

INSTITUTO TECNOLÓGICO DE BUENOS AIRES

22.28 ELECTRÓNICA DE POTENCIA

TRABAJO PRÁCTICO DE LABORATORIO N°3

Inverters

Grupo 2:

Marcos MIKKELSEN-LÖTH
Leg. 56645

Tomás Agustín GONZÁLEZ ORLANDO
Leg. 57090

Tomás VIGÓN
Leg. 57327

Lucero Guadalupe FERNANDEZ
Leg. 57485

Profesores:

Miguel Pablo AGUIRRE
Pablo Martín COSUTTA
Matías SALVATI
María Alejandra WEILL

Entregado: 23 de Junio de 2020

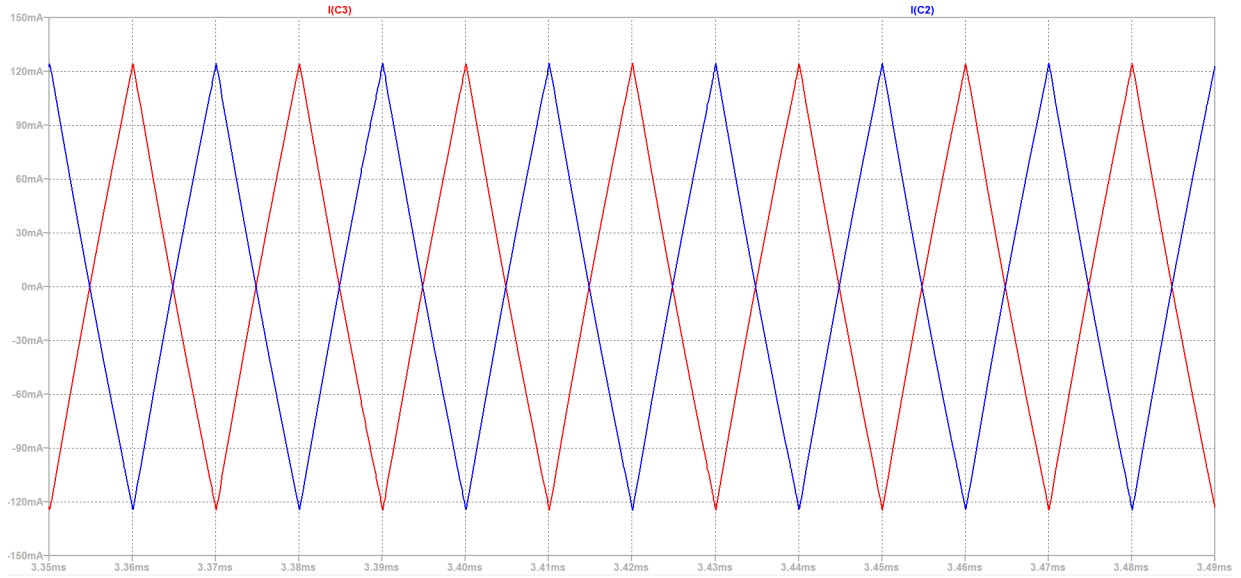


Figure 2: Carga y descarga en los capacitores C2 y C3.

1.2.2. Corrientes en los switches y los diodos

Cuando se enciende Q_{A+} , la corriente circula por éste y por la rama de la inductancia L1 y la resistencia R1, y luego a través de C2 cargándolo, mientras que C3 se carga negativamente. Cuando se enciende Q_{A-} , la corriente circula por C3 y por la rama de la inductancia, y mediante Q_{A-} . En este caso, C3 se carga de manera positiva y C2 se carga negativamente.

1.2.3. Serie de Fourier de señal cuadrada y su FFT

La serie de Fourier correspondiente a una señal cuadrada es:

$$x(t) \approx \frac{2A}{in\pi} \cdot e^{in2\pi\frac{t}{T}}, n \text{ impar}$$

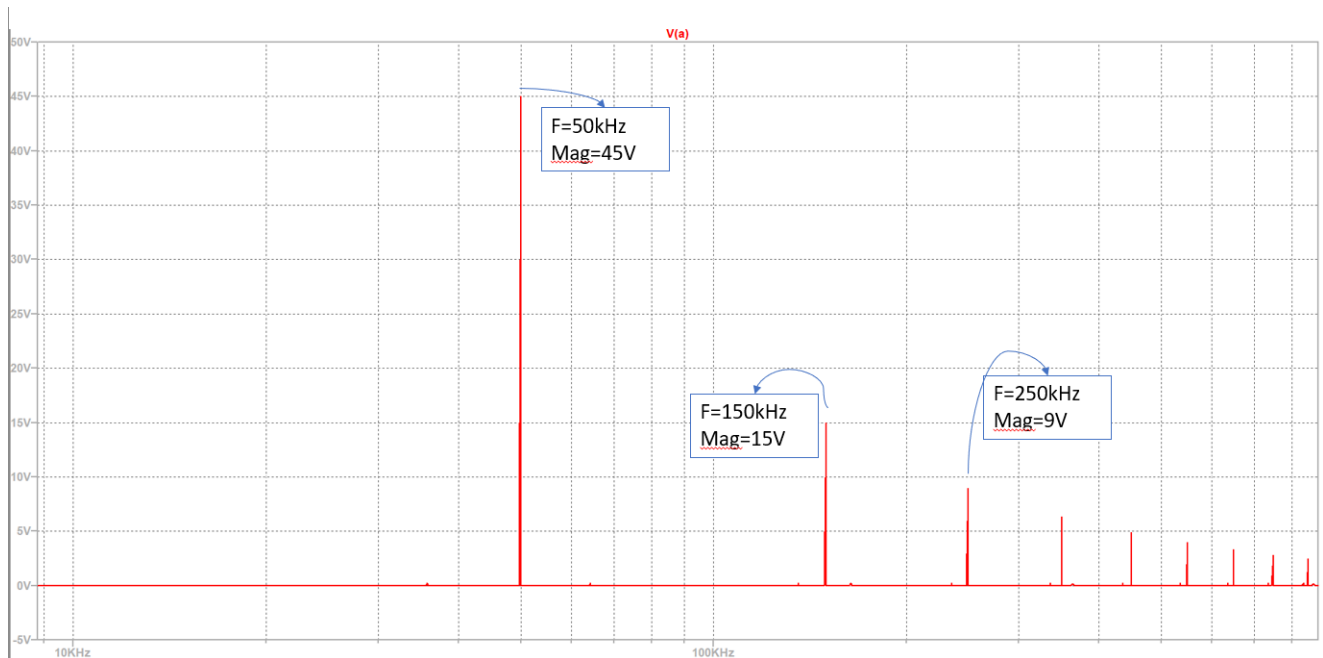


Figure 3: FFT de la modulación cuadrada.

La frecuencia fundamental es 50kHz, la simulación se puede observar en la Figura 3, donde las amplitudes relevantes corresponden a múltiplos impares de la frecuencia fundamental; esto es $f = n.50KHz$, lo que se condice con el espectro de una señal cuadrada. Esto se debe a que se modula con una triangular en vez de una rampa, lo que elimina los subarmónicos.

2. Inverter Trifásico

2.1. Generación PWM y Disparo

2.1.1. Corrientes en los transistores

En el siguiente gráfico se puede observar el momento de conmutación del transistor M2, tanto su tensión como su corriente:

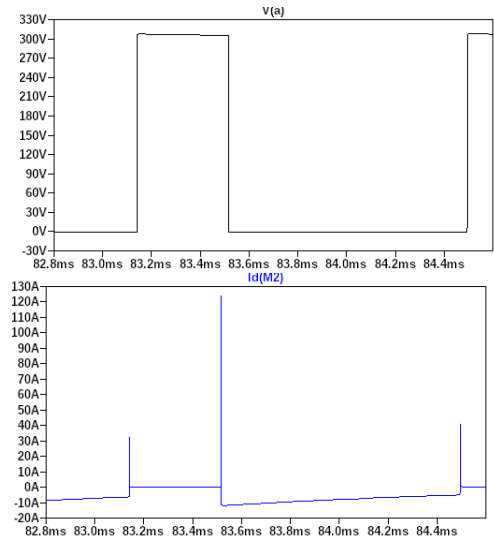


Figure 4: Tensión y corriente en M2

se puede observar un gran pico de corriente en ambas conmutaciones del transistor. Esto se debe a que tanto M2 como M3 (que es el transistor en la misma rama) buscan conmutar lo mas simultáneo posible.

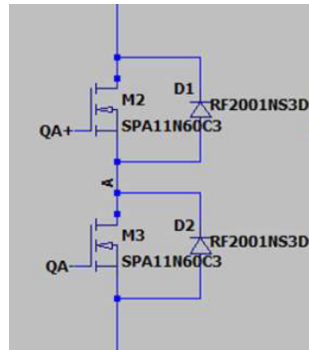


Figure 5: M2 y M3 en misma rama

Cuando un transistor se apaga el otro se enciende. Como es de esperar esta conmutación no es instantánea y a los transistores les lleva un tiempo pasar de un estado al otro. En la búsqueda de apagar y encender los transistores al mismo tiempo, hay un instante en que ambos están conmutando a la vez dando un camino de poca resistencia a la fuente, generando así un gran pico de corriente como se ve en el gráfico.

2.1.2. Cambio en velocidad de conmutación de los transistores

Sabiendo que la conmutación de los transistores MOS se realiza mediante la carga y descarga de un capacitor, se podría controlar la velocidad de esta conmutación agregando una resistencia en el Gate de transistor. Así dependiendo el valor de esta resistencia podría retrasarse el momento de conmutación de los transistores. Si pusiéramos en el gate solo una resistencia, este generaría que tanto el encendido y apagado del MOS sean más lentos. Por lo tanto es posible poner en paralelo a esta resistencia un diodo, así en un sentido se vería la resistencia y en el otro sentido el diodo pondría en corto

a esta resistencia dejando al capacitor de Gate cargarse o descargarse (dependiendo del sentido del diodo) a la máxima velocidad.

De esta manera podemos retrasar por ejemplo el encendido y dejar el apagado del transistor a la velocidad de conmutación normal. Así evitaremos el overlapping de los transistores y la corriente observada en el punto anterior bajaría considerablemente.

2.1.3. Señales de control con microprocesador

Para generar el control con un microprocesador se debería armar una tabla con los valores de una senoidal, si la tabla fuese de 512 puntos, sería equivalente a guardar una senoidal “muestreada” a una frecuencia 512 veces mas rapida que la señal. Luego se deberá recorrer esta tabla con tres punteros equidistantes uno del otro, esto equivaldría a tener senoidales desfasadas 120° entre sí.

Luego será necesario comparar estas senoidales con señales triangulares, estas señales triangulares no necesitan una tabla de valores, ya que son una recta de subida y otra de bajada que pueden ser calculadas con una simple cuenta. La frecuencia de estas señales triangulares tienen que ser un múltiplo impar de la frecuencia de la senoidal, preferentemente múltiplo de tres también.

La frecuencia de clock necesario para esto (suponiendo que cada comparación se hace en un flanco de clock):

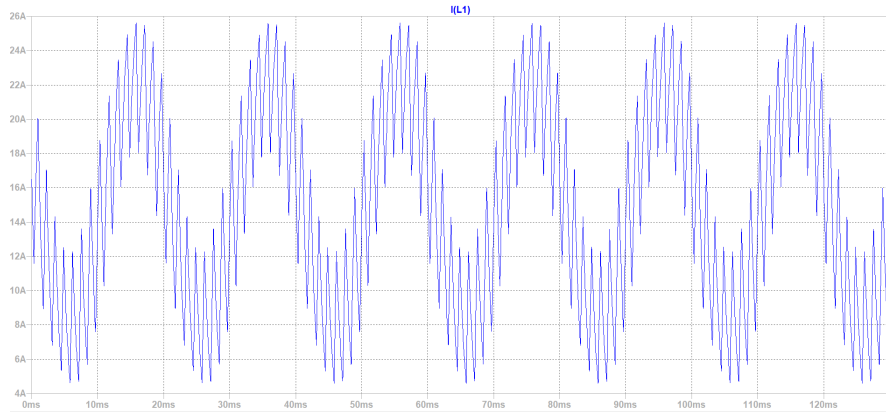
$$f_{clock} = m_f * f_{senoidal} * 512 * 3$$

Donde el tres viene de que tiene que realizar tres comparaciones antes de actualizar los valores de salida.

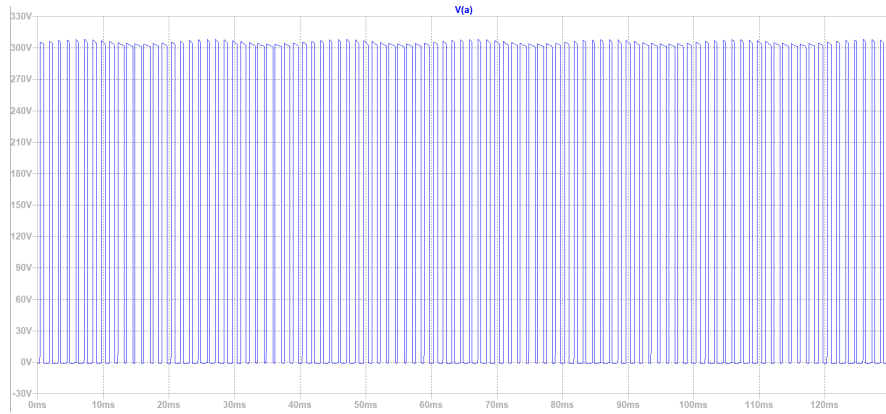
Así se podrá generar las seis señales de control para los transistores, se puede ver que con lo antes mencionado se generarían 3 señales simplemente, pero los transistores en una misma rama se encienden con la misma señal solo que negada uno del otro. De esta manera es imposible que los transistores se enciendan o apaguen al mismo tiempo.

2.2. Modulación PWM

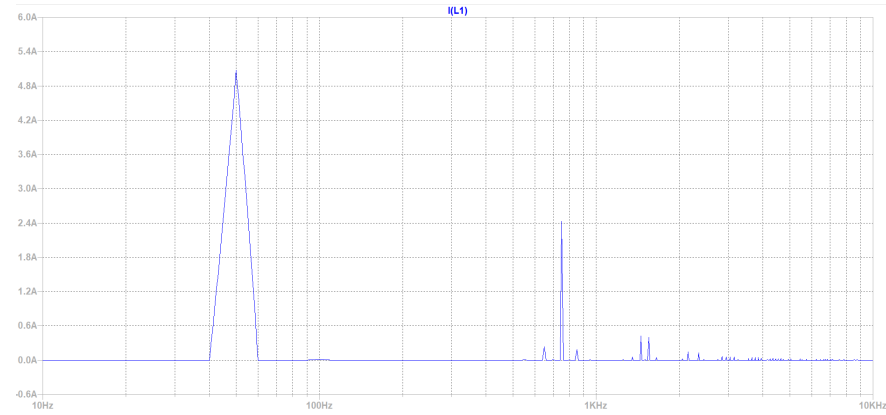
A continuación se muestra la tensión de fase, corriente de fase y el espectro de la corriente de fase sobre la carga inductiva.



(a) Corriente de fase



(b) Tensión de fase



(c) FFT corriente de fase

Se tuvo que tomar la transformada de Fourier sobre una ventana con tamaño múltiplo al período de la senoidal para evitar distorsión.

El principal armónico en el espectro de la corriente de fase se encuentra en 50 Hz indicando que esa es la frecuencia fundamental de la señal, a partir de los graficos resulta imposible obtener la frecuencia de la señal triangular, por ellos se observa el siguiente armónico en la corriente que cae en 750 Hz y tal como se vió en la teoría se deduce el valor de mf. $mf = \frac{750Hz}{50Hz} = 15$.

En la frecuencia fundamental el armónico tiene un valor de 5.074A y para el valor de ma se calculó el armónico en la tensión de fase con la ley de Ohm donde la impedancia esta dada por el modulo entre la inductancia y la resistencia y la corriente corresponde al armónico en 50 Hz.

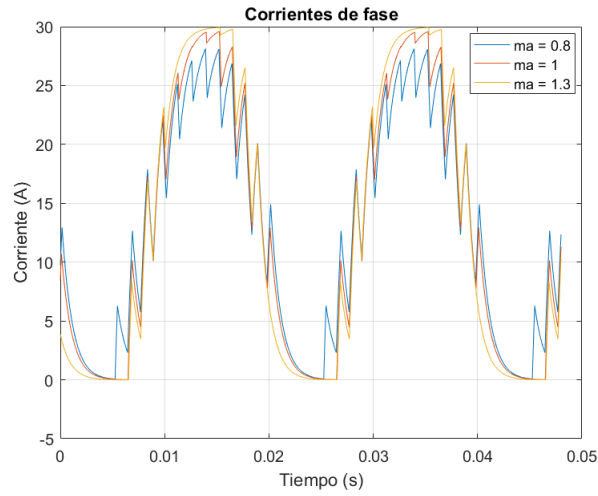
$$V_a = X I_a = 5.074 * abs(j2\pi 50 * 10mH + 10\Omega) = 53.18V$$

$$V_a = \frac{V_d}{2\sqrt{2}} ma \Rightarrow ma = \frac{2\sqrt{2} 53.18V}{310V} = 0.485$$

Donde la diferencia con el valor de ma real está dada por alguna perdida en los transistores o elementos parásitos que no se tuvieron en cuenta.

2.2.1. Caso mf = 15

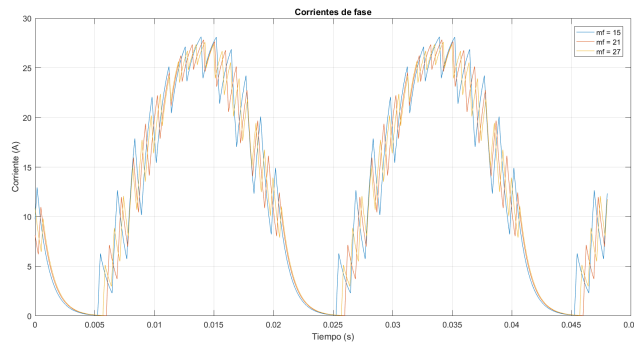
En este caso se mantuvo fijo el valor de mf y se varió ma entre los valores 0,8 1 y 1,3 para comparar las formas de onda.



Como se puede observar en la figura y como está descrito en la ecuación de la tensión de fase respecto a ma se comprueba que en la medida en que aumenta ma aumenta la amplitud de la senoidal. La gráfica es de la corriente de fase pero esta relacionada por una constante con la tensión, por lo que a efectos prácticos representan el mismo concepto.

2.2.2. Caso ma = 0,8

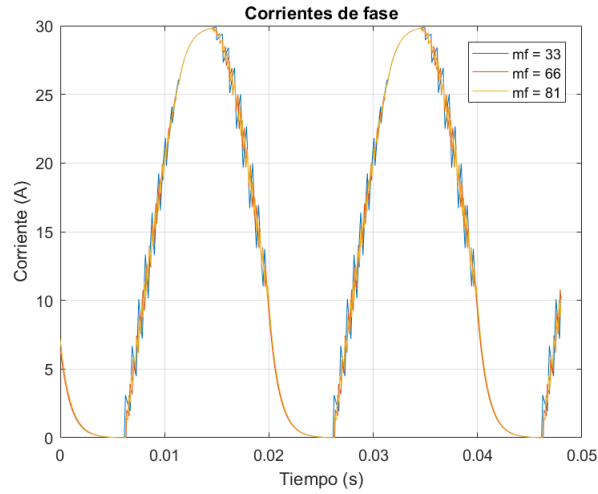
En este caso se mantuvo fijo el valor de ma y se varió mf entre los valores 15 21 y 27 para comparar las formas de onda.



Al aumentar el valor de mf aumentó la frecuencia de la triangular, esto implica un mayor número de comparaciones con la señal de control. En la imagen se observa como a medida que aumenta mf la amplitud de los armónicos decrece manteniendo siempre el armónico fundamental en 50 Hz dado por la frecuencia de la senoidal utilizada en la modulación.

2.2.3. Caso mf = 1,3

En este caso se mantuvo fijo el valor de mf y se varió mf entre los valores 33 66 y 81 para comparar las formas de onda.



Aquí nos encontramos en el caso de sobremodulación ya que $m_a = 1,3$ es mayor a 1, esta diferencia se ve comparandola con la imagen anterior donde hay menor presencia de los componentes armónicos. Esto es porque los armónicos aparecen multiples de la frecuencia m_f , mientras mayor sea menor influencia tendrán sobre la señal; esto se ve claramente en la figura en el caso de $m_f = 81$

2.2.4. Máximo m_f

En la simulación no se vieron limitaciones en el valor de m_f con respecto a la forma de onda de las señales, es por ello que se concluyó que la limitacion está dada por el transistor. Es por ello que para aumentar el máximo valor de m_f se propone utilizar un transistor con tiempos de conmutación más veloces y con menores perdidas.

3. Conclusiones

En el caso del inverter monofásico, se enfatizó la importancia de contar con protección a fallas de tipo Shoot-Through y Undervoltage Lockout por parte del circuito integrado. Además, al utilizar una señal triangular para la modulación, se observa en el espectro de salida de la señal cuadrada la eliminación casi completa de los subarmónicos, quedando únicamente aquellos armónicos correspondientes con una señal cuadrada según la Serie de Fourier, siendo esto una gran ventaja de utilizar inverters.

Para el inverter trifásico se implementó una forma de minimizar el overlapping de las llaves con una resistencia y un diodo Schottky y se explicó la manera de generar las señales de entrada del inverter con un microprocesador. Además se analizó el comportamiento del inverter para distintas combinaciones de m_a y m_f y sus limitaciones.