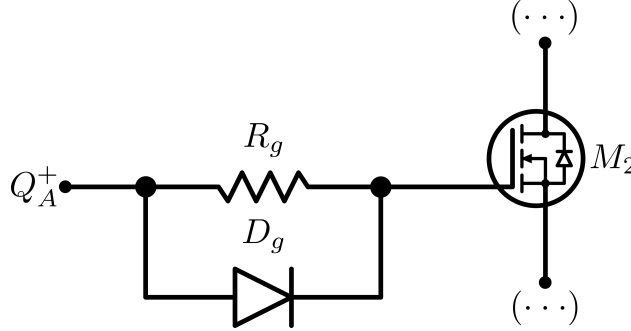


Figura 1: Inverter Trifásico - Minimización de Overlapping

### 1.1.2. Generación de señales con $\mu P$

Para la generación de las señales de control, tendría una tabla principal (en este caso con 512 puntos), donde se compararía cada punto con el valor actual de la señal triangular generada en paralelo. Siendo 50Hz la frecuencia buscada de recorrido de la tabla, el período es de 20ms, por lo que debería realizarse una comparación cada:

$$t_{COMP} = \frac{20ms}{512} = 39\mu s \implies f_{COMP} = \frac{1}{t_{COMP}} = 25.6KHz$$

Es decir que, por lo menos la frecuencia de clock debe ser de 25.6KHz para recorrer la tabla de la señal de control senoidal. Si la señal triangular se genera también internamente, su frecuencia se sabe que es de  $50Hz \cdot m_f$ , por lo que la frecuencia de clock mínima considerando esto sería:

$$f_{CLK} = m_f \cdot 25.6KHz$$

Cuando el valor de tabla de la senoidal es mayor al de la triangular, se activa la salida de control del transistor (y su complementario negado). En caso contrario, se apaga.

Para generar las otras dos señales, se utilizarían dos punteros más, que inicien el recorrido de la tabla en otro lugar, de manera que equivalga al defasaje de  $120^\circ$  entre las señales:

$$\frac{512 \text{ Puntos}}{360^\circ} = 1.422 \left( \frac{\text{Puntos}}{\text{Grado}} \right)$$

De forma tal que, para generar las otras 2, tendría que iniciar los dos punteros restantes en el equivalente a  $120^\circ$  y  $240^\circ$ .

Por lo tanto, el puntero de la primer señal inicia en la posición 0 de la tabla, el puntero de la segunda en la posición 171, y el de la tercera en la posición 341.

## 1.2. Modulación PWM

En este caso se busca observar que ocurre sobre la carga al variar  $m_a$  y  $m_f$ . En el circuito original se tiene que:

$$m_a = 0.5$$

$$m_f = 15$$

$$I_{Fase} = 8A$$

$$V_{Fase} = 206V$$

### 1.2.1. Caso: $m_a = 0.8, 1, 1.3$ - $m_f = 15$

Se vuelven a medir la corriente y tensión de fase para los valores propuestos.

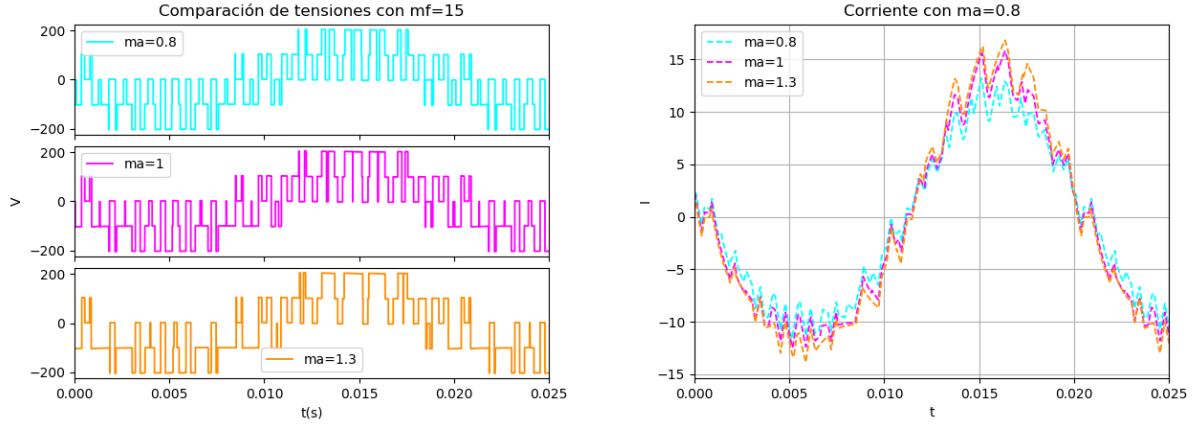


Figura 2:  $V_{Fase}$  e  $I_{Fase}$  para el primer caso propuesto

De acuerdo a la expresión para el cálculo de la tensión de línea en la configuración estrella:

$$V_{AB} = \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot m_a \cdot V_d$$

Al aumentar  $m_a$ , aumenta la tensión de línea, lo que resulta en un aumento de la tensión de fase, y consecuentemente de la corriente de fase, como se observa en las figuras.

En este caso, el espectro de la señal de corriente no aporta mayor información a la mencionada, por lo que no se incluye.

### 1.2.2. Caso: $m_a = 0.8$ - $m_f = 15, 21, 27$

Se vuelven a medir la corriente y tensión de fase para los valores propuestos.

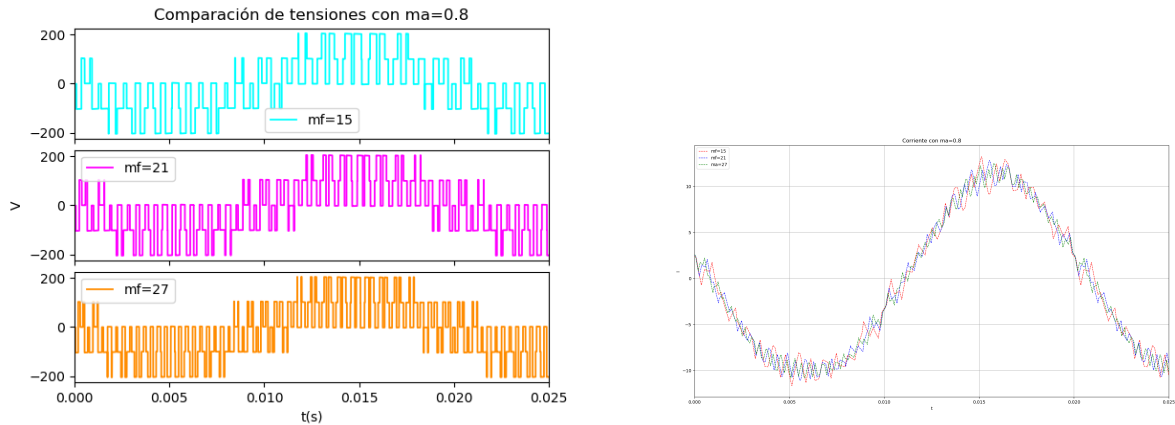


Figura 3:  $V_{Fase}$  e  $I_{Fase}$  para el segundo caso propuesto

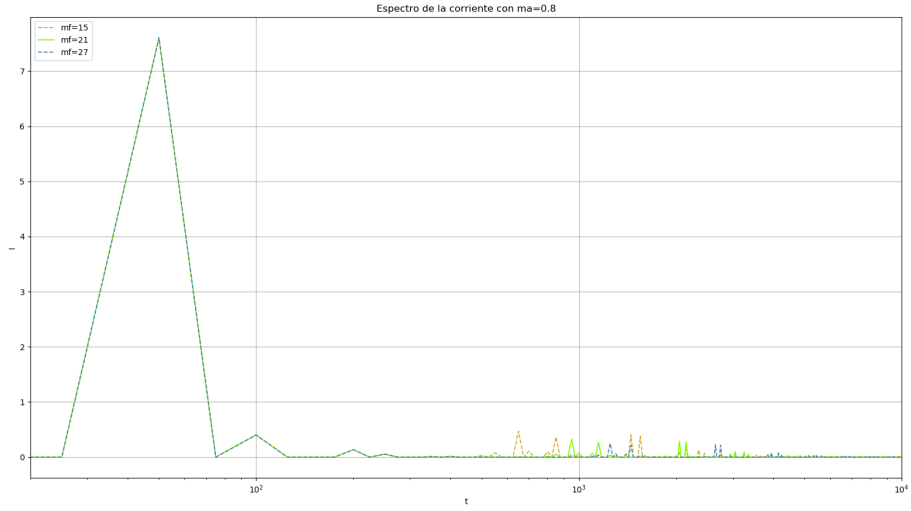


Figura 4: Espectro de  $I_{Fase}$  para el segundo caso propuesto

Se verifica por un lado, que al aumentar  $m_f$ , aumenta la frecuencia de conmutación, lo cual se puede observar en los diferentes gráficos de  $V_{Fase}$ . En cualquier caso, la componente de frecuencia fundamental se mantiene, dado que depende de la señal de control senoidal, que es la misma en todos los casos.

Por el otro lado, respecto a las señales de  $I_{Fase}$  obtenidas, en el tiempo no se logra apreciar demasiado el cambio en los armónicos contenidos, pero si en la figura que muestra el espectro. En ella, se observa como al aumentar  $m_f$ , efectivamente los armónicos secundarios se desplazan hacia la derecha, lo cual provoca que en la señal en el tiempo cada vez se aprecien menos y se parezca más a una senoidal pura.

### 1.2.3. Caso: $m_a = 1.1$ - $m_f = 33, 66, 81$

Se vuelven a medir la corriente y tensión de fase para los valores propuestos.

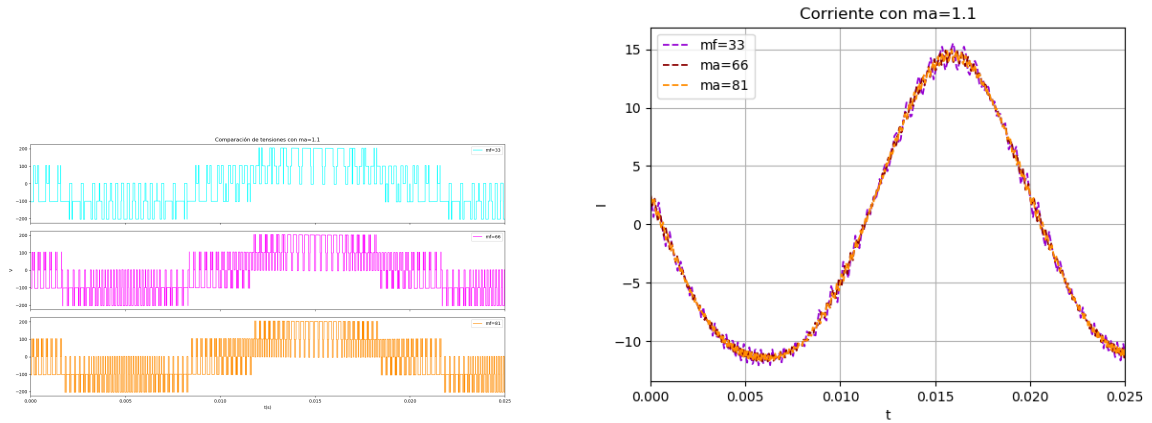


Figura 5:  $V_{Fase}$  e  $I_{Fase}$  para el tercer caso propuesto

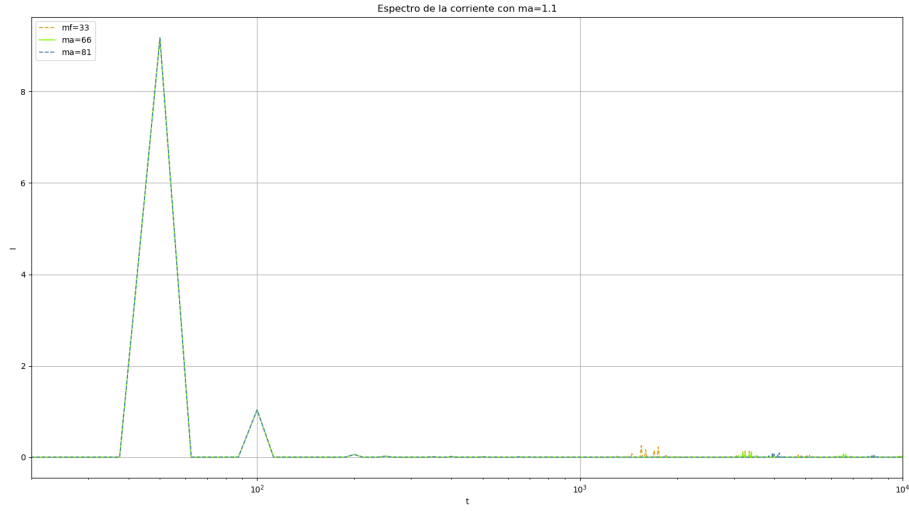


Figura 6: Espectro de  $I_{Fase}$  para el tercer caso propuesto

En este caso, los resultados son similares al caso anterior, pero se tiene mayor potencia en los primeros armónicos, debido a que se está sobremodulando. Por otra parte, al ser los  $m_f$  más grandes que en el caso anterior, los armónicos secundarios están más alejados (y son de menor amplitud).

### 1.3. Motores de inducción trifásicos

#### 1.3.1. Modelo equivalente

Tomando en cuenta la conexión en triángulo:

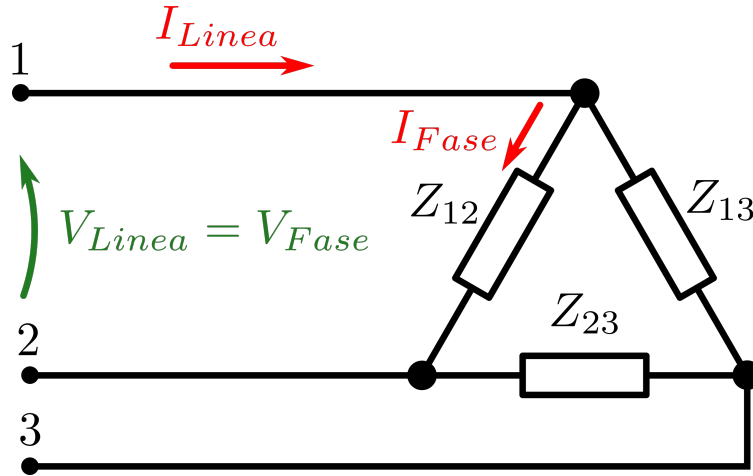


Figura 7: Motor asincrónico trifásico de inducción - Conexión triángulo

De la placa se obtiene que  $V_{Fase} = 230V$ , y la  $I_{Fase} = 0.42A$ . Dado el  $\cos(\phi) = 0.75$ , se obtiene la fase  $\phi = 41^\circ$ . Se calcula entonces las impedancias a usar como modelo:

$$Z = \frac{|V_{Fase}|}{|I_{Fase}|} \angle 44^\circ = 547.6\Omega \angle 44^\circ = 410\Omega + j362\Omega$$

De la parte imaginaria se obtiene el valor de la inductancia para el modelo:

$$2 \cdot \pi \cdot 50Hz \cdot L = 362\Omega$$

$$L = 1.15H$$

### 1.3.2. Simulación en el Inverter - Conexión Triángulo

Para tener una  $V_{Linea}$  (que en este caso es igual a la tensión de fase por estar conectado en triángulo) de 230V (RMS) para realizar la simulación, se elije un índice de modulación  $m_a$  mayor a 1 (es decir, sobremodulando) para no tener que aumentar tanto la tensión  $V_d$  y así conseguir más potencia. Tomando  $m_a = 1.4$ , se estima la  $V_d$  necesaria:

$$V_{ab} = \frac{1}{2} \cdot m_a \cdot V_d \implies V_d = 328V$$

El valor anterior se ajustó a 350V para obtener la  $I_{Fase}$  buscada (dado que como  $m_a > 1$ , no estamos en la zona lineal, por lo que no corresponde exactamente al valor mínimo necesario). El valor pico esperado para la  $I_{Fase}$  sería  $I_{Fase} = 0.72A \cdot \sqrt{2} = 1A$ .

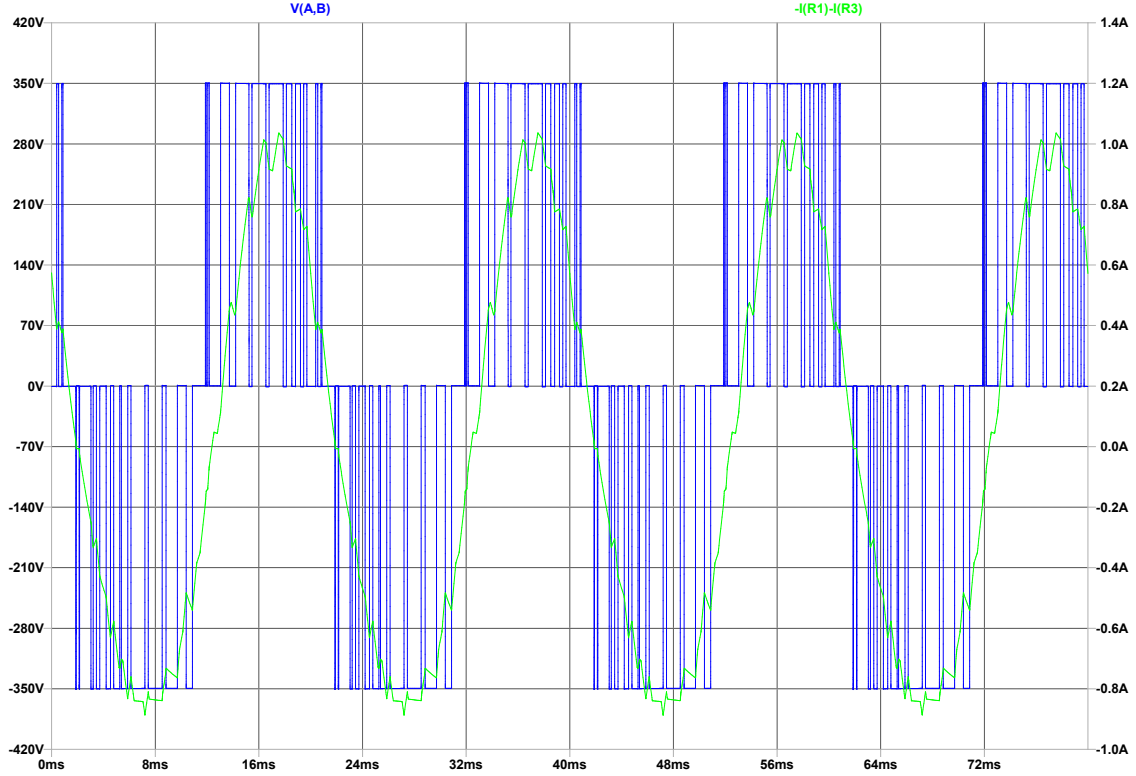


Figura 8: Tensión de fase y corriente de fase de una rama