

ELECTRÓNICA DE POTENCIA

TP6:

Inversor trifásico SPWM

Profesor: Ing Javier Avramovich

Curso: 5R1

Alumnos: Astigarraga, Nicolás

Montes, Andrés Alejandro

Segovia, Franco

Valdez, Carlos

Año: 2019

Introducción :

En el siguiente trabajo practica se realizará el diseño y la simulación de un inversor trifásico para analizar y comprender el funcionamiento del mismo. La técnica a implementar será SPWM; consiste en comparar una señal senoidal con una onda triangular para obtener una señal PWM con ancho de pulso variable. De esta manera el ancho de pulso ira aumentando cuando se llegue a los máximos de la señal senoidal y disminuirá cuando se llegue a los cruces por cero de la misma.

Actividad práctica

1. Diseñar y simular un inversor trifásico SPWM en lazo abierto

Especificaciones:

Técnica de modulación SPWM trifásica unipolar.

- a) Línea de alimentación: 380 VRMS trifásica, 50 Hz.
- b) Frecuencia de salida del inversor variable de 2-200Hz, controlable por un mando de frecuencia de referencia
- b) Tensión de salida variable y controlable por un mando de tensión de referencia
- d) Las referencias de frecuencia y tensión deberán ser controles al inversor independientes

2. Efectuar las siguientes mediciones:

- a) Tensión de salida en cada fase, para tres mandos distintos de tensión y frecuencia de referencia
- b) Espectro de frecuencia de la tensión de salida

3. Sacar conclusiones.

Desarrollo teórico:

Inversores

Los convertidores de corriente directa (cd) a corriente alterna (ca) se conocen como inversores. La función de un inversor es cambiar un voltaje de entrada en cd a un voltaje de salida en ca, con la magnitud y frecuencia deseadas.

Tanto el voltaje de salida como la frecuencia pueden ser fijos o variables. Si se modifica el voltaje de entrada de cd y la ganancia del inversor se mantiene constante, es posible obtener un voltaje variable de salida. Por otra parte, si el voltaje de entrada en cd es fijo y no es controlable, se puede obtener un voltaje de salida variable si se varía la ganancia del inversor, esto por lo general se hace controlando la modulación del ancho de pulso (PWM) dentro del inversor. La ganancia del inversor se puede definir como la relación entre el voltaje de salida en ca y el voltaje de entrada en cd.

En los inversores ideales, las formas de onda del voltaje de salida deberían ser senoidales. Sin embargo, en los inversores reales no son senoidales y contiene ciertas armónicas. Para aplicaciones de mediana y baja potencia, se pueden aceptar los voltajes de onda cuadrada o casi cuadrada; para aplicaciones de alta potencia, son necesarias las formas de onda senoidales de baja distorsión. Dada la disponibilidad de los dispositivos semiconductores de potencia de alta velocidad, es posible minimizar o reducir significativamente el contenido armónico del voltaje de salida mediante las técnicas de conmutación.

El uso de los inversores es muy común en aplicaciones industriales, tales como la propulsión de motores de ca a velocidad variable, la calefacción por inducción, las fuentes de respaldo ininterrumpibles de potencia.

Los inversores se pueden clasificar básicamente en dos tipos: inversores monofásicos o inversores trifásicos. Pueden utilizar transistores o tiristores dependiendo la aplicación y por lo general utilizan señales de control PWM. Un inversor se llama *inversor alimentado por tensión* (VFI) si el voltaje de entrada se conserva constante. Se lo llamará *inversor alimentado por corriente* (CFI) si la corriente de entrada es la que se conserva constante. Finalmente, si el voltaje de entrada es controlable se llamará *inversor enlazado en cd variable*.

Parámetro de rendimiento

La salida de los inversores reales contiene armónicas. La calidad de un inversor por lo general se evalúa en término de los siguientes parámetros de rendimiento.

Factor armónico de la enésima componente, HF_n . El factor armónico (correspondiente a la enésima potencia) es una medida de la contribución armónica individual y se define como:

$$HF_n = \frac{V_n}{V_1}$$

Donde V_1 es el valor RMS de la componente fundamental y V_n es el valor RMS de la enésima componente armónica.

Distorsión armónica total THD. Es una medida de la similitud entre la forma de onda y su componente fundamental, se define como:

$$THD = \frac{1}{V_1} \left(\sum_{n=2,3..}^{\infty} V_n^2 \right)^{\frac{1}{2}}$$

Factor de distorsión DF. El valor de THD proporciona el contenido armónico total, pero no indica el nivel de cada uno de sus componentes. Si en la salida de los inversores se utiliza un filtro, las armónicas de orden más alto se atenuaran con mayor eficacia. Por lo tanto, resulta importante conocer tanto la frecuencia como la magnitud de cada componente. El factor de distorsión indica la cantidad de distorsión armónica que queda en una forma de onda particular después de que las armónicas de esa forma de onda hayan sido sujetas a una atenuación de segundo orden. Por lo tanto, el valor de DF es una medida de la eficacia en la reducción de las componentes armónicas no deseadas, sin necesidad de especificar valores de un filtro de carga de segundo orden, y se define como:

$$DF = \frac{1}{V_1} \left(\sum_{n=2,3..}^{\infty} \left(\frac{V_n}{n^2} \right)^2 \right)^{\frac{1}{2}}$$

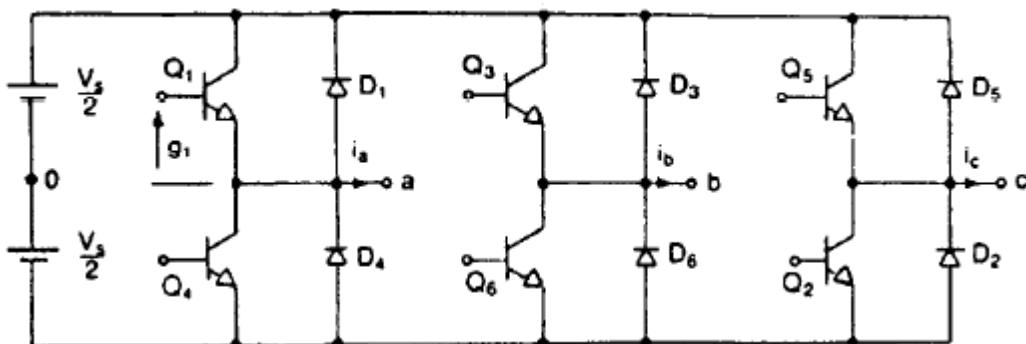
El factor de distorsión de una componente armónica individual (o de orden n) se define como:

$$DF_n = \frac{V_n}{V_1 n^2}$$

Armónica de menor orden LOH. La armónica de menor orden es aquella componente cuya frecuencia es más cercana a la fundamental, y cuya amplitud es mayor que o igual al 3% de la componente fundamental.

Inversores trifásicos

Los inversores trifásicos se utilizan normalmente en aplicaciones de alta potencia. Se puede obtener una salida trifásica colocando tres inversores trifásicos en paralelo desfasados 120 grados (se requerirán de 12 transistores y 12 diodos), o mediante una configuración de seis transistores y seis diodos, tal como se muestra en la siguiente imagen:



Cada transistor puede funcionar en modo de conducción 180 grados, 120 grados o PWM.

En el modo de conducción 180 grados, cada transistor conducirá, como su nombre lo indica, durante 180°. Por lo tanto, tres transistores se mantienen activos durante cada instante de tiempo y en cada ciclo existen seis modos

UTN-FRC - Electrónica de Potencia - Trabajo Práctico Nro. 6

de operación, cuya duración es de 60° . Por otro lado, en el modo de conducción de 120 grados, solo habrá dos transistores que estén conduciendo simultáneamente y lo harán durante un tercio de ciclo. Estas técnicas son relativamente sencillas, sin embargo, presentan como desventaja que:

La distorsión armónica total THD es de un valor importante y las armónicas comienzan con el orden $5, 7, 11, 13$, etc.

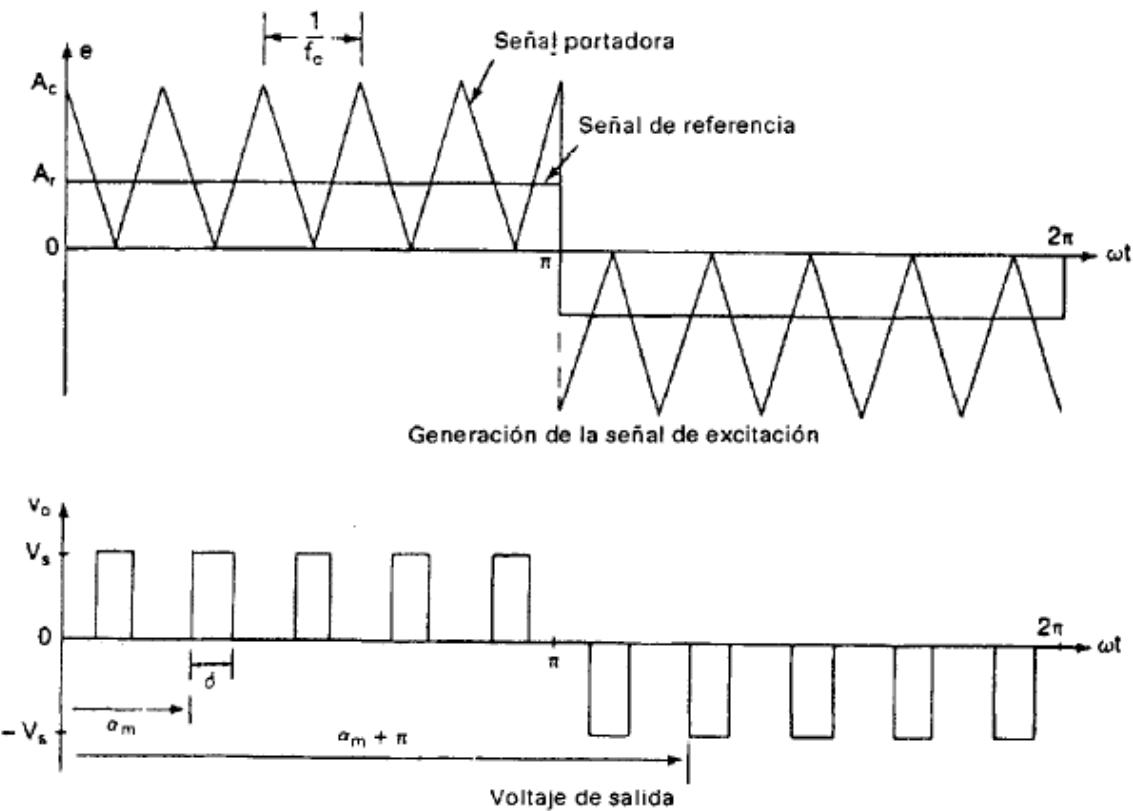
La frecuencia de salida se puede controlar variando la frecuencia de conmutación. Pero el valor de la tensión de salida depende del valor de la tensión de alimentación de entrada. En otras palabras, la ganancia del inversor es fija.

Si se necesita controlar la tensión de salida del inversor se deberá ajustar la tensión de entrada.

Control de voltaje en inversores

En muchas aplicaciones industriales, a menudo es necesario controlar el voltaje de salida de los inversores, ya sea para hacer frente a variación de entrada de dc, para la regulación del voltaje de los inversores o para los requisitos de control constante del voltaje y la frecuencia. Existen varias técnicas para modificar la ganancia del inversor. El método más eficiente de controlar la ganancia del inversor (y por lo tanto el voltaje de salida) es incorporar control de modulación del ancho de pulso (PWM).

La modulación PWM puede obtenerse al comparar una señal de referencia con una onda portadora triangular:



La frecuencia de la señal de referencia establece la frecuencia de la señal de salida y la frecuencia de la señal portadora determina el número de pulsos por cada ciclo. El índice de modulación de amplitud será:

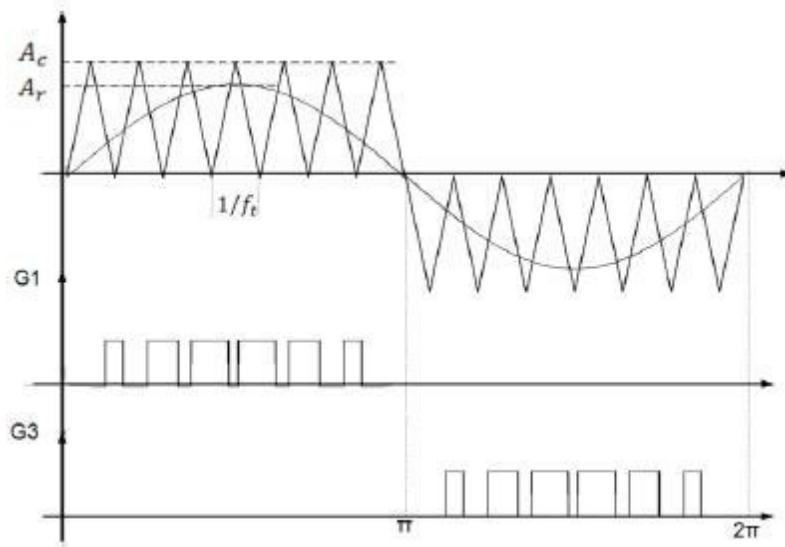
$$m_a = \frac{Ar}{Ac}$$

Modificando este índice de 0 a 1 podremos controlar la tensión media de salida de 0 a V_{max} . Notar que si $m_a=1$ tendremos una modulación de 180 grados.

Modulación senoidal del ancho de pulso (SPWM)

En vez de mantener igual el ancho de pulso durante todo el periodo, podemos variar el ancho de cada pulso en proporción a la amplitud de onda senoidal. De esta forma se reducen significativamente el factor de distorsión

y los armónicos. La señal puede generarse al comparar una señal senoidal de referencia con una onda portadora triangular.

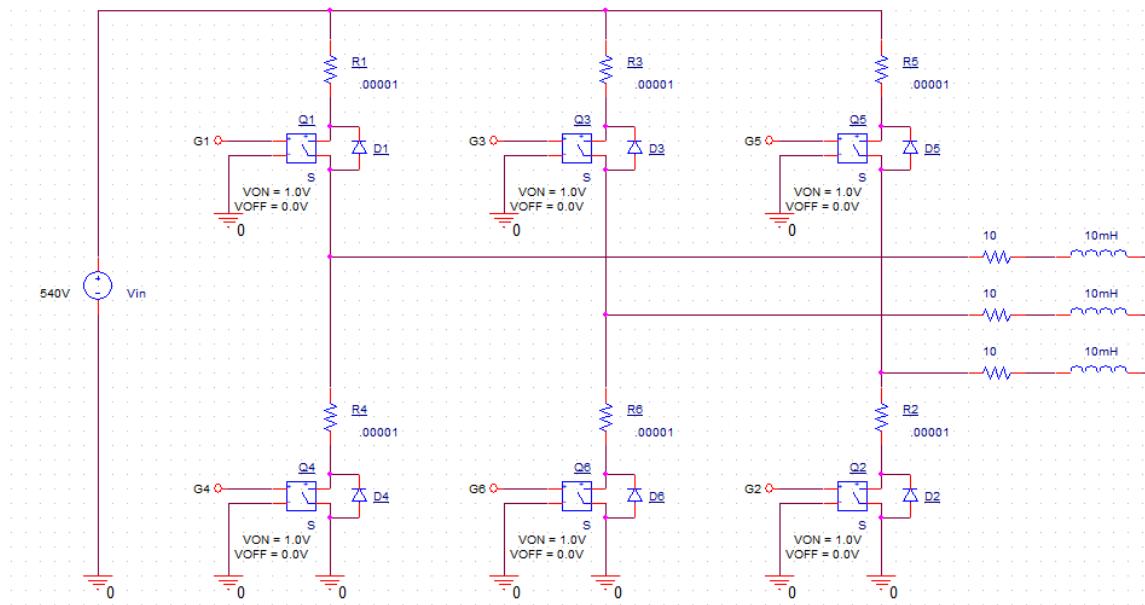


Este tipo de modulación se conoce como SPWM. La frecuencia de la señal de referencia determina la frecuencia de salida del inversor f_o , y su amplitud pico A_r , controla el índice de modulación ma , y, en consecuencia, el voltaje de salida VO . El número de pulsos dependerá de la frecuencia de la portadora. Se conoce como índice de modulación de frecuencia a la relación entre la frecuencia de la portadora y la frecuencia de señal de referencia.

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

Desarrollo de la actividad práctica

Para el desarrollo práctico se debe implementar la simulación de un inversor trifásico SPWM. Este tipo de inversores, como ya se mencionó, se pueden implementar con un puente H trifásico como se muestra a continuación:



La fuente de alimentación del sistema se especifica en el enunciado como una señal trifásica de 380Vrms. La misma se rectifica mediante un rectificador de onda completa no controlado y se filtra para obtener una tensión continua de 540V (Vin). De forma similar a como se ha explicado en el trabajo práctico 4 de la materia.

Los dispositivos de potencia se han representado mediante llaves para simplificar la simulación. En la práctica deberán cumplir con las condiciones de corriente, tensión y frecuencia de trabajo del inversor (no especificadas en el enunciado). A su vez, se deberá aplicar el driver de control correspondiente, pudiendo ser un IR2130 (versión trifásica del IR2110) en caso de transistores MOSFET o IGBT, u otro.

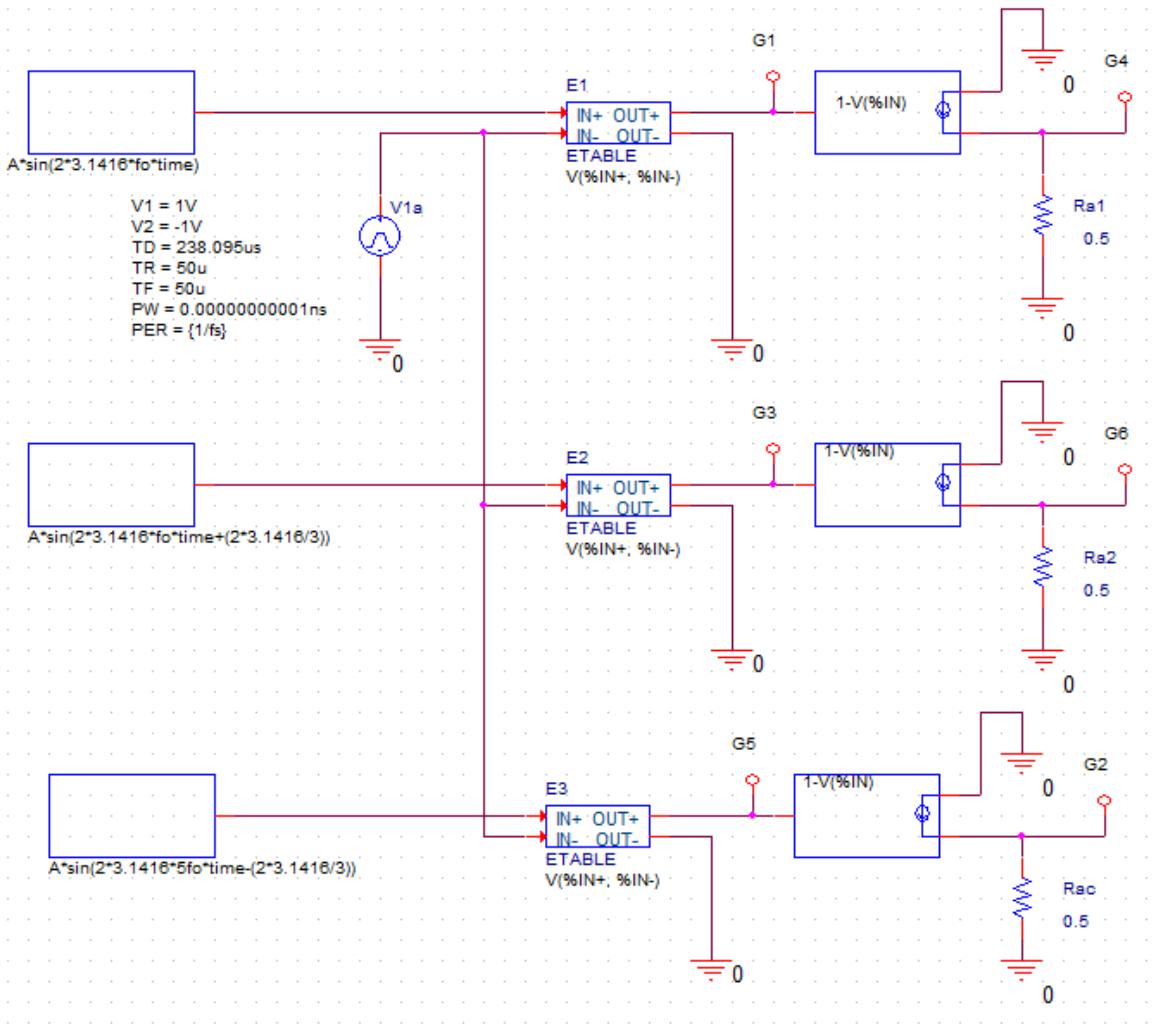
Se ha optado por una carga inductiva, que mejorara la característica senoidal de la corriente de salida. La misma se conectó en estrella.

La etapa de control del sistema se implementará mediante pspice a través de los bloques ABM (Analog Behavioral Modeling) que son fuentes controladas de comportamiento programable. En las mismas podemos modelar las tres señales sinusoidales desfasadas 120°, necesarias para la implementación del inversor. Se puede controlar tanto la amplitud como la frecuencia de estas señales para obtener diferentes índices de modulación, ya sea de amplitud o de frecuencia.

Las tres señales generadas se comparan con una señal triangular para generar la señal PWM correspondiente a cada transistor de la rama superior. Luego

se invierten para generar la señal correspondiente a los transistores de la rama inferior.

Círculo de control:

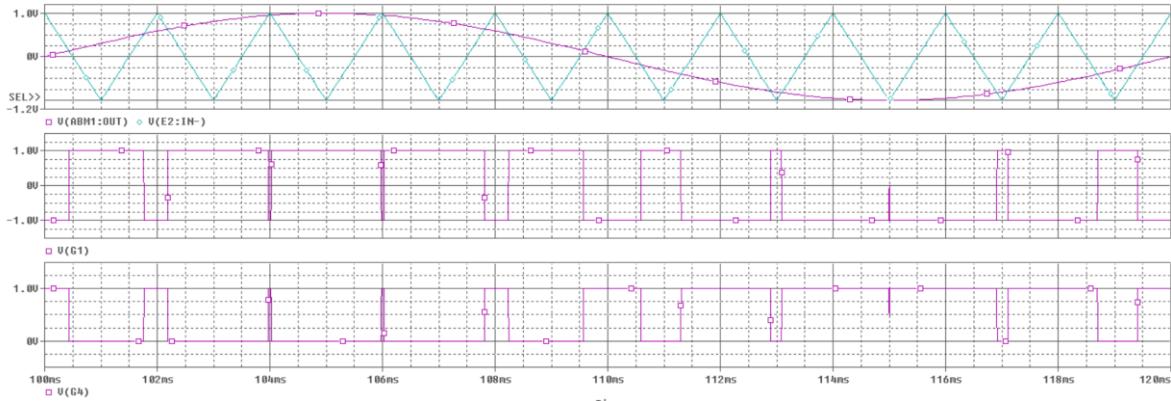


Si se desea variar el índice de modulación de amplitud variamos la amplitud de la señal de referencia “A”. Para variar la frecuencia de salida debemos variar la frecuencia de la señal de referencia “ f_o ”. Por último, para variar el índice de modulación de frecuencia variamos la frecuencia de la señal portadora “ f_c ”.

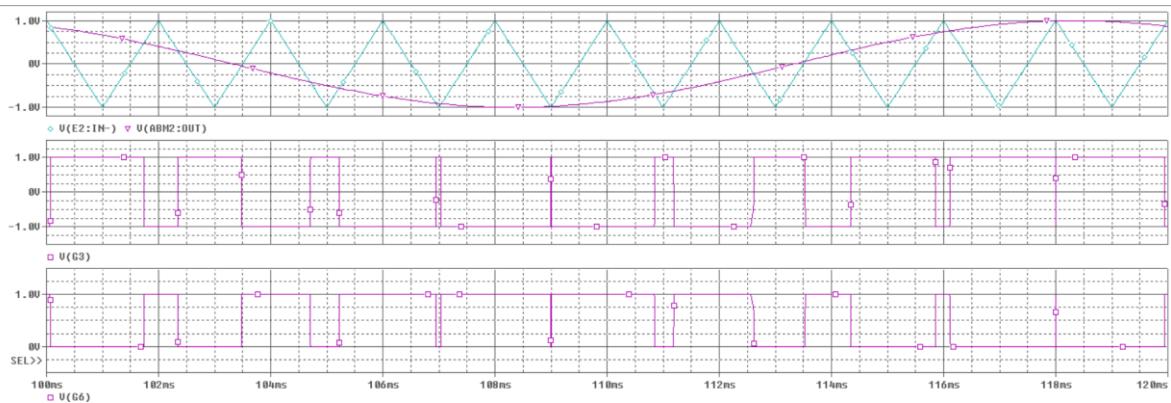
A continuación, se presenta la obtención de la señal de control, para un $mf=10$ y un $ma=1$.

UTN-FRC - Electrónica de Potencia - Trabajo Práctico Nro. 6

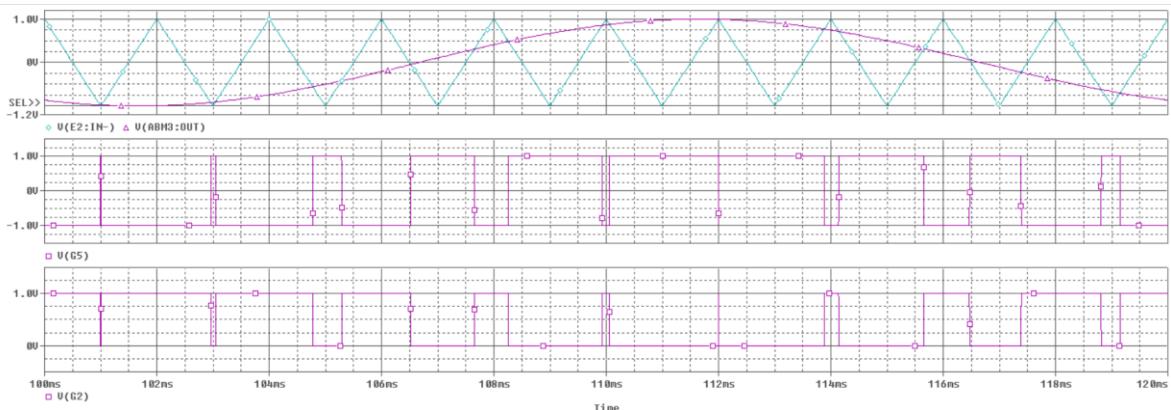
Para G1 y G4



Para G3 y G6



Para G5 y G2



UTN-FRC - Electrónica de Potencia - Trabajo Práctico Nro. 6

Estas señales manejaran la compuerta o la base de los transistores que componen el puente trifásico.

Simulación 1:

Parámetros para la simulación:

$$f_o = 50 \text{ Hz}$$

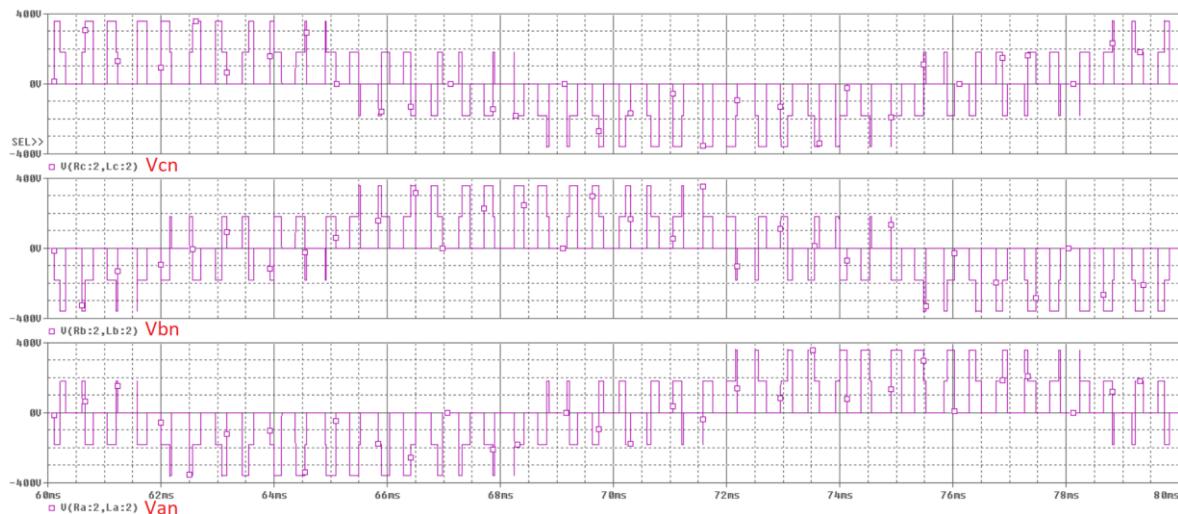
$$f_c = 1050 \text{ Hz}$$

$$m_f = 21$$

$$V_{p_triangular} = 1 \text{ V}$$

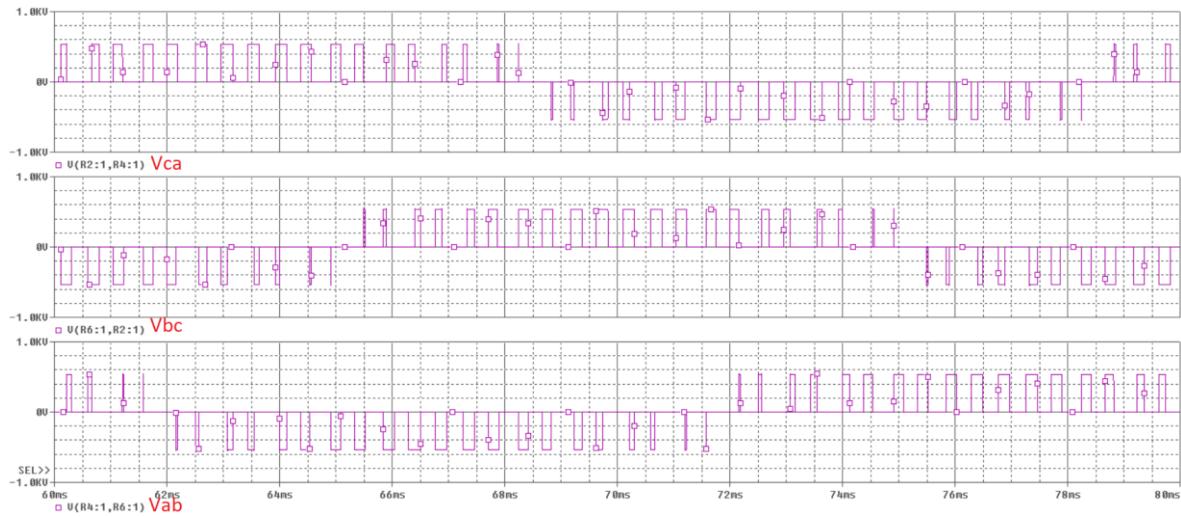
$$ma = 0,5$$

A continuación, se pueden observar las tensiones de línea.:

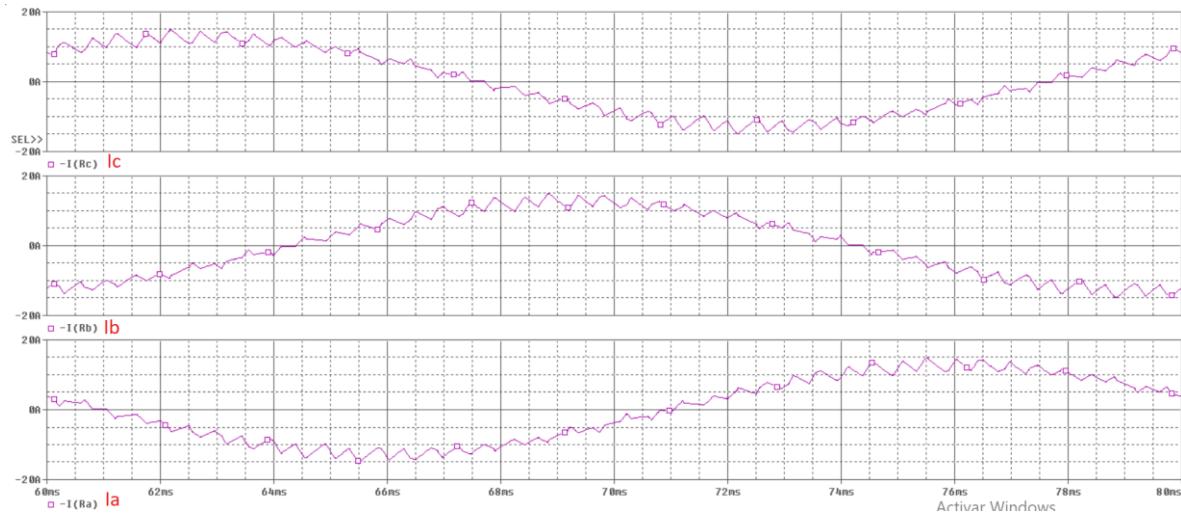


UTN-FRC - Electrónica de Potencia - Trabajo Práctico Nro. 6

Las tensiones de fase:

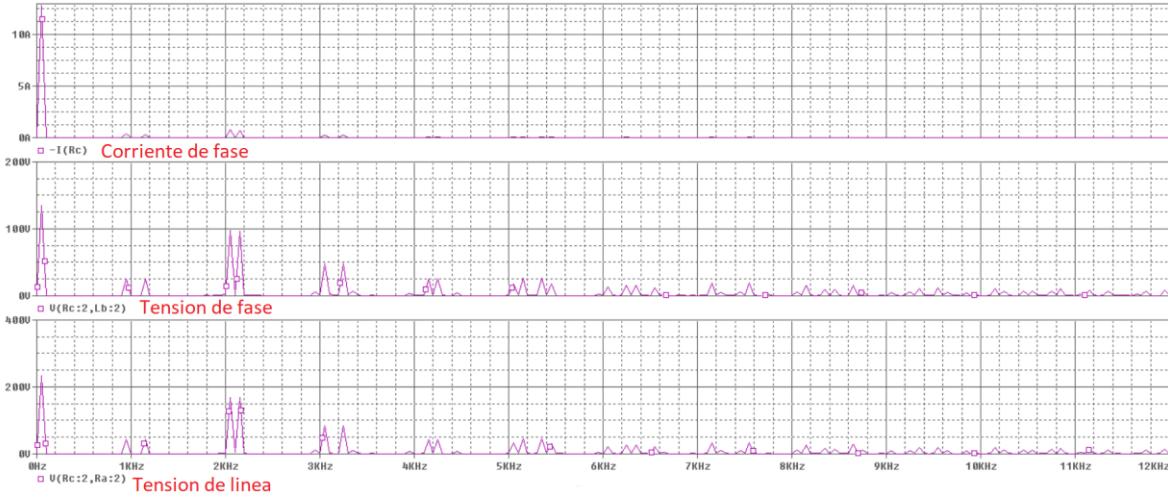


Corrientes de fase:



UTN-FRC - Electrónica de Potencia - Trabajo Práctico Nro. 6

Contenido armónico de la corriente y tensión



Distorsión armónica total de la corriente:

FOURIER COMPONENTS OF TRANSIENT RESPONSE $I(R_{Ra})$

DC COMPONENT = **7.097143E-03**

HARMONIC NO	FREQUENCY (HZ)	FOURIER COMPONENT	NORMALIZED COMPONENT	PHASE (DEG)	NORMALIZED PHASE (DEG)
1	5.000E+01	1.284E+01	1.000E+00	-1.711E+01	0.000E+00
2	1.000E+02	5.423E-03	4.224E-04	-8.251E+01	-4.829E+01
3	1.500E+02	1.082E-01	8.425E-03	5.027E+01	1.016E+02
4	2.000E+02	6.172E-03	4.806E-04	1.355E+02	2.039E+02
5	2.500E+02	1.138E-02	8.864E-04	1.157E+01	9.715E+01
6	3.000E+02	2.576E-04	2.006E-05	-9.742E+01	5.269E+00
7	3.500E+02	8.695E-02	6.772E-03	5.087E+01	1.707E+02
8	4.000E+02	7.613E-03	5.929E-04	1.214E+02	2.583E+02
9	4.500E+02	4.091E-02	3.186E-03	2.572E+01	1.797E+02
10	5.000E+02	2.223E-03	1.731E-04	-8.320E+01	8.795E+01
11	5.500E+02	3.155E-02	2.457E-03	-1.246E+02	6.364E+01
12	6.000E+02	2.843E-03	2.214E-04	-1.415E+02	6.390E+01
13	6.500E+02	2.196E-02	1.710E-03	-9.320E+01	1.293E+02
14	7.000E+02	1.179E-03	9.180E-05	8.701E+00	2.483E+02
15	7.500E+02	1.006E-01	7.837E-03	-1.420E+02	1.147E+02
16	8.000E+02	1.000E-02	7.790E-04	-1.252E+02	1.486E+02
17	8.500E+02	8.882E-02	6.917E-03	5.020E+01	3.412E+02
18	9.000E+02	5.238E-03	4.080E-04	3.929E+01	3.474E+02
19	9.500E+02	4.268E-01	3.324E-02	2.029E+01	3.455E+02
20	1.000E+03	6.326E-03	4.927E-04	-9.019E+01	2.521E+02

TOTAL HARMONIC DISTORTION = **3.677880E+00** PERCENT

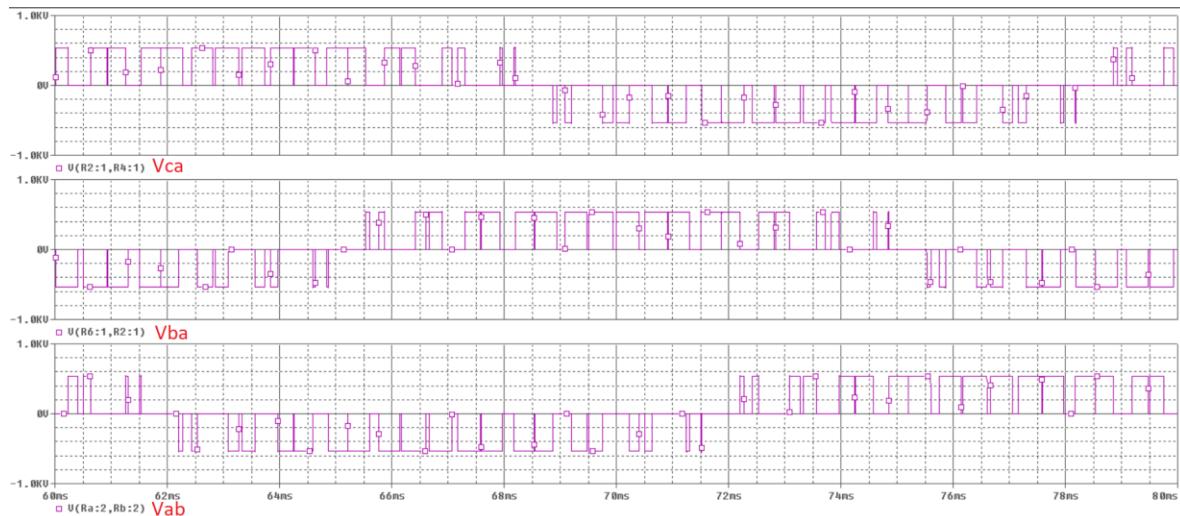
Simulación 2:

Para comprender mejor el funcionamiento del inversor y la influencia de cada parámetro, procederemos a realizar una simulación idéntica a la anterior, a excepción de que la amplitud máxima de la tensión de referencia $V_{p_senoidal}$ se modificará con el propósito de obtener un índice de modulación $ma=1$.

Parámetros para la simulación:

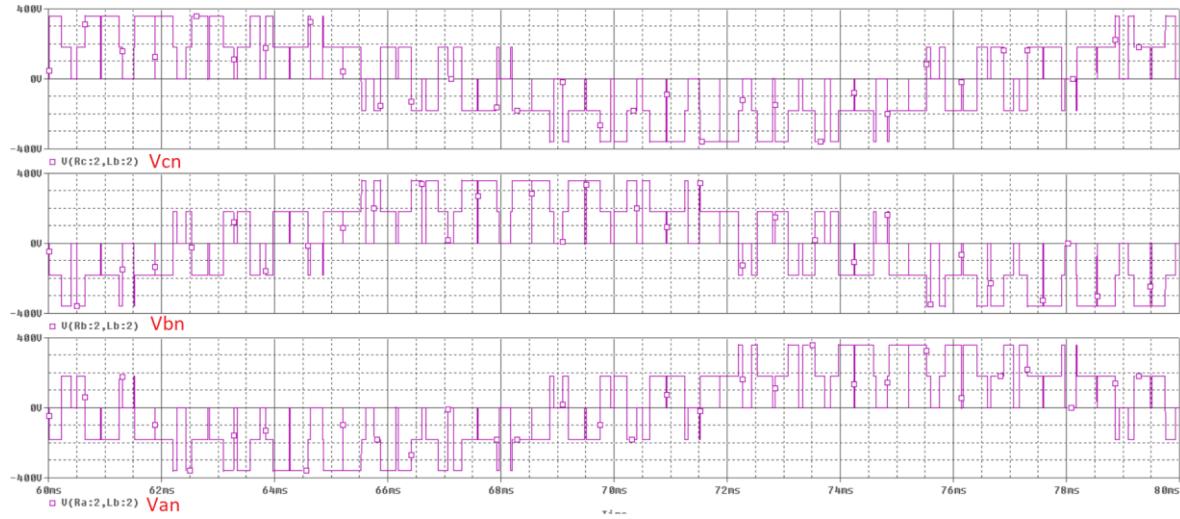
- $f_o=50Hz$
- $f_c=1050Hz$
- $m_f=21$
- $V_{p_triangular}=1V$
- $ma=1$

A continuación, se pueden observar las tensiones de línea:

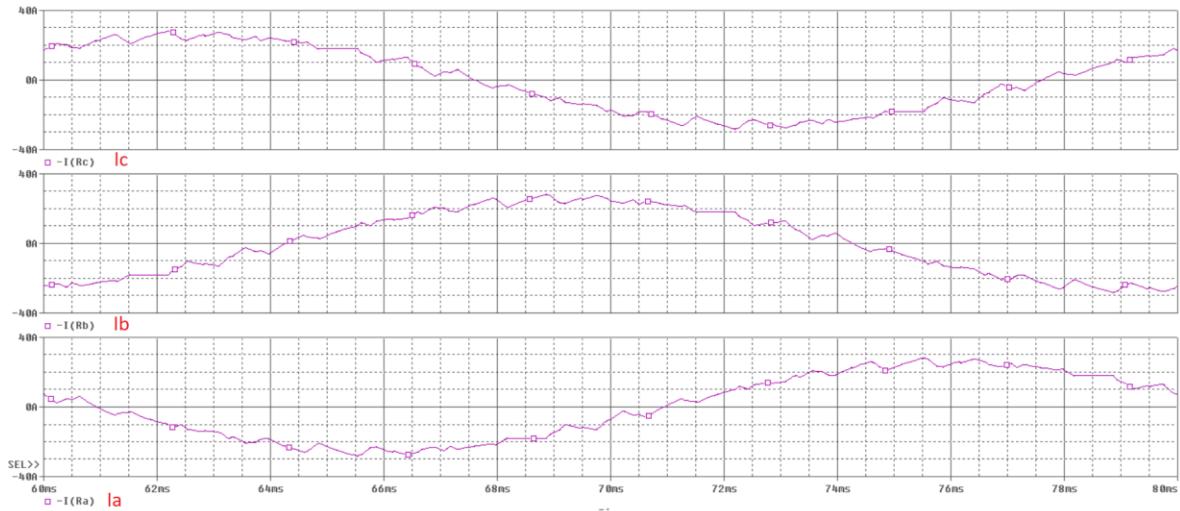


UTN-FRC - Electrónica de Potencia - Trabajo Práctico Nro. 6

Las tensiones de fase:

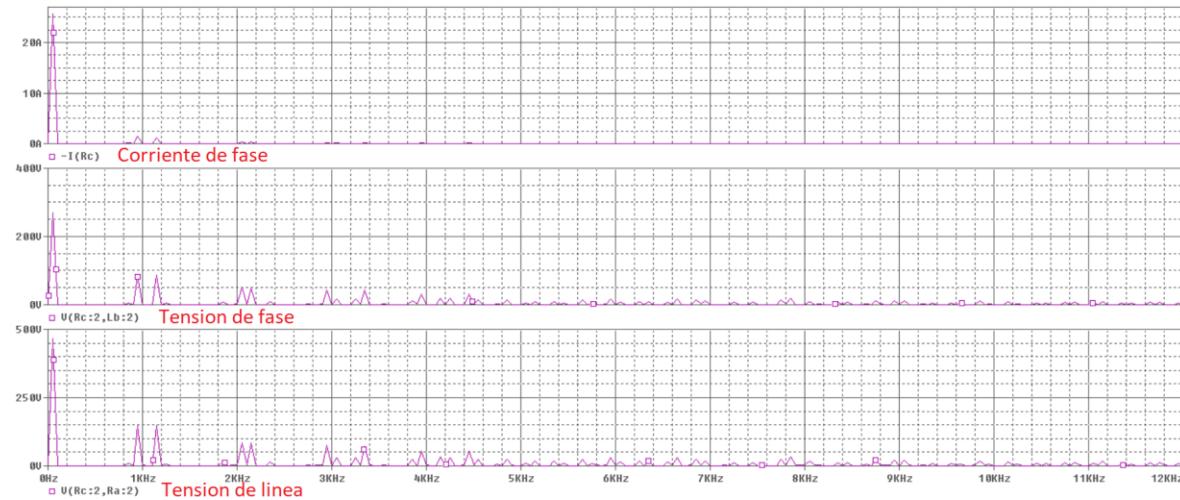


Corrientes de fase:



UTN-FRC - Electrónica de Potencia - Trabajo Práctico Nro. 6

Contenido armónico de la corriente y tensión:



Distorsión armónica total de la corriente:

FOURIER COMPONENTS OF TRANSIENT RESPONSE I(R_Ra)

DC COMPONENT = 4.230957E-04

HARMONIC NO	FREQUENCY (HZ)	FOURIER COMPONENT	NORMALIZED COMPONENT	PHASE (DEG)	NORMALIZED PHASE (DEG)
1	5.000E+01	1.140E+01	1.000E+00	-3.187E+01	0.000E+00
2	1.000E+02	1.158E-03	1.016E-04	2.873E+01	9.248E+01
3	1.500E+02	5.107E-02	4.481E-03	5.178E+01	1.474E+02
4	2.000E+02	1.266E-03	1.111E-04	-1.221E+02	5.440E+00
5	2.500E+02	7.891E-03	6.924E-04	-1.221E+01	1.472E+02
6	3.000E+02	2.168E-03	1.902E-04	1.133E+02	3.045E+02
7	3.500E+02	4.040E-02	3.545E-03	5.207E+01	2.752E+02
8	4.000E+02	1.687E-03	1.480E-04	1.076E+02	3.626E+02
9	4.500E+02	2.268E-02	1.990E-03	2.722E+01	3.141E+02
10	5.000E+02	1.148E-03	1.008E-04	-1.382E+02	1.806E+02
11	5.500E+02	1.563E-02	1.371E-03	-1.221E+02	2.286E+02
12	6.000E+02	2.288E-04	2.007E-05	-4.864E+01	3.338E+02
13	6.500E+02	9.517E-03	8.351E-04	-9.333E+01	3.210E+02
14	7.000E+02	8.164E-04	7.164E-05	-8.044E+01	3.658E+02
15	7.500E+02	4.969E-02	4.360E-03	-1.401E+02	3.380E+02
16	8.000E+02	4.304E-03	3.777E-04	-1.273E+02	3.827E+02
17	8.500E+02	4.381E-02	3.844E-03	5.097E+01	5.928E+02
18	9.000E+02	2.347E-03	2.059E-04	2.398E+01	5.977E+02
19	9.500E+02	2.157E-01	1.893E-02	1.564E+01	6.212E+02
20	1.000E+03	3.340E-03	2.931E-04	-1.096E+02	5.279E+02

TOTAL HARMONIC DISTORTION = 2.078823E+00 PERCENT

UTN-FRC - Electrónica de Potencia - Trabajo Práctico Nro. 6

Simulación 3:

Para esta simulación utilizaremos los mismos parámetros utilizados en la simulación anterior, pero modificaremos el índice de modulación de frecuencia mf para analizar que ocurre con las señales del inversor. Hay dos formas de realizar esto, modificando la frecuencia de la señal de referencia (lo que lleva a modificar la frecuencia de salida f_o), o modificando la frecuencia de la portadora fc . Opción elegida para esta simulación:

Parámetros para la simulación:

$$f_o=50\text{Hz}$$

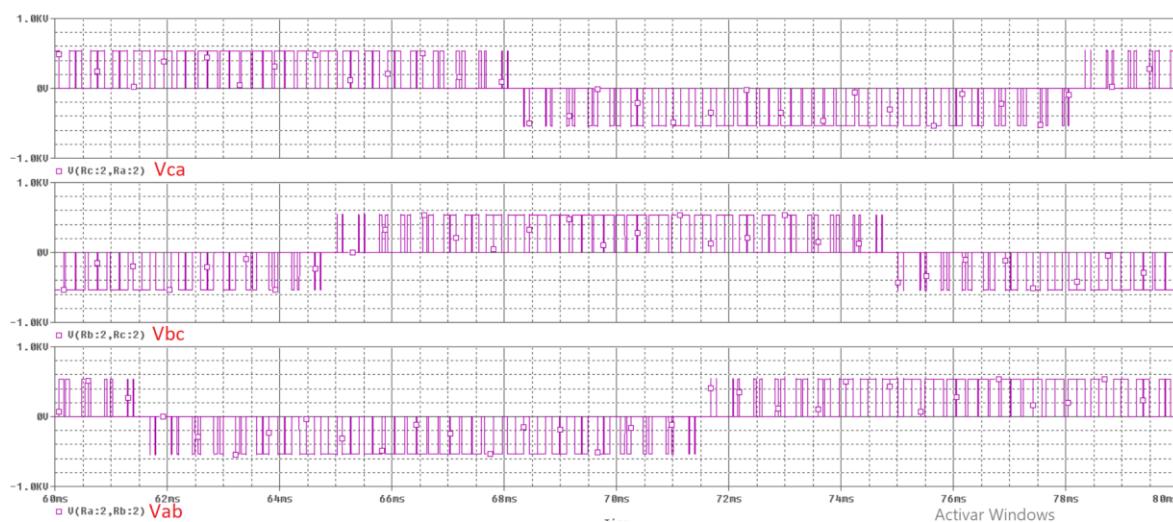
$$fc=2550\text{Hz}$$

$$mf=51$$

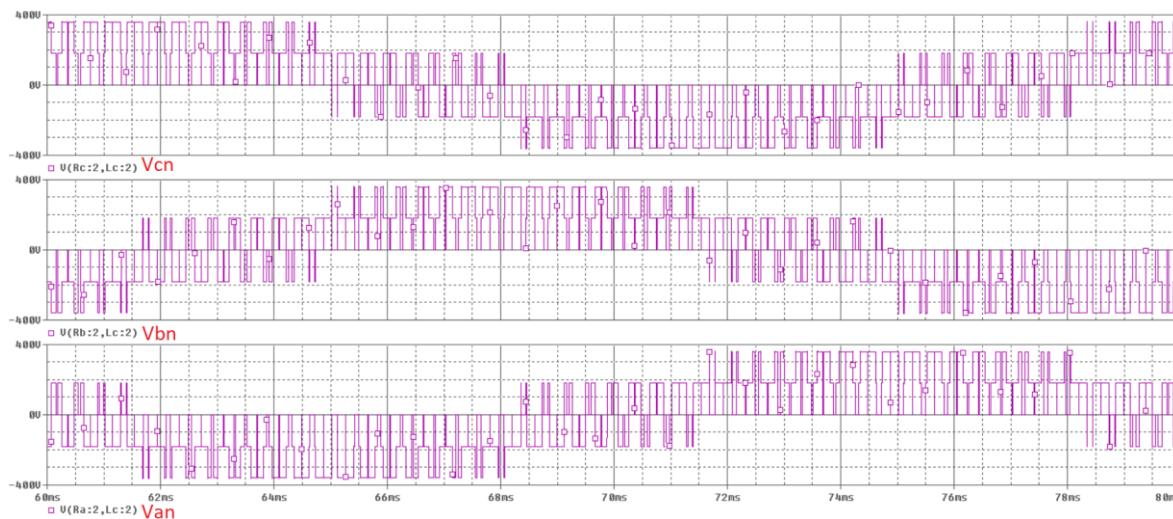
$$V_p_triangular=1V$$

$$ma=1$$

A continuación, se pueden observar las tensiones de línea:

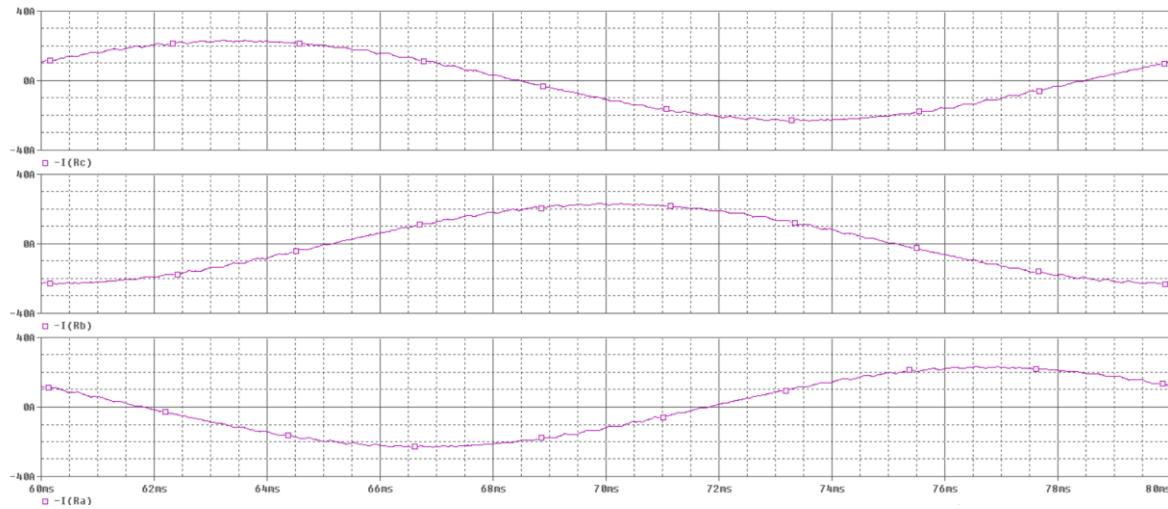


Las tensiones de fase:

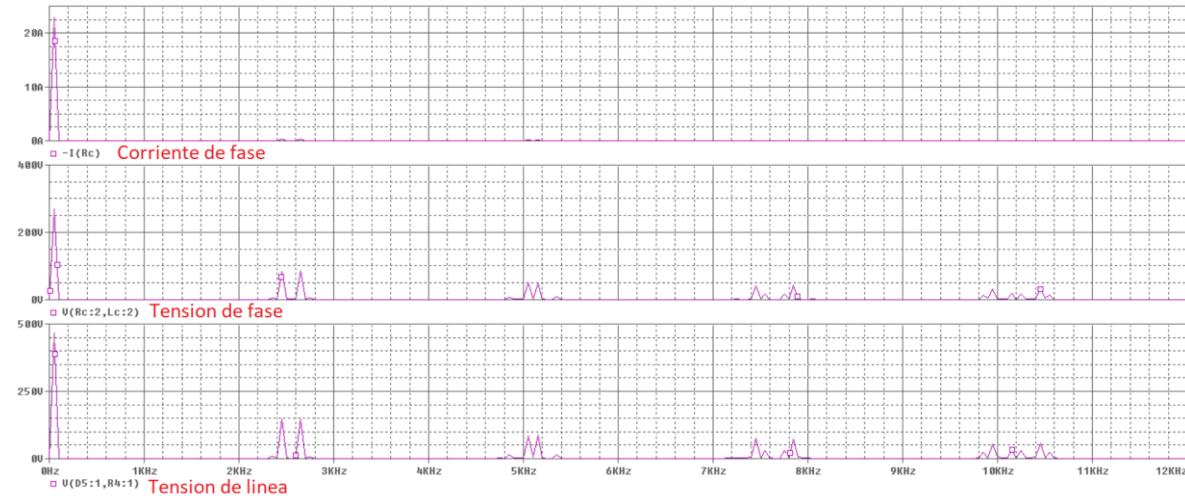


UTN-FRC - Electrónica de Potencia - Trabajo Práctico Nro. 6

Corrientes de fase:



Contenido armónico de la corriente y tensión:



Distorsión armónica total de la corriente:

FOURIER COMPONENTS OF TRANSIENT RESPONSE I(R_Ra)

DC COMPONENT = -1.500791E-03

HARMONIC NO	FREQUENCY (HZ)	FOURIER COMPONENT	NORMALIZED COMPONENT	PHASE (DEG)	NORMALIZED PHASE (DEG)
1	5.000E+01	2.291E+01	1.000E+00	-3.207E+01	0.000E+00
2	1.000E+02	4.137E-03	1.805E-04	8.834E+01	1.525E+02
3	1.500E+02	5.945E-02	2.594E-03	1.452E+02	2.414E+02
4	2.000E+02	4.159E-03	1.815E-04	-6.257E+01	6.572E+01
5	2.500E+02	1.487E-02	6.490E-04	-1.674E+02	-7.001E+00
6	3.000E+02	2.744E-03	1.198E-04	-6.170E+01	1.307E+02
7	3.500E+02	1.357E-02	5.922E-04	1.539E+02	3.784E+02
8	4.000E+02	2.789E-03	1.217E-04	-1.960E+01	2.370E+02
9	4.500E+02	2.663E-02	1.162E-03	6.325E+00	2.950E+02
10	5.000E+02	1.397E-04	6.096E-06	-2.949E+01	2.912E+02
11	5.500E+02	1.260E-02	5.498E-04	1.874E+01	3.715E+02
12	6.000E+02	3.013E-03	1.315E-04	-1.413E+02	2.436E+02
13	6.500E+02	9.179E-03	4.006E-04	-1.060E+02	3.110E+02
14	7.000E+02	6.036E-04	2.634E-05	-1.032E+02	3.458E+02
15	7.500E+02	4.837E-03	2.111E-04	-4.672E+01	4.344E+02
16	8.000E+02	5.444E-04	2.376E-05	4.658E+01	5.597E+02
17	8.500E+02	2.663E-03	1.162E-04	-1.009E+02	4.443E+02
18	9.000E+02	6.865E-04	2.996E-05	-6.811E+00	5.705E+02
19	9.500E+02	5.561E-03	2.427E-04	1.176E+02	7.270E+02
20	1.000E+03	1.758E-03	7.670E-05	-8.670E+01	5.548E+02

TOTAL HARMONIC DISTORTION = 3.090872E-01 PERCENT

Simulación 4:

En determinadas ocasiones, como la variación de la velocidad de un motor, es necesario modificar la frecuencia de la señal de salida del inversor. Para ello debemos modificar la frecuencia de la señal de referencia (la señal senoidal). Analizaremos que sucede si mantenemos el índice de frecuencia en 51, como en la simulación previa, pero modificando $f_o=150\text{Hz}$.

Parámetros para la simulación:

$f_o=150\text{Hz}$

$f_c=7650\text{Hz}$

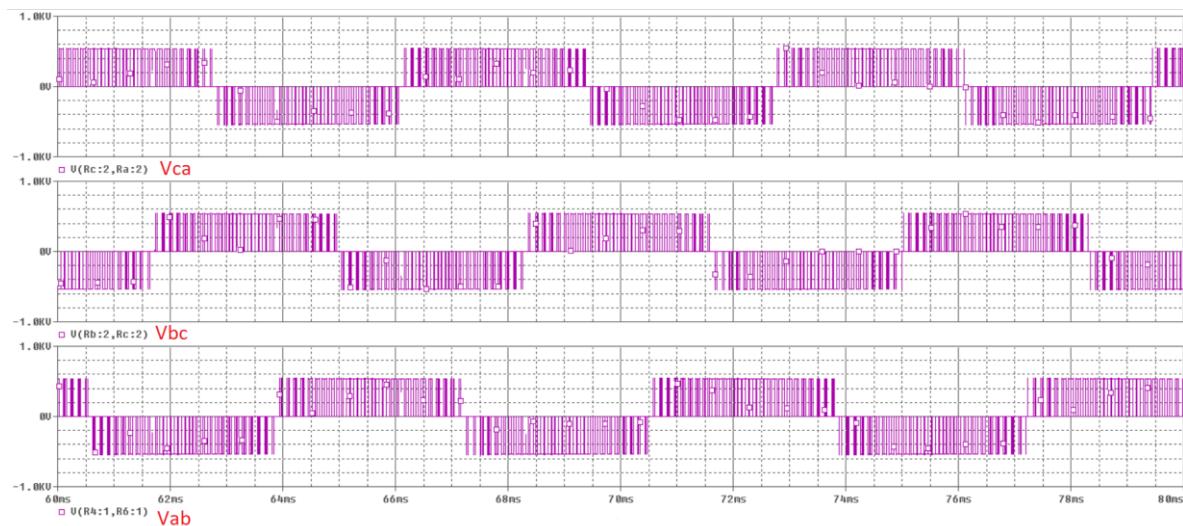
UTN-FRC - Electrónica de Potencia - Trabajo Práctico Nro. 6

$$mf=51$$

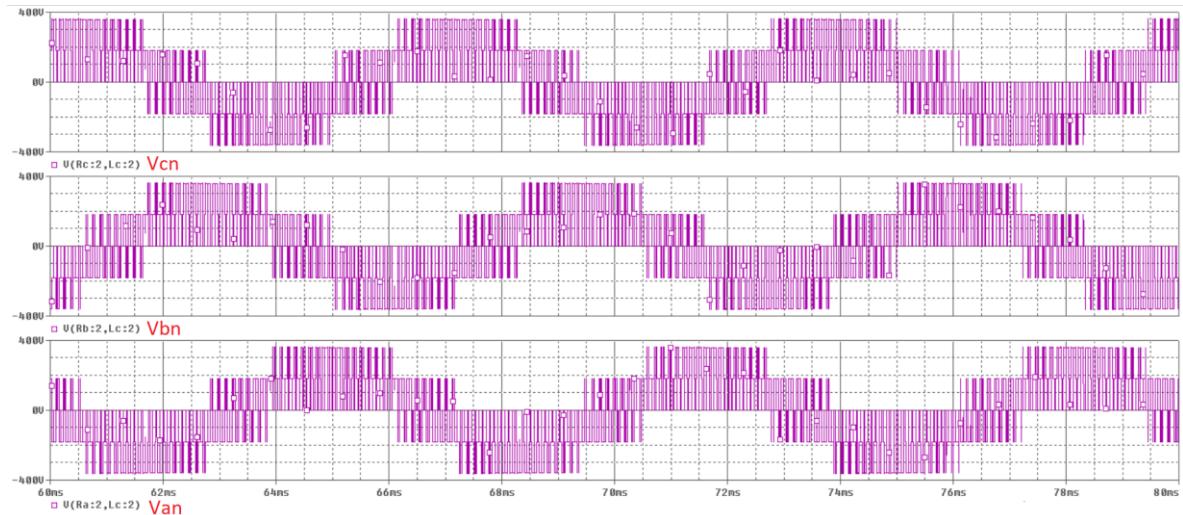
$$Vp_triangular=1V$$

$$ma=1$$

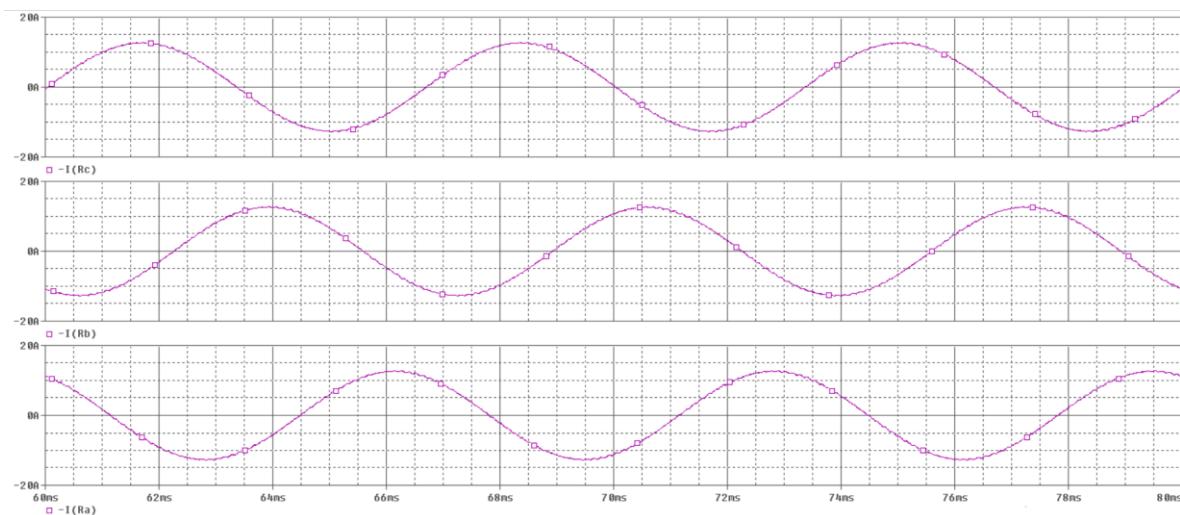
A continuación, se pueden observar las tensiones de línea:



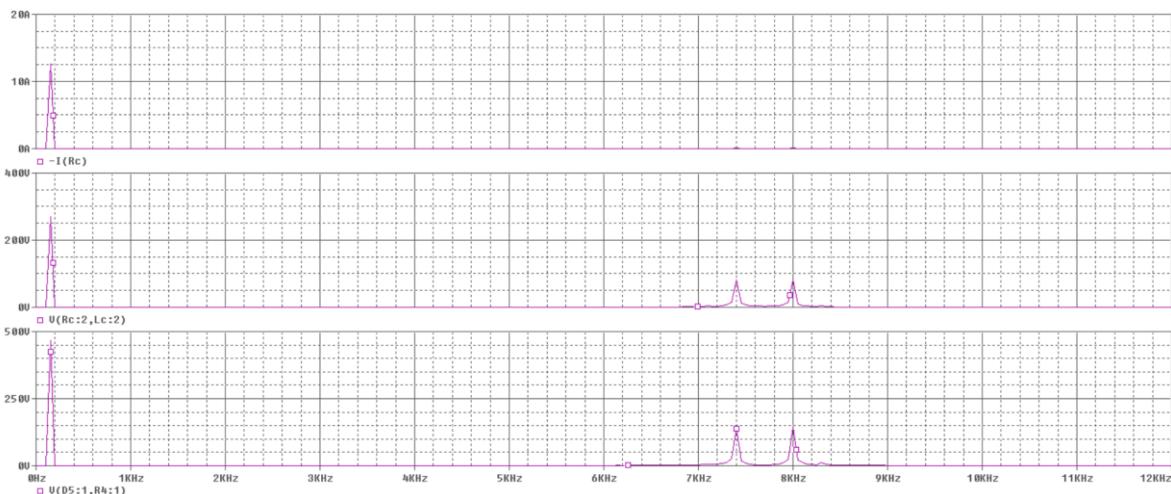
Las tensiones de fase:



Corrientes de fase:



Contenido armónico de la corriente y tensión:



Distorsión armónica total de la corriente:

FOURIER COMPONENTS OF TRANSIENT RESPONSE I(R_Ra)

DC COMPONENT = **-9.168212E-03**

HARMONIC NO	FREQUENCY (HZ)	FOURIER COMPONENT	NORMALIZED COMPONENT	PHASE (DEG)	NORMALIZED PHASE (DEG)
1	1.500E+02	1.263E+01	1.000E+00	-6.193E+01	0.000E+00
2	3.000E+02	3.009E-02	2.383E-03	-8.954E+01	3.431E+01
3	4.500E+02	1.781E-02	1.410E-03	-1.032E+02	8.258E+01
4	6.000E+02	1.902E-02	1.506E-03	8.248E+01	3.302E+02
5	7.500E+02	3.289E-03	2.604E-04	1.075E+02	4.171E+02
6	9.000E+02	5.342E-03	4.230E-04	-1.063E+02	2.653E+02
7	1.050E+03	1.781E-03	1.410E-04	5.728E+01	4.908E+02
8	1.200E+03	4.969E-03	3.935E-04	8.013E+01	5.755E+02
9	1.350E+03	1.627E-03	1.288E-04	1.526E+02	7.099E+02
10	1.500E+03	9.585E-03	7.590E-04	7.967E+01	6.989E+02
11	1.650E+03	8.848E-04	7.006E-05	5.258E+01	7.338E+02
12	1.800E+03	2.233E-03	1.768E-04	1.039E+02	8.470E+02
13	1.950E+03	1.033E-03	8.182E-05	9.760E+01	9.026E+02
14	2.100E+03	2.256E-03	1.786E-04	5.256E+01	9.195E+02
15	2.250E+03	3.466E-03	2.744E-04	-1.059E+02	8.230E+02
16	2.400E+03	1.097E-03	8.687E-05	-1.167E+02	8.741E+02
17	2.550E+03	1.440E-03	1.140E-04	5.076E+01	1.103E+03
18	2.700E+03	6.478E-04	5.130E-05	-1.242E+02	9.904E+02
19	2.850E+03	2.780E-03	2.201E-04	-9.567E+01	1.081E+03
20	3.000E+03	7.520E-04	5.955E-05	-2.689E+01	1.212E+03

TOTAL HARMONIC DISTORTION = **3.342761E-01** PERCENT

Simulación 5:

En las simulaciones previas hemos tomado un índice de modulación de amplitud $ma \leq 1$, sin embargo, este índice puede ser mayor a uno, generando lo que se conoce como sobremodulación. Esto implica que la señal de salida tendrá una mayor tensión RMS. Sin embargo, la sobremodulación lleva a una operación de onda cuadrada y añade más armónicas a la señal.

Para la siguiente simulación se tomarán distintos índices de modulación de amplitud y se analizara como varia el valor RMS de la tensión de salida, así como la distorsión armónica total.

Parámetros para la simulación:

$f_0=50\text{Hz}$

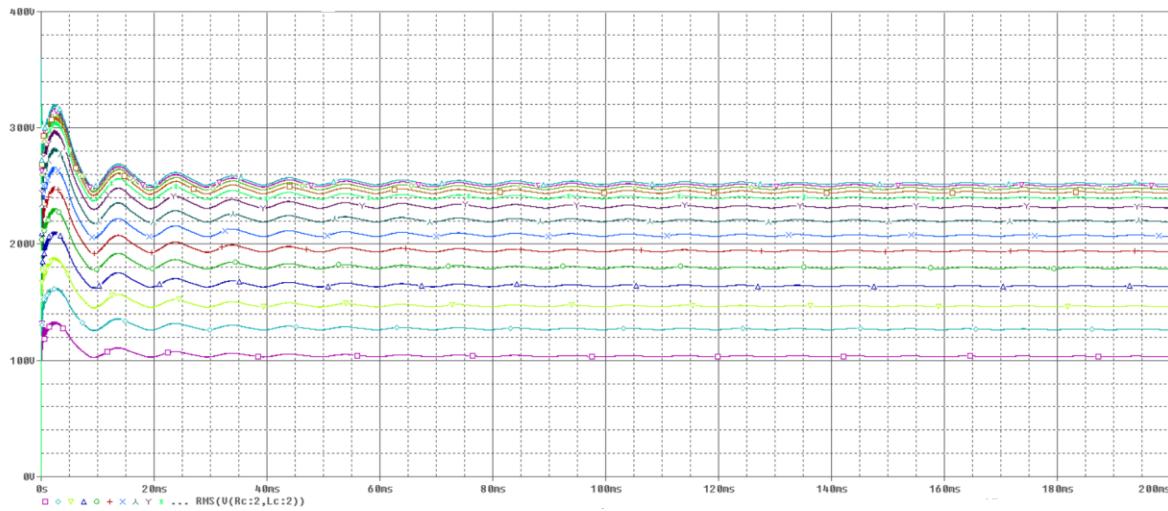
$f_c=5000\text{Hz}$

$mf=100$

$V_{p_triangular}=1V$

$ma=variable$

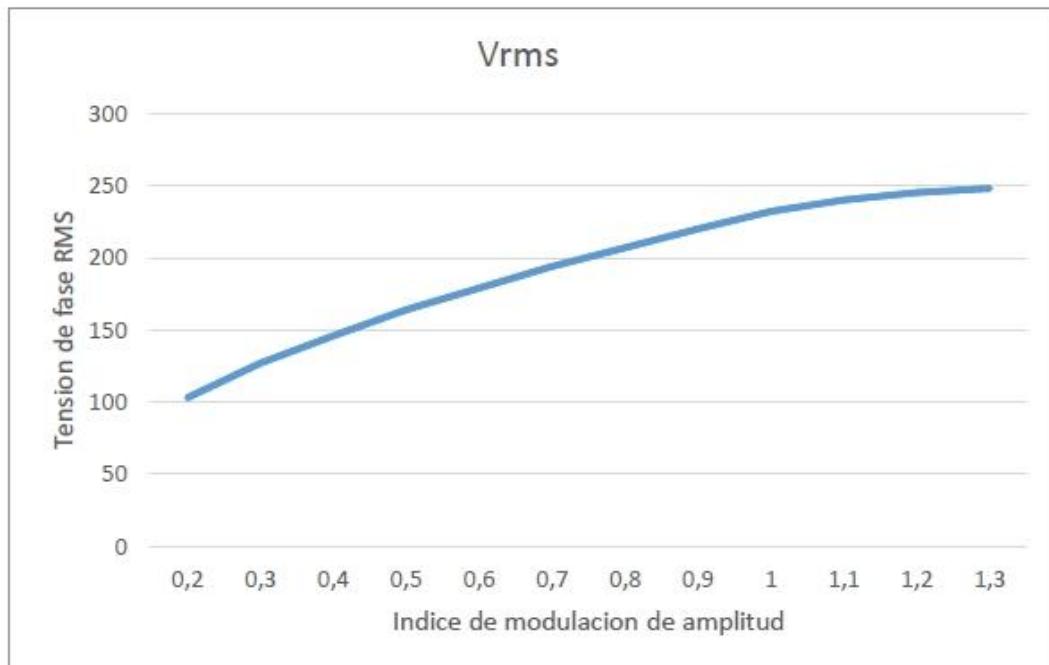
A continuación se presenta como varia la tensión de fase RMS en función del índice de modulación de amplitud ma que comienza en 0,2 y varía hasta 1,5 mediante saltos de 0,1.

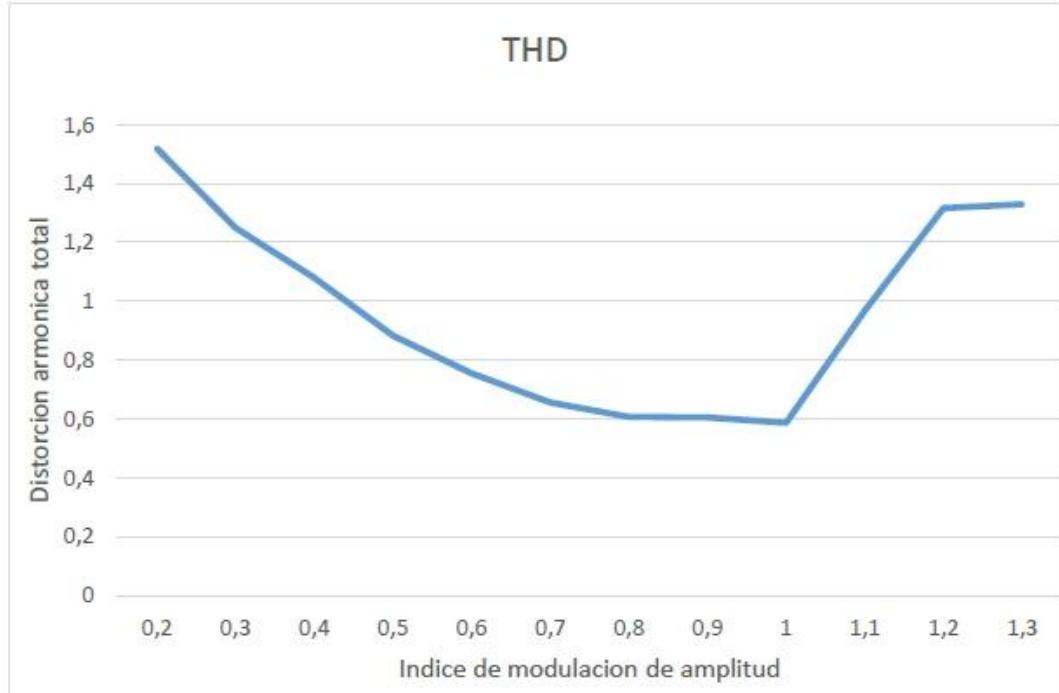


En la siguiente tabla se resume la gráfica anterior, además de indicarse el valor de la distorsión armónica total obtenida en la simulación:

Indice de modulacion	Tension de fase RMS [V]	THD [%]
0,2	103	1,52
0,3	127	1,25
0,4	146	1,08
0,5	164	0,883
0,6	179	0,755
0,7	194	0,655
0,8	207	0,6068
0,9	220	0,6043
1	232	0,587
1,1	240	0,969
1,2	245	1,317
1,3	248	1,33

A continuación, se presenta una gráfica que resume la respuesta de la tensión de fase RMS y la distorsión armónica total frente al índice de modulación de amplitud.

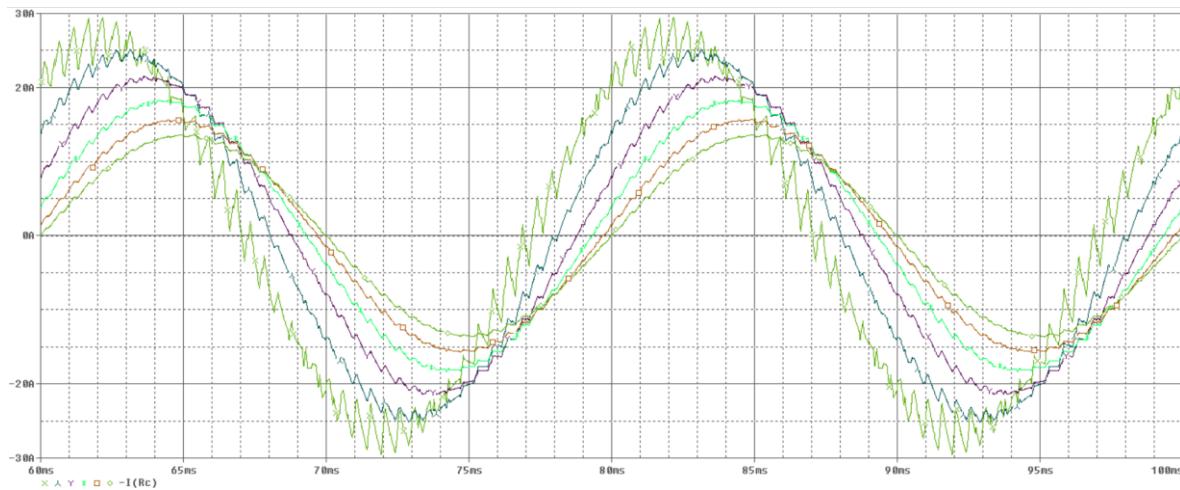




Simulación 6:

En la siguiente simulación analizaremos que sucede cuando varía el valor inductivo de la carga conectada al inversor, para ello realizamos un barrido con diferentes valores de inductancia de carga: de 5mH a 55mH con saltos de 10mH.

A continuacion se presenta la corriente obtenida:



UTN-FRC - Electrónica de Potencia - Trabajo Práctico Nro. 6

A continuación, se presenta el valor de la distorsión armónica total obtenida en la simulación:

Inductancia de carga [mH]	THD [%]
5	1,71
15	0,627
25	0,432
35	0,361
45	0,326
55	0,311

Conclusiones

La modulación SPWM es una técnica de modulación que hace que la THD se pueda disminuir en forma considerable. Se requieren múltiples pulsos y se compara una tensión senoidal con una tensión triangular. La tensión senoidal es la señal modulante, y la señal triangular la portadora. De las diferentes simulaciones podemos obtener las siguientes conclusiones.

Variando el índice de modulación de amplitud del inversor se puede variar la ganancia del mismo, es decir la relación entre la tensión de entrada y la tensión de salida. Esto es muy importante cuando se requiere que la tensión de salida del inversor sea variable y la tensión de entrada es fija. Modificar el índice *ma* implica variar la amplitud de la señal senoidal de referencia.

Disminuyendo *ma* se disminuye la tensión de salida RMS, aumentando el índice *ma* aumenta la tensión de salida RMS. La relación se mantiene casi lineal hasta un *ma*=1, como se puede observar en la simulación 5. Por encima de *ma*=1 tendremos lo que se conoce como sobremodulación, la relación deja de ser lineal y un gran incremento de *ma* conlleva a un leve incremento en la tensión RMS de salida.

UTN-FRC - Electrónica de Potencia - Trabajo Práctico Nro. 6

La amplitud de los armónicos son una función de ma por qué el ancho de cada pulso depende de las amplitudes relativas entre la portadora y la modulante. Por lo tanto, además de modificar la tensión de salida RMS, el índice ma modifica la distorsión armónica total de la señal de salida. A medida que el índice se incrementa de 0 a 1 la THD disminuye. Si el índice de modulación aumenta más allá de 1 se tendrá sobremodulación y esto lleva a una operación de onda cuadrada, añadiendo más armónicas a la señal de salida, aumentando la THD, como puede observarse en la simulación 5.

En ciertas aplicaciones, como por ejemplo el control de velocidad de motores de CA, se requiere que la frecuencia de la tensión de salida del inversor sea variable. Para variar dicha frecuencia se debe variar la frecuencia de la tensión de referencia, como se observa en la simulación 4.

Variar el índice de modulación de frecuencia no varía el valor de la tensión de salida RMS, pero si varia la distorsión armónica total THD. Aumentar el índice mf permite disminuir el THD. Además, al observar las armónicas de las simulaciones, podemos notar que tenemos armónicos en $n \times fc \pm fo$, con $n=0,1, 2, \dots$. Por lo tanto, tener un mf mayor implica que los armónicos están más alejados de la señal fundamental y son más fáciles de filtrar. Como ejemplo tomemos la simulación 2 y 3: la frecuencia de referencia es 50Hz y la frecuencia de la portadora es en un caso 1050Hz y en el otro 2550Hz. Para el caso de $fc=1050\text{Hz}$ la primera armónica se encuentra a 1kHz y para el caso $fc=2550\text{Hz}$ la primera armónica se encuentra en 2.5kHz. En las simulaciones se puede notar que aumentar el índice mf permite obtener una señal de corriente mucho más "suavizada", es decir, con menos distorsión.

Si el índice mf es un numero entero, no aparecen armónicos por debajo de la primera armónica (denominados subarmónicos). En este caso se dice que la modulación es SPWM síncrona, porque la señal triangular y la señal de control coinciden con los cruces por cero. Si mf no tiene un valor entero, entonces aparecen subarmónicos que pueden ser perjudiciales para la carga, por lo que no se aconseja que la técnica de modulación SPWM sea asíncrona. Conectar al inversor una carga inductiva ayuda a filtrar las componentes de alta frecuencia del inversor y nos permite obtener una corriente con una forma muy próxima a una señal senoidal, mejorando la distorsión armónica total, como puede observarse en la simulación 5.

Finalmente mencionaremos que, si bien la técnica SPWM es más compleja, permite obtener una baja THD y esto permite mejorar el factor de potencia del sistema.