

Diseño de un prototipo convertidor de frecuencia de 60 Hz a 50 Hz para redes eléctricas comerciales

Design of a 60 Hz to 50 Hz frequency converter prototype for commercial electric supply networks

Cristian Rocha-Jácome^{id}, Katherine Guerrero-Morejón, Diego F. Paredes-Páiz^{id}, Giovanni Cuzco-Silva^{id}

Electrónica y Telecomunicaciones, Facultad de Ingeniería, Universidad Nacional de Chimborazo, Riobamba, Ecuador, 060108; diego.paredes@unach.edu.ec; gcuzco@unach.edu.ec

* Correspondencia: crocha@unach.edu.ec

Recibido 19 junio 2018; Aceptado 18 agosto 2018; Publicado 10 diciembre 2018

Resumen: La incompatibilidad de los dispositivos eléctricos y electrónicos para operar en redes eléctricas europeas y norteamericanas, hace necesaria la utilización de convertidores de frecuencia para el funcionamiento de los mismos en ambos sistemas, el diseño y construcción de un prototipo convertidor de frecuencia de 60 Hz (estándar norteamericano) a 50 Hz, presenta una propuesta tecnológica viable y de bajo coste, que aplica conceptos de diseño electrónico además de utilizar un adecuado criterio técnico y científico que identifique los requerimientos del prototipo, entre los que destacan: filtrado de las emisiones conducidas que contenga propiamente la red de suministro eléctrico, así como también evitar que el prototipo inyecte ruido a la red, transformación de tensiones en CA, rectificación y filtrado de señales, y diseño de inversores en modo conmutado para generar una señal alterna a una frecuencia específica. Todos estos elementos permiten obtener como resultado un completo sistema que cumple con el objetivo del diseño propuesto. Se ha garantizado un nivel de potencia adecuado para alimentar electrodomésticos de uso común. Finalmente, el prototipo alcanza costos relativamente bajos con respecto a dispositivos existentes en el mercado con la misma funcionalidad. En el Ecuador se homologan los equipos electrónicos para su operación y funcionamiento en redes eléctricas con el estándar norteamericano, sin embargo, la procedencia de otros, traídos directamente por el usuario, sin que sean compatibles con las redes de distribución eléctrica locales los vuelven inservibles. Por tanto, el prototipo constituye una solución práctica a ser considerada para su producción a escala, para uso doméstico e industrial.

Palabras clave: Convertidor de frecuencia, emisiones conducidas, inversor, modo conmutado, PWM, rectificador.

Abstract: *The incompatibility of electric and electronic devices to operate in European and North American electrical networks demands the use of frequency converters utilization that guarantees proper device operation on both systems. The design and implementation of a 60 Hz (North American standard)-to-50 Hz (European standard) frequency converter prototype is a viable and low cost proposal. This proposal applies electronic design concepts and an adequate technical and scientific design that identifies the requirement for the prototype, including: filtering of conducted emissions generated on the electric network itself; preventing prototype noise injection; AC voltage conversion and voltage rectifier, and designing of commuted mode inverter design to generate a sinusoidal alternating voltage with a specific frequency. All these elements have as a result a compliant system that meets the objective of the proposed design. Output power is guaranteed to support an average domestic electronic device. Finally, the prototype implementation cost is quite low compared to those that are available in market offering similar functionalities. In Ecuador, electronic devices are homologated to operate with North American standard; however, those that are brought by user without compatibility for local electric supply, become useless. Therefore, the prototype becomes a practical solution to be considered in a scale production for domestic and industrial utilization.*

Keywords: *Frequency converter, conducted emissions, inverter, switched mode, PWM, rectifier*

1 Introducción

Los convertidores de frecuencia son dispositivos con varias etapas resultado de la combinación de un bloque rectificador y uno inversor. El rectificador tiene en su entrada un voltaje de corriente alterna (CA), que en nuestro caso es la red de suministro eléctrico a 60 Hz, para producir un voltaje de corriente continua (CC) con la potencia y características necesarias de los equipos a utilizar.

El bloque inversor, por otro lado, convierte el voltaje CC obtenido del rectificador para generar una salida de voltaje CA a una frecuencia diferente. En la figura 1 se puede apreciar el diagrama de bloques que describe el comportamiento de este sistema.

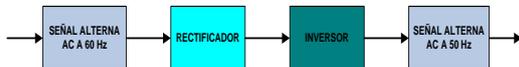


Figura 1: Diagrama de bloques resumido de un convertidor de frecuencia.

Es importante considerar que el uso de sistemas electrónicos que trabajan con señales de alta velocidad, afecta el funcionamiento efectivo de otros dispositivos alimentados desde la misma red de suministro eléctrico (Póndigo, 2009; Ramírez, 2006).

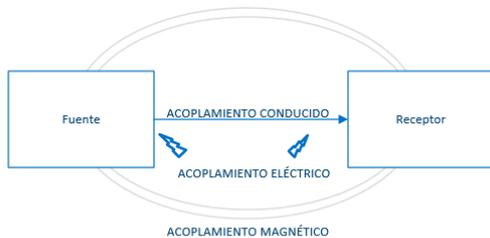


Figura 2: Interferencia electromagnética

Además, los equipos electrónicos emiten interferencia electromagnética (EMI), dichas emisiones se transmiten tanto en modo de radiación como de conducción (Balcells, 1992), como sería el caso por los cables de alimentación (Ferrer, 2012); y del mismo modo, la mayor parte de dispositivos electrónicos o aplicaciones electrónicas son susceptibles a este tipo de interferencias, generadas por sí mismas y por otros dispositivos (Dongil, s,f), lo que demanda que el dispositivo sea inmune a las emisiones conducidas y al mismo tiempo no inserte ruido a la red eléctrica que puede afectar a otros dispositivos conectados a la misma red, como se puede observar en la figura 2.

En la mayor parte de las aplicaciones de la electrónica de potencia, la alimentación principal se realiza en forma de una onda pura de voltaje CA, a 60 Hz en nuestro país, que proviene de la red de suministro eléctrico comercial y que para nuestro prototipo debemos convertirla en un voltaje de CC.

En su trabajo, Mohan (2009) menciona que: cada vez es mayor la tendencia de usar los rectificadores económicos con diodos para convertir la CA de entrada en CC mediante rectificadores con diodos”. Añade que “la mayoría de las aplicaciones de electrónica de potencia, como los suministros de energía de conmutación de CC, los controles de motores de CA, los servocontroles de CC, etc., utilizan estos rectificadores.

La idea es obtener una señal rectificada con la mayor potencia posible, por lo que se ha evitado el uso de circuitos integrados reguladores como los 78XX. Ha sido imprescindible el uso del diodo Zener para mantener constante la tensión a la salida del filtro del rectificador.

Como se mencionó previamente, es requerido un bloque inversor que convierta la señal rectificada en una señal sinusoidal de una frecuencia específica, que viene a ser 50 Hz para nuestro prototipo. Se propone el diseño de un inversor en modo conmutado. Los inversores modulados por ancho de pulsos tienen un voltaje de CC de entrada que es esencialmente de magnitud constante, donde se usa en su etapa previa un rectificador de diodos.

Por tanto, el inversor debe controlar la magnitud y la frecuencia de los voltajes de CA de salida. Esto se logra mediante la modulación de ancho del pulso (PWM) de los interruptores del inversor, y por ende estos inversores se llaman inversores PWM (Martín, 2003). Hay varios métodos para modular los interruptores del inversor por ancho de pulsos, a fin de formar los voltajes de CA de salida, de modo que sean lo más parecido posible a una onda sinusoidal (Mohan, 2009; Ogasawara, 1989). Por facilidad se ha generado este PWM a partir de la programación sobre un microcontrolador.

Este PWM debe cumplir la condición de ser variable dentro de un periodo correspondiente al periodo de la señal de 50 Hz que se requiere ser generada. Estos detalles se explican inmediatamente en las secciones correspondientes (Pardo, 2004).

La salida final es la señal a 50 Hz con una potencia adecuada capaz de alimentar pequeños equipos eléctricos y electrónicos. Obviamente es requerido un transformador que adapte las tensiones finales a los requerimientos del dispositivo que será conectado al convertidor de frecuencia (Clarke, 1958).

El propósito final es diseñar el dispositivo convertidor de frecuencia capaz de suministrar energía eléctrica para redes comerciales que operan con los estándares norteamericano a 60 Hz a un estándar Europeo a 50 Hz.

2 Metodología

El diseño del prototipo se lo divide en varias etapas con sus respectivos cálculos, considerando los requerimientos de diseño planteados por los autores. En la figura 3 se detalla cada etapa considerada en el diseño.



Figura 3: Flujo de trabajo completo de las etapas de diseño desarrolladas.

2.1 Filtrado de EMI

La alimentación eléctrica del dispositivo pasa por un filtro como se presenta en la figura 4, éste es transparente en el funcionamiento efectivo del mismo, que opera en condiciones normales. La interferencia es trasferida a un potencial eléctrico

más bajo (tierra) a través del mismo filtro evitando que este sea introducido a la red de alimentación. (Pérez, 2006).

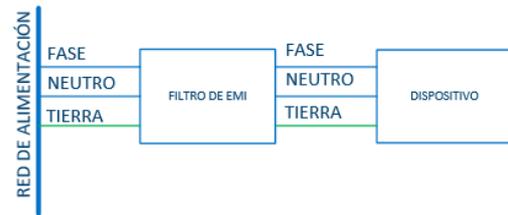


Figura 4: Bloque de conexión del filtro

El comportamiento del filtro a altas frecuencias supone derivar el ruido proveniente de la red de alimentación hacia tierra, mientras desvía también la interferencia proveniente del dispositivo bajo prueba de igual manera hacia tierra (evitando que este ruido se inyecte en la red) como se observa en la figura 5. Es así que se consigue que la red no se vea afectada por las posibles emisiones que pueda generar el prototipo.

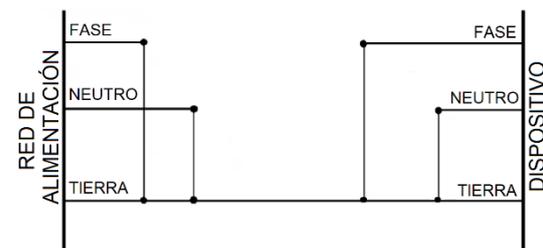


Figura 5: Comportamiento del filtro a altas frecuencias.

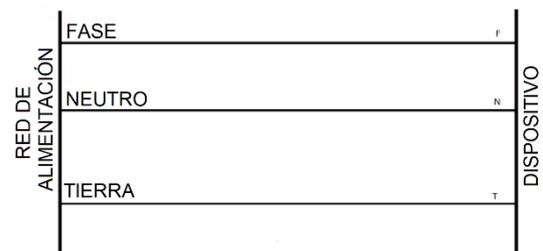


Figura 6: Comportamiento del filtro a 60Hz.

En cambio, a bajas frecuencias, el dispositivo resulta alimentado como si el filtro no estuviera. La figura 6 presenta el esquema general para la operación del filtro a una frecuencia de 60 Hz.

El filtro se diseña y construye con base a un filtro tipo π como el de la figura 7, donde se presenta el esquema de conexión monofásica.

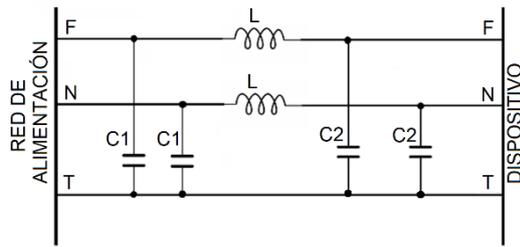


Figura 7: Circuito del filtro implementado.

Los valores de los componentes L y C son escogidos en modo que a las altas frecuencias consideradas como interferencia electromagnética conducida (150 kHz – 30 MHz) la impedancia asociada a la inductancia tienda a infinito y de la capacitancia tienda a cero (Venneri, 2015; Rocha, 2018); así mismo para el caso de la corriente a la frecuencia de conducción (60 Hz), estos dispositivos tengan el comportamiento opuesto, es así que los valores de inductancia y capacitancia de los filtros están dados por los siguientes valores: L=50 μH; C1=1 μF; y C2=0,1 μF; valores típicos de una Red de Estabilización de Impedancia de Línea (LISN).

El inductor es considerado en base al diseño de una bobina de arresto (figura 8) que presenta un nivel alto de eficiencia contra la corriente del ruido en modo común proveniente de la red.

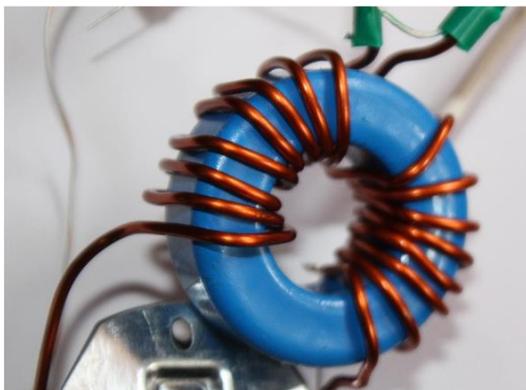


Figura 8: Fotografía del inductor en modo bobina de arresto.

La ecuación (1) define el cálculo de la inductancia para la forma geométrica y núcleo del toroide,

$$L = 2\mu_r D n^2 \ln\left(\frac{R_2}{R_1}\right) \text{ [nH]} \quad (1)$$

donde, D corresponde a la altura del núcleo de sección transversal rectangular (en centímetros), R1 y R2 al radio interno y externo del núcleo (en centímetros), μ_r es la permeabilidad magnética relativa del material del núcleo, n es el número de vueltas, y L la inductancia deseada.

2.2 Transformación de tensión

El objetivo de esta etapa es reducir la tensión, debido a que posteriormente se requerirá producir un PWM variable con estos niveles de tensión para conseguir conmutaciones a alta velocidad de niveles de voltaje alto. En este punto, puede presentarse un compromiso dados los estados transitorios de los componentes reactivos parásitos presentes en el prototipo. Con esta etapa reducimos los niveles de tensión que del PWM, sin alterar el nivel de potencia que se tiene en el suministro eléctrico.

La tensión de salida del transformador (definido en el diseño para la operación de sus subsiguientes etapas) es de 24 V considerando una tolerancia del 10 % de variación de la tensión de red y la caída de tensión que se tiene en el puente de diodos rectificadores.

2.3 Rectificación y filtrado

En esta etapa, se define un voltaje de corriente continua igual o superior a 20 V con una reducida pérdida y disipación de potencia. La decisión de tomar un valor de tensión de 20V es debido a la necesidad de conmutar una señal PWM bipolar a una frecuencia de 5 kHz, con la transición de un nivel alto a bajo de voltaje entre 20V y -20V, equivalente a una conmutación de 40V en períodos cortos de tiempo, lo que deviene, en valores de corriente transitoria alta. Hay que recalcar que el prototipo fue sometido a una fase de pruebas con estos valores y el funcionamiento es el correcto.

Otra posibilidad (susceptible de análisis en un trabajo posterior) es utilizar niveles de voltaje por encima de los 40 V, así los niveles de corriente serán menores, con el compromiso de conmutar entre valores altos de voltaje a una frecuencia 5 kHz donde los intervalos de tiempo son menores para cada estado, pero produciendo corrientes transitorias aún más altas.

Como previamente se mencionó, cada vez es mayor la tendencia para el uso de rectificadores económicos con diodos para convertir la CA de entrada en CC utilizando puentes rectificadores con diodos. Para la selección del diodo se considera los siguientes criterios: tensión de ruptura (polarización inversa) superior a 40 V, corriente en polarización directa al menos 20 A.

Para completar esta etapa, la señal debe ser filtrada con el objetivo de conseguir su componente en DC, con una señal de salida como el de la figura 9.

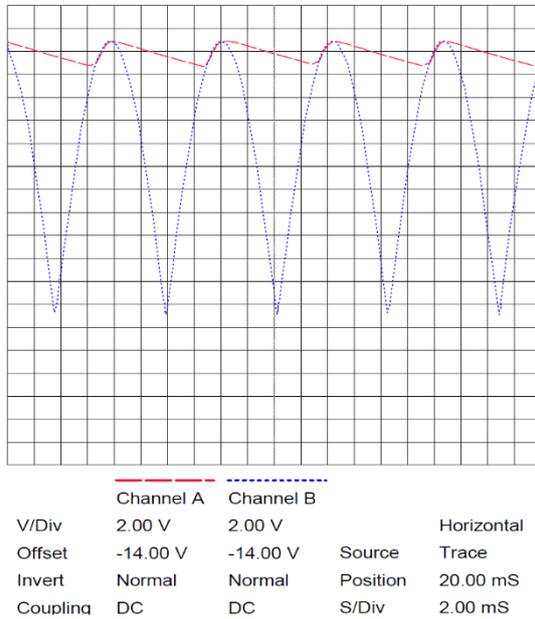


Figura 9: Señal rectificada y filtrada (simulación).

Para garantizar el voltaje de salida de esta etapa, su cálculo se supedita al uso de la matemática referida en la ecuación (2):

$$V_o = V_p - V_r \quad (2)$$

donde V_r representa el voltaje de rizado (ripple) de la tensión de salida, y V_p el voltaje pico de la onda rectificada.

Al utilizar un capacitor luego del rectificador de onda completa, la respuesta en tiempo del mismo en el período de carga y descarga está dada por la ecuación (3):

$$V_r = V_p \cdot \frac{T}{RC} \quad (3)$$

A la ecuación (3), podemos expresarla en función de la frecuencia:

$$V_r = V_p \cdot \frac{1}{fRC} \quad (4)$$

En la ecuación (4) se puede definir un valor de ripple específico para el capacitor, el factor de ripple deseado o tolerado permite el cálculo de la capacidad del capacitor.

$$C = \frac{V_p}{fRV_r} \quad (5)$$

Si deseamos expresar el ripple como una relación del valor pico con el voltaje de rizado de la señal:

$$r = \frac{V_r}{V_p} \quad (6)$$

Entonces finalmente podemos reescribir (5) de la siguiente manera:

$$C = \frac{1}{f \cdot R \cdot r} \quad (7)$$

donde R representa la resistencia de la carga a ser conectada (se define un valor teórico).

A la salida de la etapa rectificadora se puede conectar un diodo Zener con un voltaje de ruptura de 20 V, cuando se necesita fijar el voltaje CC en un valor constante. Esto conlleva el consumo de potencia en el dispositivo y podría no justificar su utilización debido a los dispositivos que son alimentados con el voltaje CA final soportan las fluctuaciones de tensión del prototipo convertidor de frecuencia; es por tanto prescindible la utilización del diodo Zener y resistencia limitadora como se presenta en la figura 10.

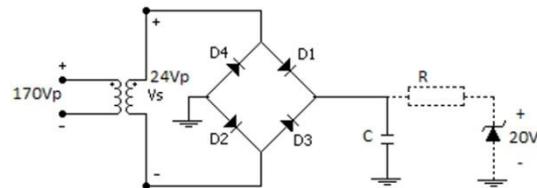


Figura 10: Circuito equivalente de la etapa de rectificación y filtrado.

2.4 Inversor

Para ser precisos, el inversor de modo conmutado es un convertidor a través del cual el flujo de potencia es reversible. Dado que, la mayoría del tiempo el flujo de potencia va desde el lado de CC hacia la carga en el lado CA, lo que requiere un modo de operación de inversor. Estos convertidores frecuentemente se llaman inversores de modo conmutado (Mohan, 2009)

Este tipo de inversor produce una señal bipolar PWM de potencia, con un dutty cycle variable y oscilante adecuada para producir una señal AC a una frecuencia específica (50 Hz) de la cual, al ser filtrada, se puede obtener el valor en DC que representaría en determinado instante, este valor de igual manera será variable a la par de la variación del Dutty Cycle del PWM comportándose como una señal alterna sinusoidal. Por esta razón, el correcto diseño de la señal de control PWM es de vital importancia.

La figura 11 presenta el esquema de trabajo del filtro PWM, donde se ajusta el nivel de tensión que se desea en la salida.

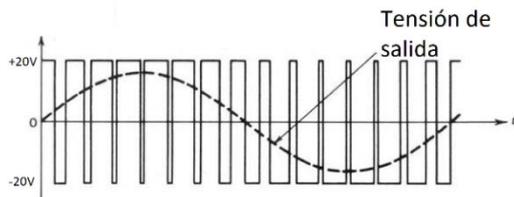


Figura 11: Tensión resultante de filtrar una señal PWM (Mohan, N., 2009).

Para conseguir una señal PWM bipolar, tal como muestra figura 11, se ha decidido utilizar las propiedades de un Puente H de cambiar la polaridad de una tensión en DC de acuerdo a las conmutaciones coordinadas que se lleven a cabo en sus interruptores, el esquema del circuito viene reportado en la figura 12:

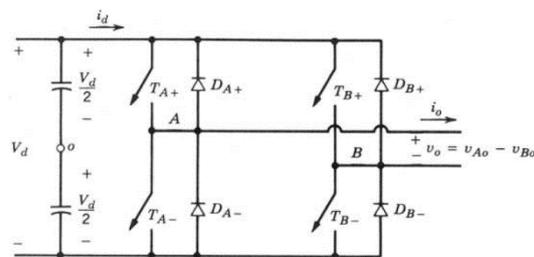


Figura 12: Esquema de un puente H (Mohan, 2009).

El esquema anterior es conocido como inversor de puente completo que también puede ser utilizado como un convertidor CC-CC con diferentes aplicaciones como accionamientos de motores en corriente continua. Los interruptores conmutan en pares diagonalmente opuestos por medio de un PWM adecuado (Mohan, N., 2009).

Al controlar las conmutaciones de los interruptores de tal manera que se genere una señal bipolar con un duty cycle variable y sincronizado con la frecuencia de la señal que queremos obtener, permite reconstruir una onda sinusoidal partiendo de la señal continua.

La frecuencia de conmutación del PWM debe ser mucho mayor que la frecuencia de la señal sinusoidal deseada con la siguiente condición:

$$f_{sin} < \frac{f_{switching}}{10} \quad (8)$$

Para este prototipo se ha utilizado un PWM con frecuencia de 5KHz, la razón de esta elección es por facilidad en algunos cálculos que se explicarán más adelante.

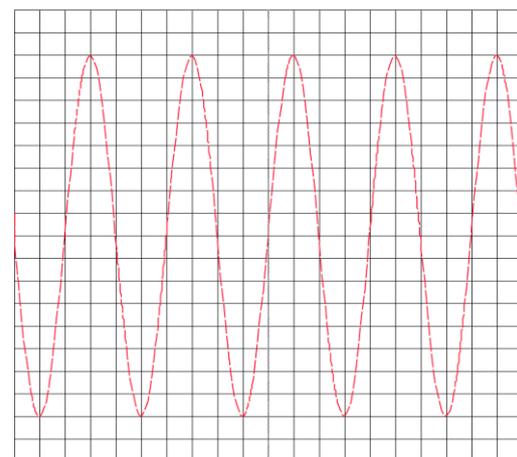
Este puente reportado en la figura 12, consiste en dos ramas de conexión, A y B. Cada rama contiene dos interruptores y sus diodos antiparalelos. Los dos interruptores por cada rama conmutan de tal forma que cuando un interruptor está inactivo, el otro está encendido.

Por tanto, los dos interruptores nunca están apagados al mismo tiempo ni encendidos al mismo tiempo, para ello utilizamos un PWM invertido en el otro interruptor de la misma rama. En la práctica debe ser diseñado con una condición adicional, ambos deben estar apagados durante un intervalo pequeño llamado tiempo muerto, esto evita que sucedan cortocircuitos momentáneos de la entrada de CC.

En un inversor que utiliza el puente H como base de diseño, figura 12, se puede observar que los diodos están conectados en antiparalelo con los interruptores, se debe tomar en cuenta el estado activo y el de conducción de los interruptores.

Esta conexión permite que, cuando un interruptor esté encendido, puede o no circular una corriente según el sentido de la corriente de salida. Esto quiere decir que un interruptor que se encuentra activo puede estar en estado de conducción o no, si el interruptor está apagado no es necesario tomar en cuenta este detalle.

La salida del convertidor de frecuencia se presenta en la figura 13, donde se tiene el período de la señal y nivel de amplitud de voltaje pico deseado.



Channel A			
V/Div	2.50 V	Horizontal	
Offset	0.00 V	Source	Trace
Invert	Normal	Position	50.00 mS
Coupling	AC	S/Div	5.00 mS

Figura 13: Señal deseada a la salida del inversor (simulación).

3 Resultados y discusión

3.1 Filtro para la onda rectificada

A partir de (7) consideramos un ripple del 5% máximo de tolerancia, es decir 1,2 V. Como la frecuencia de la señal es de 50 Hz, al tener rectificación de onda completa se debe considerar la frecuencia a 100 Hz. Otro dato por considerar es la tensión que debe soportar el capacitor. Al valor calculado del capacitor de le debe incrementar un 20 % de tolerancia para garantizar un filtraje adecuado.

Se necesita 20 V a la salida, si hacemos la diferencia utilizando la ecuación (2) se observa que V_o es 22,8V. De igual forma se toma en cuenta la caída de tensión que cada diodo tendría por cada medio ciclo de la onda rectificada, el medio ciclo atraviesa dos diodos, con ese dato la caída adicional introducida es de 1,4 V, obteniendo finalmente 21,4 V. El diodo zener fija el voltaje en 20 V, acorde a los criterios de diseño iniciales del prototipo, haciendo notar que la utilización del mismo es opcional.

3.2 Transformador

El desarrollo del diseño hace necesario construir un transformador de voltaje monofásico con un voltaje en el primario de 170 V y un voltaje en el secundario de 24 V en corriente alterna.

El diseño del transformador de voltaje supone una potencia de salida de 400 W, considerando una carga promedio para un equipo electrónico de hogar u oficina. La construcción del transformador supone la utilización de chapas metálicas construidas con un material ferro magnético con un núcleo en forma E e I.

El cálculo del número de espiras en el primario y secundario se lo realiza con la siguiente expresión:

$$N = \frac{V}{f \cdot S \cdot B \cdot 4,44 \times 10^{-8}} \quad (9)$$

Con la expresión presentada en (9) se determina el número de espiras que tendrá el devanado en el primario y secundario. Se considera una frecuencia de 60 Hz y una inducción magnética de 10000 Gauss equivalente a 1 Tesla, que es el valor teórico al cual el hierro se satura magnéticamente. La constante del denominador refiere específicamente al uso del Sistema Internacional

de Unidades y el valor eficaz de voltaje que se tendrá en una onda sinusoidal de voltaje.

El cálculo de S, que representa la sección del núcleo del transformador está dado por la raíz cuadrada del valor de la potencia de salida que tendremos en el secundario.

Se considera un factor de proporcionalidad, el cual depende de la calidad del material con el que está construido el núcleo, teóricamente toma un valor igual a la unidad, si la calidad del mismo es la promedio. El resumen del diseño del transformador de voltaje se presenta en la tabla 1.

Tabla 1: Diseño Transformador Voltaje.

Voltaje	N (V)	Corriente (Vueltas)	(A)	Conductor (AWG)
Primario	170.0	319.06	2.35	18
Secundario	24.0	45.0	16.66	9

3.3 PWM

La señal de control PWM de los interruptores ha sido generada mediante programación en un microcontrolador, por facilidad y para garantizar el tiempo muerto.

Tabla 2: Datos de las señales que intervienen.

	Frecuencia [Hz]	Periodo [ms]
Señal de salida	50	20
PWM	5K	0.2

El período de la señal de salida correspondería a 20 milisegundos (tabla 2), y durante este tiempo la señal de control de los interruptores debe sufrir un incremento y disminución sincronizado de su Duty cycle partiendo del 0 % al 100 % y retornando al 0 %, es decir 200 pasos. Esta es la razón por la cual se selecciona 5 kHz como frecuencia de conmutación de la señal de control. El periodo de la señal de 5 kHz es 0,2 ms, esto quiere decir que cada intervalo de 0,2 ms se puede producir un incremento o disminución del duty cycle que da como resultado que en 20 ms existen 100 ciclos del PWM.

$$\#ciclos = \frac{T_{señal}}{T_{switching}} \quad (10)$$

El resultado de la ecuación (8) nos da a entender que en 100 pasos se debe lograr variar uniformemente el duty cycle de esta manera: 0 % - 100 % - 0 %. Es decir 200 % de variación; si con 100 pasos debemos variar 200 %, cada paso cambia el duty cycle en 2 %.

$$\Delta D_{cycle} = \frac{\% \text{ de variación}}{\# \text{ de ciclos}} \quad (11)$$

Esto fácilmente se consigue generando el PWM a partir de programar el microcontrolador y las consideraciones antes citadas, que garantizan el tiempo muerto.

3.4 Puente H

El interruptor de la figura 12 fue reemplazado por un elemento electrónico capaz de tener el comportamiento requerido, este es un mosfet de potencia (*power mos*). Al considerar este elemento en el diseño, se necesita interponer entre el microcontrolador y el power mos un circuito integrado adaptador de voltajes (Bowes, 1986), esto es necesario debido a que la tensión de umbral de los power mos son típicamente cerca de 12 volts y el microcontrolador trabaja en un rango de tensión de 3,5 a 5 volts.

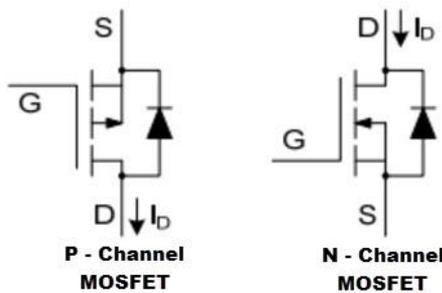


Figura 14: Power MOS de canal P y cana N.

3.5 Prueba de la etapa de inversión

Posteriormente el prototipo fue sometido a prueba en el laboratorio de electrónica de la Universidad Nacional de Chimborazo, dando como resultado la señal sinusoidal de salida deseada, como se puede observar en la figura 15.

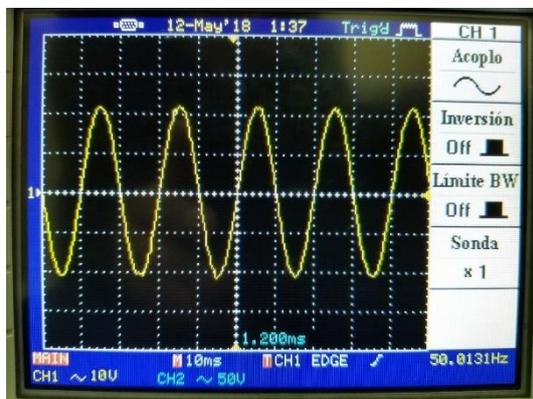


Figura 15: Señal de salida vista en el osciloscopio.

El circuito se somete a pruebas de funcionamiento, se excluyó la etapa de rectificación y se utilizó una fuente de alimentación DC, configurada a la tensión que se espera tener de la mencionada etapa.

4 Conclusiones

Las redes eléctricas se consideran el medio por el cual se acoplan de forma electromagnética los dispositivos conectados a ella, se genera entonces interferencia electromagnética, por esta razón se usa un filtro π con valores de inductancia y capacidad típicos de una Red de Estabilización de Impedancia de Línea (LISN), que hace que la utilización del prototipo convertidor de frecuencias, no inserte emisiones conducidas que afecten a otros dispositivos conectados a la red. Existe gran diferencia entre la frecuencia de conmutación del PWM y la frecuencia de la señal sinusoidal deseada, lo que permite que el filtrado presente un buen rendimiento al discriminar correctamente dichas frecuencias.

Los sistemas fotovoltaicos requieren una etapa de inversión, parte de este prototipo podría ser desarrollado para ser adaptado a estos sistemas y generar la señal sinusoidal y ser inyectada a la red como sistemas de respaldo. El prototipo puede ser desarrollado para sistemas trifásicos y de aplicaciones industriales, considerando aspecto como la potencia requerida. La elección de la frecuencia de conmutación del PWM ha sido elegida con base a la frecuencia de la señal de salida del inversor de tal manera que la relación sea entera.

El montaje del prototipo no representa un desafío considerable, el resultado observado en el osciloscopio presenta una señal filtrada en bajas y altas frecuencias, su operación en ambientes electromagnéticos contaminados por emisiones a alta frecuencia podría afectar el funcionamiento del convertidor de frecuencias, por ello será conveniente disminuir la cantidad de alambres conductores o reducirlos al mínimo necesario para que no actúen como receptores de radio frecuencia, es decir se recomienda construir un circuito impreso bajo criterios de compatibilidad electromagnética, tratando de reducir los acoplamientos capacitivos e inductivos entre los elementos y conductores así como las emisiones radiadas del prototipo.

Referencias

- Balcells, J. (1992). Interferencias electromagnéticas en instalaciones de potencia. En Eugenio Rey (coord.): *Interferencias electromagnéticas en sistemas electrónicos*. Barcelona: De Boixareu. 283-302.
- Bowes, S. (1986). New PWM switching strategy for microprocessor controlled inverter drives. *IEE Proceedings*, 133.
- Clarke, E. (1958). *Circuit Analysis of AC Power Systems*. Vol. 1. New York: Wiley.
- Dongil, J. (s.f). *Complementos de electrónica de potencia, emisión e inmunidad conducida*. España: Universidad de Alcalá
- Ferrer, L. (2012). *Introducción a la compatibilidad electromagnética*. Barcelona: UPC, Departament d'Enginyeria Electrònica.
- Martín, M. (2003). *Nuevas técnicas de modulación vectorial para convertidores electrónicos de potencia multinivel*. Tesis Doctoral. Universidad de Sevilla. Sevilla.
- Mohan, N., Tore, M. & William, P. (2009). *Electrónica de Potencia, Convertidores, Aplicaciones y Diseño*. México: McGraw-Hill.
- Ogasawara, S. (1990). A novel PWM scheme of voltage source inverter based on space vector theory. *Electrical Engineering* 74(1): 33-41.
- Pardo, A. & Diaz, J. (2004). Aplicaciones de los convertidores de frecuencia estrategias PWM en el control. Bogotá: Universidad de Pamplona.
- Pérez, A., Regué, J. R., Ribó, M., Sánchez, A. M., Pajares, F. J., & Badia, D. (2006, September). Caracterización circuital de un equipo electrónico para emisiones conducidas de banda estrecha. En *Congreso Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio (URSI)*. Oviedo.
- Póndigo, E. (2009). *Reducción de interferencias electromagnéticas en un sistema electrónico digital de alta velocidad*. Tesis Doctoral. Instituto Politécnico Nacional. México.
- Ramírez, S. y Cano, E. (2006). *Calidad del servicio de energía eléctrica*. Colombia: Centro de publicaciones Universidad Nacional de Colombia
- Rocha, C., Guerrero, K., Santillán, J., Jácome, J. & Molina, F. (2018). Análisis de las emisiones conducidas en las instalaciones eléctricas de los laboratorios de electrónica – UNACH. *Investigar: Revista Científica*, Junio 2018: 40-47.
- Venneri, F. (2015) Notas del curso “Compatibilità Elettromagnetica” de la Laurea Magistrale in Ingegneria Elettronica de la Universidad de Calabria - Italia.