



DISEÑO DE UN CONVERTIDOR INVERSOR CD/CA PARA UNA CARGA RESISTIVA- INDUCTIVA.

Oscar Daniel Ortiz Ramírez Cód.: 1090300
Gabriel Andrés Labarrera Vega Cód.: 0161013
Arcenio Calderón Ledesma Cód.: 1090119.
Universidad Francisco de Paula Santander.
Cúcuta, Colombia.

Resumen: *En este artículo se presenta un diseño de un convertidor CD/CA inversor monofásico con modulación sinusoidal de ancho de pulso SPWM. El objetivo principal de ello es analizar e implementar con conocimientos básicos de electrónica, tales como los amplificadores operacionales, MOSFET'S, circuitos lógicos y principios básicos de dispositivos semiconductores. El inversor se construye por diferentes etapas, entre estas se destacan: Generación de señales portadora y moduladora, comparación PWM, generación del tiempo muerto, etapa de acoplamiento y circuito de potencia.*

Palabras claves: Convertidor CD/CA, Circuitos Lógicos, Dispositivos semiconductores de Potencia, Modulación del PWM, Tiempo Muerto.

I. INTRODUCCIÓN.

El desarrollo de los semiconductores de potencia ha conllevado a utilizar, para la conversión de energía de manera eficiente y a niveles altos de potencia. Todo esto ha ayudado a satisfacer las necesidades crecientes de las aplicaciones industriales. Los convertidores inversores son circuitos de potencia que permiten la conversión de corriente directa en corriente alterna.

Idealmente un inversor debe tener una fuente de alimentación de CD y proveer a su salida un voltaje sinusoidal puro a la frecuencia y magnitud deseada. Estos convertidores basan

su funcionamiento en la conmutación sincronizada de interruptores unidireccionales (BJT's, MOSFET's o IGBT's).[4]

Las aplicaciones prácticas de los inversores son muy variadas, entre ellas se tiene el control de motores de inducción y las fuentes de potencia de respaldo (UPS).

En el presente trabajo se describe el desarrollo de un inversor monofásico unipolar SPWM, detallando cada una de las fases de diseño y finalizando con la implementación experimental del circuito de control y de potencia. El orden de los puntos a tratar en este artículo se detalla a continuación. La Sección 2 introduce la etapa de diseño del circuito de generación SPWM. La etapa de acoplamiento óptico se muestra en la Sección 3. En la Sección 4, se describe la etapa de potencia y en la Sección 5 se muestran resultados experimentales. Finalmente el artículo concluye con comentarios finales en la Sección 6.

II. MARCO REFERENCIAL.

Los convertidores de energía conmutados han ido gradualmente reemplazando a los sistemas lineales de alimentación de los equipos electrónicos actuales, debido a que son una solución más adecuada a los problemas de alimentación de dichos equipos. El rendimiento en la conversión de la energía de los sistemas conmutados es muy superior al de los sistemas lineales, pues estos últimos



son claramente dispositivos, mientras que los conmutados idealmente no lo son. Esta consideración está de acuerdo, también, con la tendencia actual de la electrónica de integración y optimización de sistemas, pues los convertidores conmutados van a presentar una mayor relación potencia/peso y potencia/volumen que los sistemas de alimentación electrónicos lineales.

No obstante, pese a las evidentes ventajas de los convertidores conmutados, presentan ciertos aspectos en los que se ha de contribuir a su mejora, tanto en el convertidor por su comportamiento no lineal y variante con el tiempo, por sus cambios cíclicos de topología como en el controlador del mismo pues plantea controles no lineales y complejos dada la estructura. [1]

Aún presentando un alto rendimiento en el proceso de conversión de energía, éste se puede optimizar mediante las estrategias de conmutación denominadas de tensión cero, *Zero-Voltage Switching (ZVS)*, o de corriente cero, *Zero-Current Switching (ZCS)*, con las que reducir las pérdidas por conmutación de los interruptores del convertidor. En el conjunto de pérdidas atribuibles a los interruptores de un determinado convertidor PWM un importante tanto por ciento es debido a la disipación de energía que sucede en el proceso de encendido y apagado. Con el objetivo de minimizar dicha energía de pérdidas en conmutación, se plantea una actuación en el gobierno del interruptor cuando al menos una de las magnitudes que afectan a la potencia disipada, tensión o corriente, presente un valor nulo. Dependiendo del tipo de convertidor, dichos pasos por cero son propios de la estructura, tal como en los convertidores de tanque resonante, o se han de imponer mediante un circuito auxiliar. En ningún caso va existir un funcionamiento completamente óptimo, pues o se incrementa la complejidad del convertidor o se incrementan las pérdidas en conducción de los interruptores o se pierde

agilidad para seguir una determinada ley de control. Todo ello, la mayoría de las veces, con clara dependencia del valor de la carga y el punto de trabajo del convertidor.

Mención aparte conviene citar el incremento de complejidad y análisis de las estructuras de conversión de energía resonantes, que hace que su diseño sea difícil y con excesiva dependencia de los efectos parásitos de los componentes del convertidor.

Pese a las dificultades citadas, los convertidores resonantes pueden aportar un incremento en el rendimiento energético de conversión eléctrica además de hacer disminuir la generación de interferencias electromagnéticas, EMI, tanto radiadas como conducidas, que puede afectar de forma importante a otros equipos del entorno. El incremento notable de las necesidades energéticas en nuestra sociedad ha hecho aumentar la demanda de sistemas de alimentación y de tratamiento de la energía eléctrica. Por tanto, cualquier iniciativa encaminada a conseguir un incremento del rendimiento en el proceso de conversión eléctrica, o mejora en algunos de los aspectos planteados, repercutirá en una reducción enorme en las pérdidas y optimización del uso de los actuales recursos energéticos, debido a la enorme difusión y uso de los actuales convertidores conmutados en nuestra sociedad.

Los actuales convertidores DC-AC trabajan a elevadas frecuencias de conmutación (centenares de kHz) por lo que son sistemas de dinámica rápida. Esto facilita la posibilidad de regulación de la tensión o corriente de salida, y la actuación anti transitorios o perturbaciones en la carga y alimentación del convertidor, siempre mediante un control adecuado. Esta última condición justifica la importante vía de investigación actual que es el estudio de controles no lineales aplicados en los campos de la automática y electrónica de potencia. El

objetivo buscado en toda esta área de conocimiento es optimizar, respecto a los controles lineales clásicos, el sistema o planta en estudio, mejorando su respuesta dinámica, su robustez ante variaciones en la carga e inmunidad ante las perturbaciones de la fuente de alimentación.

CONFIGURACIÓN DE LA ETAPA DE POTENCIA

La configuración del circuito de potencia junto a la fuente de corriente del modulo fotovoltaico conectado a su entrada y a la conexión en alterna a la red eléctrica puede realizarse mediante múltiples tipos de configuraciones siguiendo la denominada configuración en puente ya sea monofásico para pequeñas potencias o trifásico para potencias medias y grandes.

En el diseño básico del inversor deben tomarse en cuenta algunos aspectos característicos de la configuración:

- Los interruptores controlados de potencia
- Elementos pasivos
- Circuitos de control

La configuración en puente monofásico, consiste en dos ramas de semiconductores conectados a los dos polos del campo fotovoltaico, entre los puntos medios de las ramas de interruptores se conecta directamente a la línea eléctrica en las instalaciones conectadas a la red Figura 1.1.

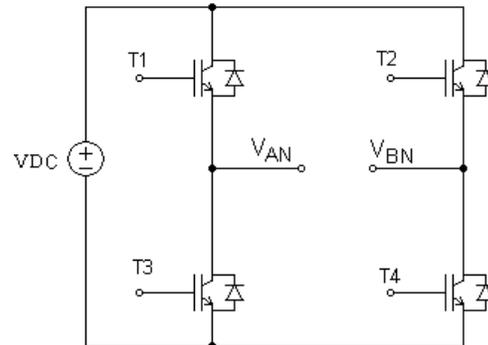


Figura 1.1. Inversor monofásico

Los interruptores controlados de potencia son elementos básicos de un convertidor estático de potencia, en el caso de corrientes alternas deben ser capaces de conducir una corriente bidireccional cuando están cerrados y bloquear una tensión bidireccional cuando están abiertos.

En los inversores actuales se utilizan, transistores MOSFET y transistores IGBT. Los MOSFET son dispositivos que manejan potencias medias y se utilizan cuando la tensión de continua es de bajo valor (menor 200 V) y la frecuencia de conmutación supera 1 MHz.

MODO DE CONMUTACIÓN DEL INVERSOR

En aplicaciones fotovoltaicas, los inversores utilizados pueden funcionar como fuente de corriente (CSI) o de tensión (VSI) en el caso de inversores autoconmutados, mientras en el caso de inversores conmutados por red solo como fuente de corriente, Figura 1.3.

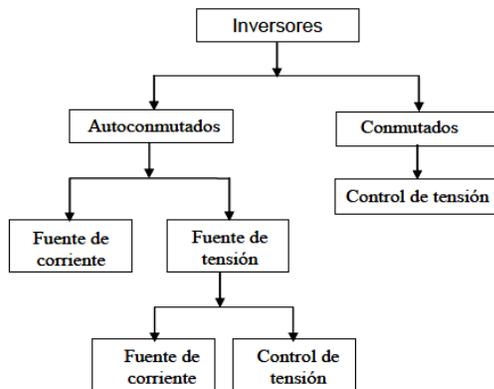


Figura 1.3. Clasificación de inversores

El inversor conmutado usa un dispositivo para cambiar de un estado a otro. Normalmente el dispositivo empleado suele ser un tiristor capaz por sí mismo de saber cuándo ha de encenderse pero que no lo es de apagarse por sí solo. Para lograr que el tiristor se apague, hay que reducir la corriente que circula por el circuito a cero, y para ello se necesita algún elemento externo como, por ejemplo una fuente o con la ayuda de un circuito que haga dicha corriente nula. A diferencia del inversor conmutado, el inversor autoconmutado utiliza como interruptor un dispositivo capaz de encenderse o apagarse por sí mismo sin necesidad de ningún otro circuito o elemento adicional. Los dispositivos más comunes son los IGBTs y los MOSFETs.

Este tipo de inversores tienen la característica de poder controlar libremente tanto la tensión como la forma de onda de la corriente en el lado de alterna (CA). Además puede ajustar el factor de potencia y suprimir los armónicos de corriente y es muy resistente a las distorsiones provocadas por la utilización del sistema. Actualmente este tipo de inversores son los más usados debido al gran desarrollo que ha tenido en los últimos años toda la parte de interruptores controlados y a su fiabilidad.

Los inversores autoconmutados pueden ser de tipo corriente o de tipo tensión. El de tipo tensión es un sistema en el cual el lado de CC es una fuente de tensión y la forma de onda de la tensión es de amplitud constante y ancho variable y puede ser obtenida en el lado de CA. Mientras que el tipo corriente es un sistema en el que en el lado de CC hay una fuente de corriente con forma de onda de la corriente de amplitud constante y ancho variable que puede ser obtenida en el lado de CA. En el caso de la generación de potencia fotovoltaica, la salida del lado de CC del módulo fotovoltaico es una fuente de tensión, por lo tanto el tipo de inversor utilizado es de tensión. El inversor de tipo tensión puede ser utilizado con fuente tanto de corriente como de tensión, si es visto desde el lado de CA únicamente cambiando el sistema de control del inversor. Cuando el control está seleccionado para utilizarlo como fuente de tensión, el valor de la tensión a la salida es usado como un valor de referencia y el control es efectuado para obtener la forma de onda de la tensión correspondiente al valor de referencia. Se utiliza el control mediante una PWM para controlar la forma de onda de la salida. Este sistema determina la frecuencia de conmutación o cambio, comparando la forma de la onda sinusoidal de la salida con la forma de onda triangular de alta frecuencia, que sigue a un tren de pulsos de amplitud constante y con diferente anchura.

Una de las mayores y más importantes ventajas de este sistema es que se puede obtener una onda con una menor cantidad de armónicos.

CONVERTIDORES DE FUENTE DE TENSIÓN

Los VSC's (Voltage Source Converter), Figura. 1.1, se pueden comportar como rectificadores (VSR.- rectificadores de fuente de tensión) o como inversores (VSI.- inversores de fuente de tensión) en función



del sentido que tenga la transferencia de energía, por tanto, se trata de una estructura completamente bidireccional. Cuando están conectados a la red eléctrica y funcionan como circuitos regenerativos reciben el nombre de rectificadores PWM, rectificadores activos, rectificadores boost, etc.

Esta estructura tiene numerosas ventajas frente a los rectificadores no controlados o controlados basados en diodos rectificadores o tiristores. Así, los rectificadores activos están ganando cada vez más interés para aplicaciones de distribución y transmisión de energía eléctrica, y de interfaz entre la red eléctrica y máquinas de corriente alterna de alta potencia, debido al aumento en los requerimientos de reducción de armónicos de la corriente de línea, alta eficiencia, posibilidad de regeneración, etc. Algunos de los inconvenientes de los rectificadores controlados o no controlados frente a los rectificadores activos son:

- Inyección de armónicos en las corrientes de la red, distorsión de las formas de onda de la tensión y otros efectos negativos que se inducen en equipos cercanos y en la red de distribución eléctrica.
- Factor de potencia reducido, lo que aumenta significativamente el rango de la potencia aparente y consecuentemente el consumo eléctrico y el coste.
- Uso de bobinas pesadas y grandes en el lado de la red eléctrica, y grandes condensadores en el lado DC, lo cual en ocasiones no está permitido por limitaciones de peso o coste.

Los rectificadores activos resuelven los problemas previamente comentados a través del uso de transistores (MOSFET's, IGBT's, IGCT's, etc.) excitados por un generador de PWM en sustitución de tiristores o diodos rectificadores. Éstos tienen como ventajas, menor rizado del bus-DC con condensadores

menores, control del flujo de potencias entre la red eléctrica y el convertidor, reducción de la distorsión armónica de la corriente de la red eléctrica, desplazamiento del factor potencia (DPF) controlable, etc. El control del flujo de la potencia activa permite realizar funciones de regeneración, y por otro lado el control del flujo de la potencia reactiva permite fijar el desplazamiento del factor de potencia y si es necesario, dependiendo de la aplicación del VSC, compensar potencia reactiva.

Debido a estas ventajas y al aumento en los requerimientos de reducción de armónicos de la corriente de línea, alta eficiencia, posibilidad de regeneración, etc., el uso de los rectificadores activos cada vez se está extendiendo más en aplicaciones de distribución y transmisión de energía eléctrica, de interfaz entre la red eléctrica y máquinas de corriente alterna de alta potencia, de interfaz entre la red eléctrica y sistemas de energía renovables, etc.

El VSC (Figura 1.4) trabaja como etapa interfaz con la red eléctrica, principalmente para obtener una baja distorsión armónica de la corriente AC (i_{red}) y un desplazamiento de fase controlable en la tensión de salida del convertidor con respecto a la tensión de red (v_{red}). Desde el punto de vista del balance de potencia, esto significa que el armónico fundamental de las potencias activa y reactiva debería ser controlado y los otros armónicos de las potencias activa y reactiva deberían ser cero. Además el VSC usado como rectificador activo trabaja también como etapa interfaz con la carga DC. Así, el VSC debe ser controlado para tener una componente DC controlable de la tensión del DC-bus, u_{DC} , y los otros armónicos cerca de cero, independientemente de que la carga DC sea lineal, no lineal, pasiva o activa.

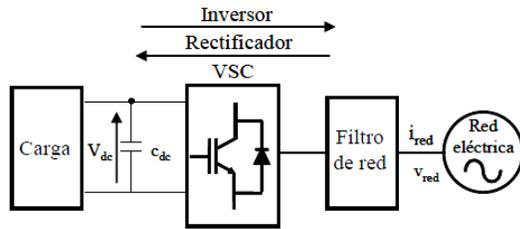


Figura 1.4. VSC usado como inversor o rectificador

La selección del filtro de línea es importante porque afecta al comportamiento dinámico del sistema, al coste de éste y a la calidad de la energía que se entrega a la red eléctrica. El objetivo es que con el menor coste posible se obtenga una determinada atenuación a la frecuencia de conmutación o a una frecuencia concreta en función de la normativa que se aplique. La opción más sencilla desde el punto de vista del montaje del convertidor y diseño del controlador es emplear un filtro L (Figura. 1.5), pero para obtener una corriente de línea sinusoidal a frecuencias de conmutación relativamente bajas, el coste es muy elevado. Por esta razón se propone el empleo de filtros LC o LCL, los cuales presentan muy altas atenuaciones para los armónicos debidos a la PWM, incluso para frecuencias de conmutación moderadas (por debajo aproximadamente de 2,5kHz), y con costes más bajos. Los criterios para diseñar los componentes del filtro se encuentran en diferentes normativas IEC, IEEE, etc [M.Lindgren., 98c].

La Figura. 3.5, representa un VSC conectado a la red eléctrica mediante un filtro L, mientras que la Figura. 3.6, muestra un circuito simplificado del esquema anterior, cuando el filtro de conexión a la red es un filtro L, donde:

- L y R son, respectivamente, la inductancia y resistencia de la bobina representada en la Figura. 1.6. En el caso de que exista un transformador en el acoplamiento, los parámetros L y R incluyen la resistencia y la

inductancia de cortocircuito del mismo. Del mismo modo, en estas impedancias se han de incluir la resistencia e inductancia interna de la red cuando ésta no pueda considerarse de potencia infinita.

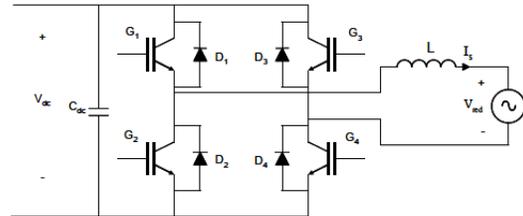


Figura 1.5. Inversor monofásico conectado a la red

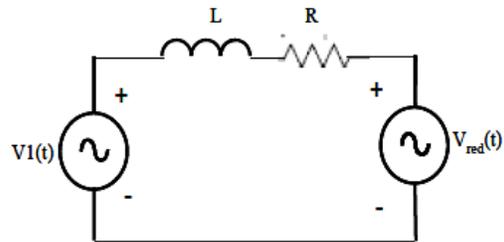


Figura 1.6. Circuito equivalente

La Figura. 1.7, representa el diagrama fasorial del circuito de la Figura. 1.6, sin incluir e incluyendo el efecto de R, respectivamente. El significado de los distintos parámetros es:

- V_{red} es el valor eficaz de la tensión de la red.
- V_1 con es el valor eficaz del primer armónico de la tensión de salida del VSC.
- I_1 es el valor eficaz del primer armónico de la corriente de salida del VSC.
- φ es el desfase entre la tensión de red y la corriente de salida del VSC.
- δ es el desfase entre V_1 con y V_{red}
- X_L es la inductancia de la bobina a la frecuencia de la red eléctrica.

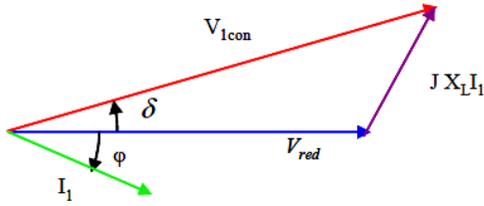


Figura 1.7. Diagrama fasorial del circuito despreciando el efecto de R

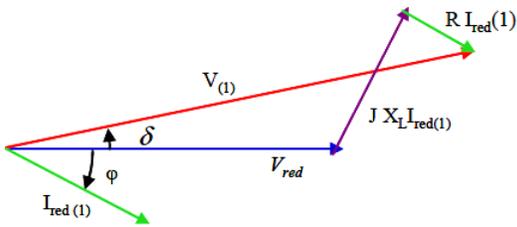


Figura 1.8. Diagrama fasorial incluyendo el efecto de R.

En ocasiones, por simplicidad se desprecia R, considerando únicamente la reactancia de conexión. No obstante, tal aproximación no supone una manera en la validez de los resultados que se obtengan, ya que típicamente la resistencia de los elementos de conexión es un orden de magnitud inferior a la de la reactancia de conexión.

Para los sentidos de las tensiones y corrientes representados en la Figura 1.7, en función del valor de la potencia activa en la red eléctrica, el VSC se comporta como se muestra en la Tabla 3.1. También es posible controlar la potencia reactiva de tal forma que el circuito se comporte como inductivo o como capacitivo, o incluso presente un $PF = 1$. Esta capacidad de control de las potencias activa y reactiva supone una ventaja muy importante de los VSC's respecto, por ejemplo, a los rectificadores no controlados.

| P(W) en la red | VSC | Red |
|----------------|-------------------------|-----------------|
| Positiva | Inversor | Absorbe energía |
| Negativa | Rectificador Controlado | Entrega energía |

Tabla 1.1. Modos de funcionamiento del VSC en función del sentido de la potencia en la red eléctrica.

Las potencias activa y reactiva en la red eléctrica, despreciando el efecto de la resistencia del filtro, toman los siguientes valores respectivamente [B.Lindgren, 98]:

$$\vec{S} = P + jQ = \frac{V_{red} \cdot V_{1con}}{X_L} \sin(\delta) + \frac{V_{red}}{X_L} (V_{1con} \cos(\delta) - V_{red}) \quad (1.1)$$

Donde S, P y Q son las potencias aparente, activa y reactiva de la red eléctrica, respectivamente. Si no se desprecia la caída de tensión en la resistencia de fase, entonces las potencias activa y reactiva toman el valor:

$$P = \left[-V_{red}^2 \frac{R}{Z^2} + V_{red} V_{1con} \left(\frac{X_L}{Z^2} \sin(\delta) + \frac{R}{Z^2} \cos(\delta) \right) \right] \quad (1.2)$$

$$Q = \left[-V_{red}^2 \frac{X_L}{Z^2} + V_{red} V_{1con} \left(\frac{X_L}{Z^2} \cos(\delta) + \frac{R}{Z^2} \sin(\delta) \right) \right] \quad (1.3)$$

Por otro lado, si en vez de conectar el VSC a la red eléctrica mediante un filtro L se conecta mediante un filtro LCL, entonces las expresiones de las potencias activa y reactiva, despreciando la caída de tensión en las resistencias del filtro,

$$P = V_{red} \frac{V_{1con} \sin(\delta)}{X_{L1} + X_{L2} + \frac{X_{L1} X_{L2}}{X_c}} \quad (1.4)$$

$$Q = V_{red} \frac{V_{1con} \cos(\delta) - V_{red} \left(1 - \frac{X_{L1}}{X_c}\right)}{X_{L1} + X_{L2} - \frac{X_{L1}X_{L2}}{X_c}} \quad (1.5)$$

Según la ecuación 1.2, la ecuación 1.3, la ecuación 1.4 y la ecuación 1.5, el control de las potencias activa y reactiva que intercambian el convertidor y la red eléctrica se puede realizar modificando el valor de V_{1con} y el valor de δ , pues el resto de los términos son constantes. El valor de V_{1con} varía con el índice de amplitud de las señales moduladoras del convertidor, y el ángulo δ se modifica actuando sobre la fase relativa de las señales moduladoras respecto a la fase de las señales de la red eléctrica.

Las potencias activas y reactivas en la red se muestran en la Figura 1.9. En esta Figura se representa P y Q para un convertidor con un filtro L en función de δ y variando la tensión de salida del convertidor entre $0 < V_{1con} < V_{dc}$.

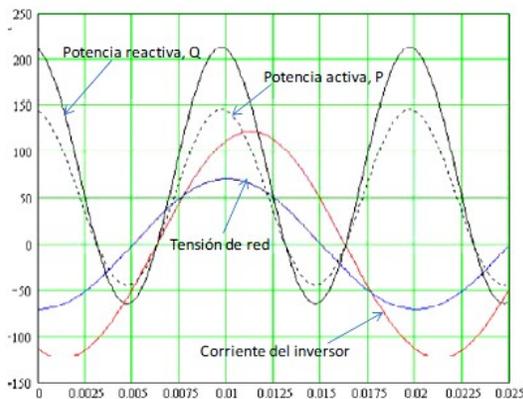


Figura 1.9. Potencia activa y reactiva para un convertidor con un filtro L en función de δ y variando la tensión de salida del convertidor

De la Figura 1.9, se puede deducir las siguientes conclusiones: $P > 0$ inversor, $P < 0$

rectificador, $Q > 0$ inductivo y $Q < 0$ capacitivo. Los modos de funcionamiento del VSC se pueden representar en los ejes dq , como muestra la Figura 1.10. En esta Figura se representa $v_{red} = jv_q$ e $i_{red} = id + jiq$. Si $id > 0$ el circuito presenta efecto inductivo en la red, mientras que si $id < 0$ el circuito presenta efecto capacitivo en la red. Por otro lado, si $iq > 0$ el convertidor funciona como inversor, mientras que si $iq < 0$ el convertidor funciona como rectificador.

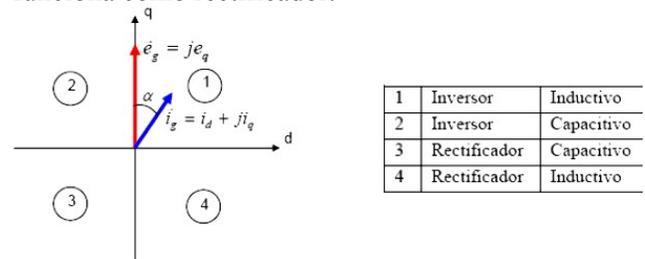


Figura 1.10. Modos de funcionamiento del VSC en los ejes dq .

CONTROL PWM DEL INVERSOR

En un inversor monofásico se obtienen las señales de control mediante la comparación de una señal sinusoidal que actúa como señal de referencia (V_{ref}) y una señal triangular, V_{tri} . La frecuencia de la señal de referencia determina la frecuencia de la tensión de la salida y la frecuencia de la señal de la triangular determina el número de pulsos.

Antes de proceder al desarrollo de las dos técnicas principales de conmutación PWM sinusoidal, se explican unos conceptos importantes para describir el modo de operación del control.

Existen dos índices de modulación que consideran las frecuencias y las amplitudes de la señal triangular y la de referencia.

Uno de ellos es el índice de modulación de amplitud (m_a) y se define de la siguiente manera:

$$m_a = \frac{V_{ref}}{V_{tri}}$$

(2)

Y muestra la relación entre la amplitud máxima de la onda triangular y la de la onda de referencia o de control.

El otro es el índice de modulación de frecuencia (mf) y su definición es la siguiente:

$$m_f = \frac{f_{tri}}{f_{ref}}$$

(3)

Al igual que en el caso del índice de modulación de amplitud, este indica la relación entre las frecuencias fundamentales de ambas señales.

A partir de ambos índices podemos controlar la tensión de salida del inversor tanto en magnitud como en frecuencia. Variando el valor de mf (por lo general, mediante la frecuencia de la onda triangular), variará con él el número de conmutaciones en cada semiciclo. De igual forma, si modificamos el valor de la amplitud de la señal triangular, estaremos variando el ancho de los pulsos.

Estos dos parámetros explicados son de gran importancia a la hora de controlar la calidad en cuanto al contenido de armónicos de la onda resultante a la salida del inversor.

El valor de mf, y por consiguiente de la frecuencia de conmutación de los interruptores del puente, puede estar limitado por las pérdidas de conmutación de los mismos. Hay que encontrar un valor óptimo, ya que un valor excesivamente reducido, puede suponer la aparición de componentes armónicas próximas al fundamental.

INVERSOR MONOFÁSICO CON CONTROL PWM Y SALIDA DE TENSIÓN

UNIPOLAR

En los inversores de modulación PWM, la salida del inversor no será una señal sinusoidal perfecta y contendrá componentes armónicas que pueden obtenerse realizando el desarrollo en serie de Fourier de la tensión de salida. Para poder obtener una señal de salida sinusoidal de la frecuencia deseada, con la modulación SPWM, se realiza la comparación de dos señales:

- Una señal de control V_{ref} de tipo sinusoidal de frecuencia igual a la frecuencia de la componente armónica fundamental que se desea obtener a la salida del inversor. La señal se utiliza para variar el ancho de pulso es decir el ciclo de trabajo.
- Una señal triangular V_{tri} de frecuencia superior a la sinusoidal y que es la que establecerá la frecuencia de conmutación de los semiconductores de potencia. La amplitud de la señal triangular es constante.
- En este tipo de control los interruptores de las ramas del puente completo no se disparan simultáneamente. Cada rama del puente es controlada por separado comparando una señal triangular, V_{tri} , con una señal de control, V_{ref} y su opuesta $-V_{ref}$ (Figura 1.11). Las señales V_{tri} y V_{ref} se muestran en la Figura 1.11.

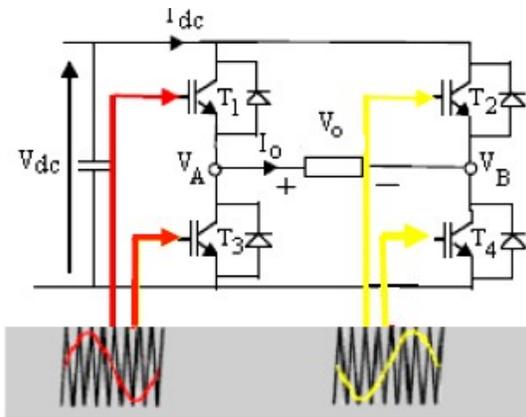


Figura 1.11. Inversor monofásico con PWM unipolar

Las formas de onda mostradas indican que hay cuatro combinaciones posibles de interruptores en estado de conducción. Las posibles combinaciones de interruptores en conducción y la tensión que se obtiene a la salida son:

- T1, T4 en ON $\Rightarrow V_A = V_{dc}$ y $V_B = 0 \Rightarrow V_o = +V_{dc}$
- T2, T3 en ON $\Rightarrow V_A = 0$ y $V_B = V_{dc} \Rightarrow V_o = -V_{dc}$
- T1, T2 en ON $\Rightarrow V_A = V_{dc}$ y $V_B = V_{dc} \Rightarrow V_o = 0$
- T3, T4 en ON $\Rightarrow V_A = 0$ y $V_B = 0 \Rightarrow V_o = 0$

En este tipo de control cuando los interruptores (IGBTs) conmutan, la tensión de la salida cambia entre $+V_{dc}$ y $-V_{dc}$. Tiene la ventaja de doblar la frecuencia de conmutación, donde las componentes armónicas aparecen como múltiplos del doble de la frecuencia de conmutación.

La forma de onda de V_o se muestra a continuación, Figura 3.12.

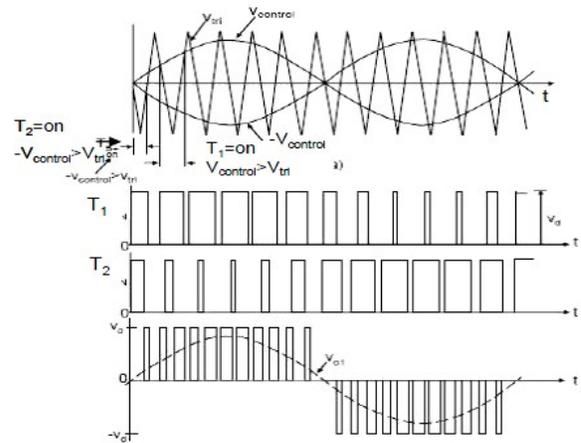


Figura 1.12. Modulación PWM Unipolar

EFICIENCIA DE LA CONVERSIÓN CC/CA

La eficiencia de la conversión CC/CA de un inversor es un parámetro indicativo de las pérdidas que introduce el equipo durante el proceso de conversión. Es función de su potencia de operación.

Un parámetro de especial interés es la eficiencia energética del inversor en un periodo más o menos largo de tiempo (de un año por ejemplo). Aquí van a influir de nuevo parámetros externos al inversor. En lo que respecta a la influencia de factores internos (parámetros característicos del inversor), se ha comprobado como tienen un peso relativo alto las pérdidas que podríamos denominar de autoconsumo del propio inversor, independientes de la potencia de operación, por ejemplo en el transformador de salida, dispositivos de seguridad, dispositivos de control, de regulación, etc.

Cabe destacar aún en este apartado, el comportamiento del inversor en el arranque y ante una sobrecarga. El inversor debe mantener sus equipos de potencia apagados, cuando la potencia disponible en el generador sea inferior a las pérdidas del propio inversor. En lo relativo a las posibles sobrecargas, que se dan cuando la potencia en CC supera la potencia máxima que puede manejar el

inversor, el inversor debe actuar de tal forma que desplace adecuadamente el punto de trabajo del generador.

FACTOR DE POTENCIA

El factor de potencia de un dispositivo es la medida como se consume o genera la potencia activa desde / o a la red eléctrica [Faraile, 93].

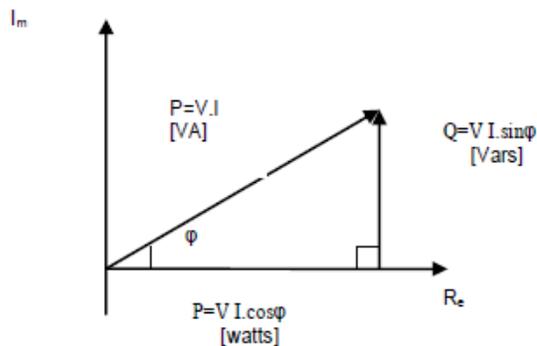


Figura 1.17. Potencia activa y reactiva

Esta sección explicará la teoría del factor de potencia y de su importancia para los suministradores y los consumidores de energía.

Cargas Lineales

Un dispositivo lineal consume una corriente sinusoidal pura desde la red eléctrica y a la misma frecuencia. Eso está determinado por la diferencia de fase expresada .

El esquema ilustra la potencia compleja, suministrada a un circuito lineal Figura 1.18.

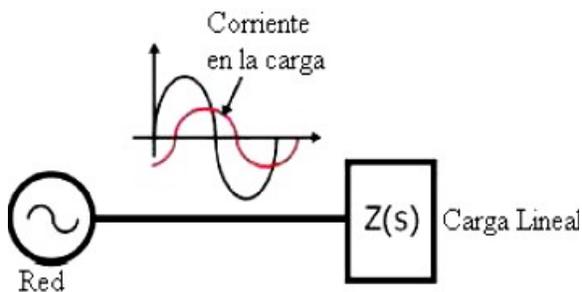


Figura 1.18. Corriente en una carga lineal

La potencia activa, es la responsable de todo el trabajo real o de transferencia de energía efectuada.

Cargas no Lineales

Son dispositivos que consumen una corriente de forma no sinusoidal, como ilustra la Figura 1.19, evidentemente hay presencia de componentes de frecuencias diferentes en la corriente de carga.

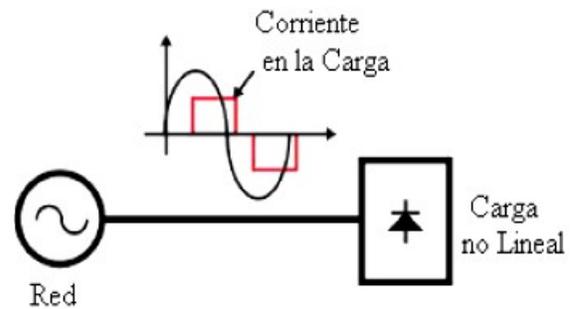


Figura 1.19. Corriente en una carga no lineal

$$PF = \frac{1}{\sqrt{1+THD_i^2}} \cdot DPF$$

PF: Factor de potencia

THD: Distorsión armónica total

DPF: Desplazamiento del factor de potencia

La distorsión armónica proporcional entre el fundamental de la corriente y la suma del resto de componentes armónicos se expresa como:

$$THD = \frac{\sqrt{I_s^2 - I_{s1}^2}}{I_{s1}} \quad (4)$$

Is: la corriente total y Is1 el fundamental de la corriente.

El desplazamiento del factor de potencia es igual a $\cos \phi$; ϕ es la diferencia de fase entre

el fundamental de la corriente y la tensión de la red eléctrica.

FACTOR DE POTENCIA Y SU IMPORTANCIA PRÁCTICA

El factor de potencia representa el coseno del ángulo que forman la tensión y la corriente de un circuito en régimen sinusoidal puro, también es el cociente entre la potencia activa y aparente de la red

$$\cos \varphi = \frac{P}{S} \quad (5)$$

Históricamente la introducción técnica de los diversos tipos de potencia: activa, reactiva, aparente y el factor de potencia se debe a las compañías eléctricas que tienen a su cargo la explotación de las centrales que necesitan transportar grandes cantidades de energías de un punto a otro. La eficacia con que se realice este transporte ejerce una acción directa sobre el coste de la energía eléctrica. Un usuario que aporta una carga que da origen a un rendimiento relativamente pobre a la red de transporte debe pagar un precio mayor por cada kWh de energía activa que realmente recibe y utiliza [Faraile, 93].

La potencia activa representa realmente la potencia media que se consume, mientras que la potencia reactiva representa una oscilación de energía entre el generador y el receptor, su función consiste en suministrar energía para los campos magnéticos y carga de condensadores.

CORRECCIÓN DEL FACTOR DE POTENCIA

Para mejorar el rendimiento de las instalaciones eléctricas y evitar el pago de cantidades suplementarias en las facturas, es

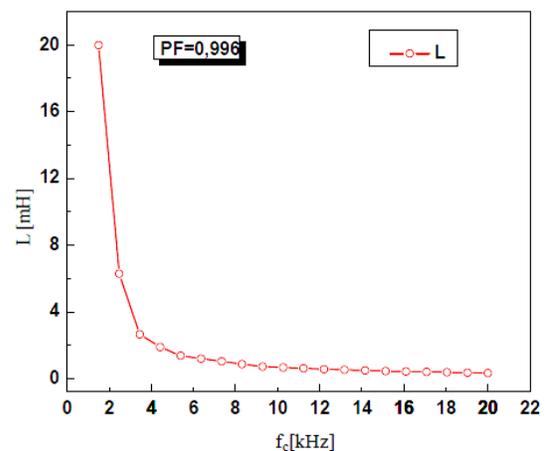
conveniente trabajar con factores de potencia elevados.

Normalmente los consumidores requieren energía reactiva de la red de tipo inductivo, ya que la mayor parte de la industria utiliza máquinas eléctricas que necesitan este tipo de energía para desarrollar los campos magnéticos que requieren su funcionamiento. El factor de potencia inductivo de estas cargas es inherente a las mismas. Para que la red vea un mejor factor de potencia, se puede modificar, utilizando receptores que consumen potencia reactiva de diferente signo a la de los motores, lo que se logra satisfactoriamente conectando condensadores en la instalación. Es decir generar un factor de potencia capacitivo.

Por definición este desfase se considera positivo cuando la corriente se retrasa respecto de la tensión para cargas inductivas. Y se considera negativo cuando la corriente se adelanta a la tensión para cargas capacitivas.

RELACIÓN ENTRE LA FRECUENCIA DE CONMUTACIÓN Y EL VALOR DE LA INDUCTANCIA PARA UN FILTRO L

En esta figura (Grafica 1), se muestra como la inductancia del filtro L varía en función de la frecuencia de conmutación (o del índice de modulación de frecuencia).



Grafica 1. Inductancia del filtro L en función de la frecuencia de conmutación $f_c L = f(f_c)$

Con este método se puede conseguir valores de las inductancias del orden de 0,327mH para una frecuencia de conmutación de 20kHz y de 8mH para una frecuencia de 2,2kHz.

III. DESARROLLO APLICADO A LA IMPLEMENTACION

Introducción al Esquema Unipolar SPWM.

En la técnica de conmutación SPWM la amplitud de la señal de salida se controla a través del índice de modulación M :

$$M = \frac{A_m}{A_p} \quad (6)$$

Donde A_m y A_p representan las amplitudes de las señales moduladoras y portadora respectivamente. Ahora, la frecuencia de salida f_o , se define por medio de la frecuencia la señal moduladora. De esta manera, las características del voltaje por fase se regulan modificando los parámetros (M , f_o). La estructura general del inversor monofásico se muestra en la Figura 2, donde se debe determinar el patrón de conmutación para los elementos (Q_1 , Q_2 , Q_3 , Q_4), con el objeto de producir un voltaje sinusoidal V_o a la salida del puente inversor a partir de un voltaje de alimentación V_{cd} constante.

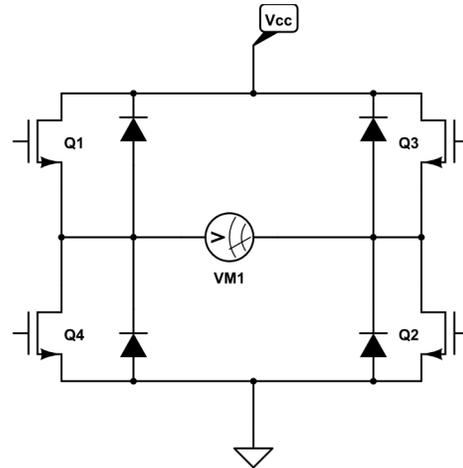


Figura 2. Esquema Puente de Mosfets.

En el esquema unipolar SPWM, el patrón de conmutación se genera al comparar una señal triangular V_{tri} (portadora) con una señal **sinusoidal** (moduladora) $V_{control}$ y su negativo $-V_{control}$. El orden de encendido apagado se presenta:

$$Q_1 \rightarrow V_{control} > V_{tri}$$

$$Q_4 \rightarrow V_{control} < V_{tri}$$

$$Q_2 \rightarrow -V_{control} < V_{tri}$$

$$Q_3 \rightarrow -V_{control} > V_{tri}$$

Implementación del Esquema SPWM.

Para la implementación del circuito generador de los pulsos SPWM, se dividió en cuatro etapas el diseño, las cuales serán detalladas a continuación:

- A. Generador de onda sinusoidal.
- B. Generador de onda triangular
- C. Comparador
- D. Generador de tiempo muerto

A. Generador de onda sinusoidal.

Para generar el patrón de conmutación fue necesario utilizar una onda sinusoidal (moduladora) que se implementó un transformador 1:10 y así convertir los 120v AC a 12v AC ya con este nivel de voltaje se implementó un amplificador operacional TL081 en configuración inversora con una ganancia variable que va desde 0 a 1 para generar la modulación y así tener el primer $V_{control}$ necesario para la comparación.

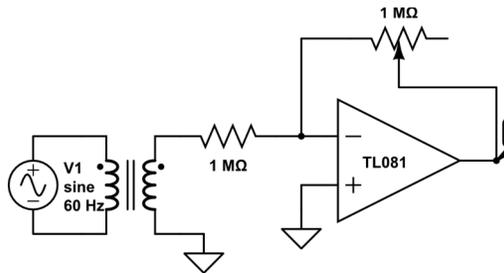


Figura 3 Amplificador inversor para modulación.

Seguido a este, al necesitar un $-V_{control}$ se dispuso un amplificador TL081 en configuración inversor para generar esta onda exactamente igual pero desfasada 180°.

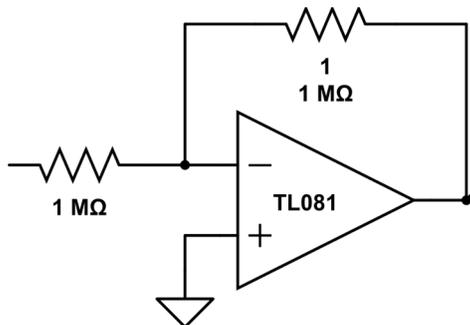


Figura 4 Amplificador inversor.

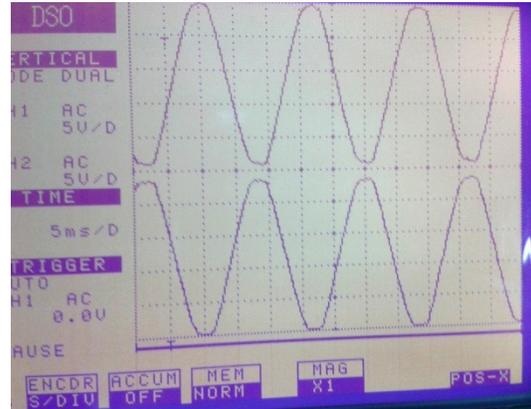


Figura 4.1 Señal senoidal de entrada y salida desfasada.

B. Generador de onda triangular.

La generación de la onda triangular (portadora) se llevó a cabo utilizando amplificadores operacionales TL082 con una configuración “Smith trigger” seguido con uno en configuración integradora la salida del circuito integrador es realimentada al “Smith trigger” para así generar el cambio de pendiente en el circuito. Esta señal tiene una frecuencia de 20KHz y puede ser variada mediante el ajuste de un potenciómetro para darle una resolución más grande a la señal.

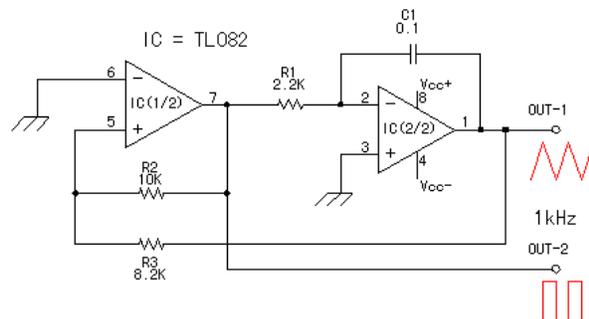


Figura 5 Generador de onda triangular.

En esta página se muestra un circuito oscilador de onda triangular construido con

amplificadores operacionales (TL082).

El primer operacional trabaja como circuito Schmitt, el otro como integrador. La salida del circuito Schmitt genera una onda cuadrada e ingresada al integrador. El integrador entrega una onda triangular.

Es necesaria una fuente de alimentación negativa y positiva. también R2 debe ser mayor a R3. Si R2 y R3 son de valores aproximados es mejor, pero R2 debe ser distinto a R3.

El oscilador puede calcularse con la siguiente f formula:

$$f = \frac{1}{4CR_1} \left(\frac{R_2}{R_3} \right) \quad (7)$$

Para el circuito de la figura la frecuencia es:

$$\begin{aligned} f &= (1/4CR_1) \times (R_2/R_3) \\ &= (1/(4 \times 100 \times 10^{-9} \times 250)) \times (10 \times 10^3 / 5 \times 10^3) \\ &= 20 \text{ KHz} \end{aligned}$$

Para generar la onda triangular de amplitud máxima se implementó un amplificador operacional en modo inversor con la ganancia necesaria, para que la amplitud de la onda triangular sea dos veces V_{cc} .

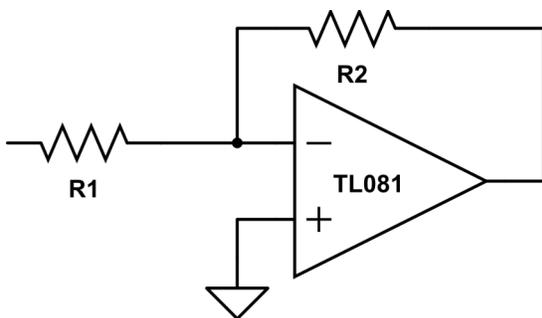


Figura 6 circuito inversor onda triangular.

En la figura 6.2 esta el circuito oscilador triangular con los valores de los resistores calculados implementado en Orcad.

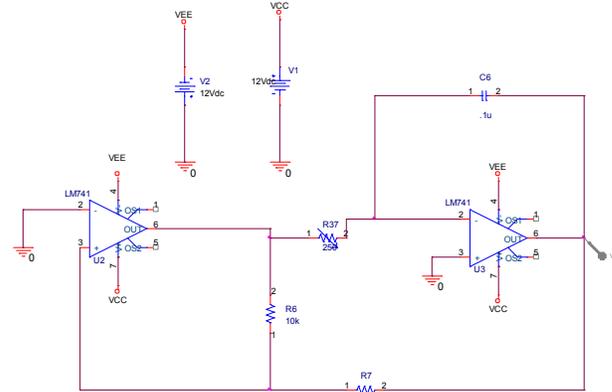


Figura 6.1. Oscilador triangular Orcad.

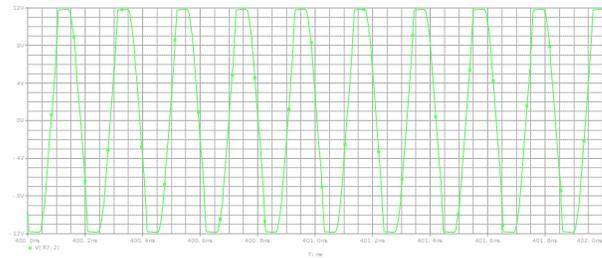


Figura 6.2 Simulación PSpice del oscilador triangular.

En la figura 6.3 se muestra la salida real de las dos formas de ondas triangulares, en un canal la generada con la configuración tiger y en el otro la amplificada con el inversor.

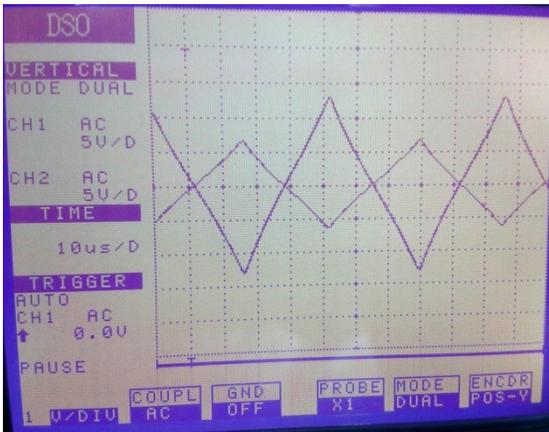


Figura 6.3 ondas triangulares en el osciloscopio

C. Circuito comparador.

Para generar los pulsos se compararon la onda sinusoidal con la onda triangular mediante dos amplificadores operacionales TL081, uno para la onda sinusoidal positiva y otra para la negativa.

haciendo dos comparaciones es más que suficiente para generar el control del circuito, una vez hecho esto, se puede continuar más adelante negando las mismas para generar el control del ciclo complementario.

En la figura 7.1 se aprecia las onda senoidal y la onda triangular antes de entrar al comparador.

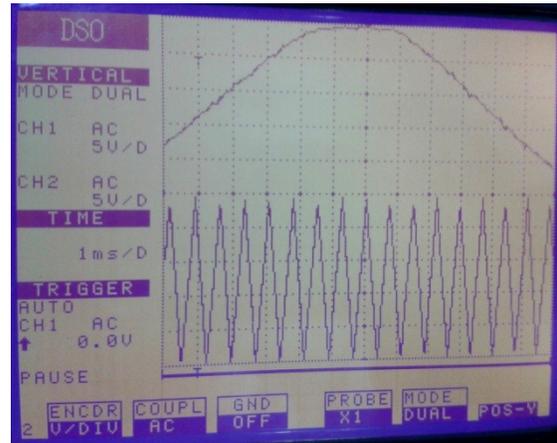


Figura 7.1 ondas reales a comparar

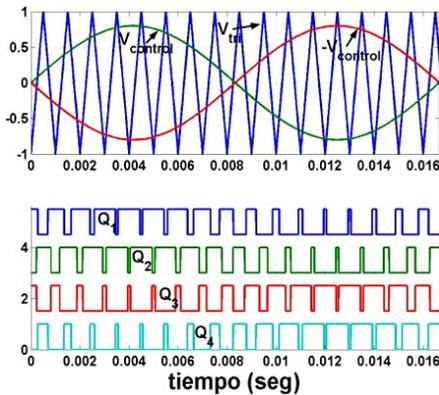


Figura 7 Ondas a comparar y resultado necesario.

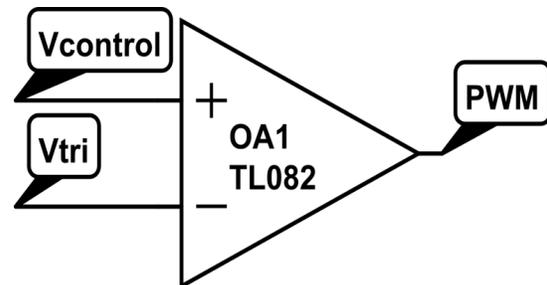


Figura 8 Comparación voltaje control positivo con la onda triangular.

Como se muestra en la Figura 7, los pulsos para Q_1 y Q_4 están desfasados 180° al igual que de Q_2 y Q_3 . Esto nos resulta que solo

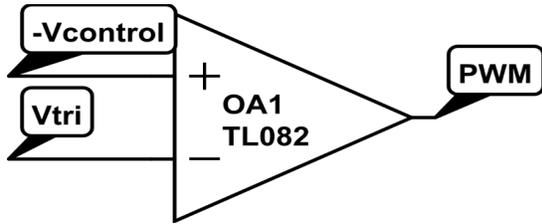


Figura 8.1 Comparación voltaje control negativo con la onda triangular.

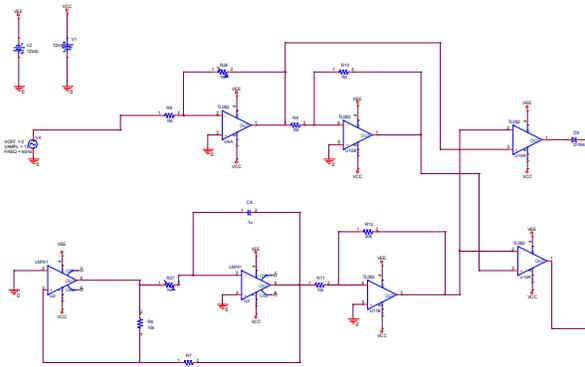


Figura 8.2 Circuito de control en orcad hasta los comparadores de las figuras 8 y 8.1.

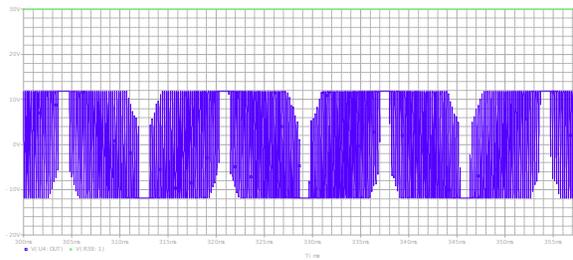


Figura 8.3. Onda SPWM simulada en PSpice.

Después de la comparación podemos apreciar la salida de los 2 PMW en la figura 9.



Figura 9. Ondas SPWM relaes.

D. Generador de tiempo muerto.

Por seguridad debe de existir un pequeño lapso de tiempo muerto entre la activación y desactivación de los interruptores de una misma rama. Esto se debe al tiempo de apagado correspondiente a cada interruptor y así debe compensarse este factor, para evitar un posible corto circuito en el circuito de potencia.

Para generar este tiempo muerto se hace uso de la región perdida de las compuertas lógicas y se implementa un circuito RC básico, que se puede controlar el tiempo en el que la compuerta alcanza los niveles lógicos necesarios para cambiar de estado.

En esta misma etapa se adquiere la señal complementario o desfasada 180° de cada comparación.

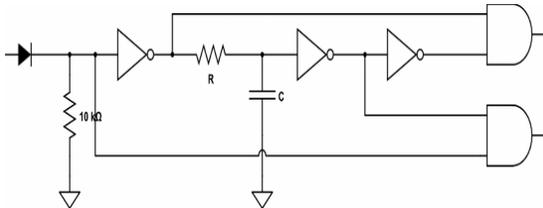


Figura 10 Circuito generador de tiempo muerto con doble salida.

Se puede evidenciar que necesitaremos dos circuitos por aparte uno para $V_{control}$ y otro para su complemento - $V_{control}$.

El tiempo muerto en esta etapa se calculó usando la constante de tiempo del circuito RC con lo que para dicho cálculo se usó la ecuación:

$$T_{Muerto} = R * C$$

En la figura 10.1 se muestra el tiempo muerto que existe entre la señal 1 y la señal 2.



Figura 10.1 Tiempo muerto del SPWM 1.

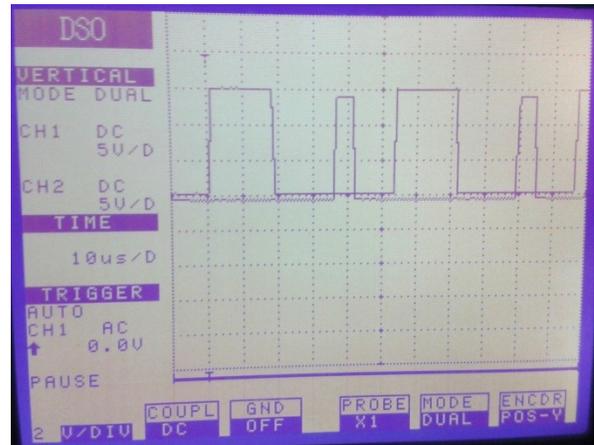


Figura 10.2 Figura 10.1 Tiempo muerto del SPWM 2.

IV. ETAPA DE ACOPLAMIENTO.

La etapa de acoplamiento mostrada en la Figura 11, se usó para aislar la etapa de control de la etapa de potencia. Este acoplamiento está basado en el uso de cuatro opto-acopladores 4N35, que portan la señal de conmutación para cada interruptor del puente inversor. El uso de los opto-acopladores implica el uso de fuentes independientes de las usadas en la etapa de control, así entonces, se usan 2 fuentes independientes, una para la etapa de control y una para la etapa de potencia disminuyendo así el daño en los componentes en caso de falla.

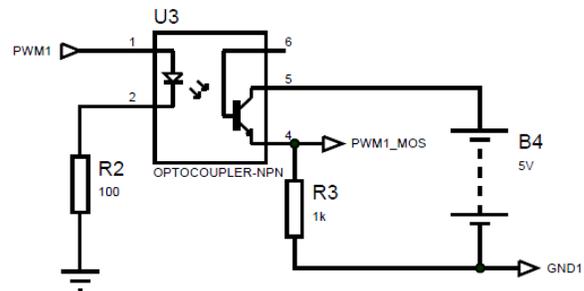


Figura 11. Configuración del optoacoplador.

V. CIRCUITO DE POTENCIA.

Ahora, a partir de una fuente de CD constante se debe generar un voltaje sinusoidal a partir de la conmutación de los 4 interruptores en el puente monofásico. Para ello se controlan MOSFET's de potencia ultrarrápidos los cuales tienen la capacidad de conmutado rápido a parte de soportar rangos de voltajes altos.

Una vez concluido el diseño del prototipo se procedió a su implementación, con esto se obtuvo un circuito en dos protoboard's separadas en una en la etapa de control y en otra la etapa de potencia con sus respectivos disipadores.

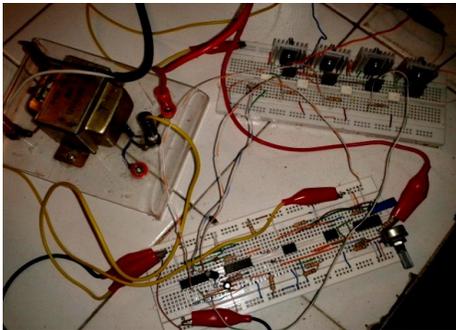


Figura 11 Montaje del circuito.

Después se continuó la prueba y se obtuvo que la onda producida es una onda alterna, pero no una salida sinusoidal muy limpia. En estas mediciones se utilizó un analizador de potencia "FLUKE 43B Power Quality Analyzer".

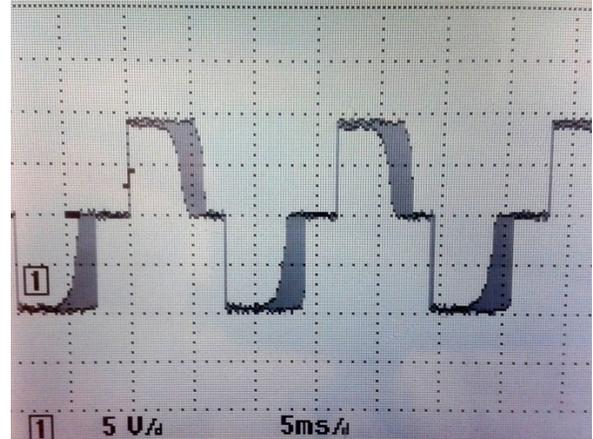


Figura 22 Forma de onda salida del circuito con la máxima salida posible.

Se observa que al hacer más grande el voltaje de salida, se asemeja más a una onda cuadrada ya que la onda triangular no es capaz de cubrir toda la amplitud de la onda sinusoidal.

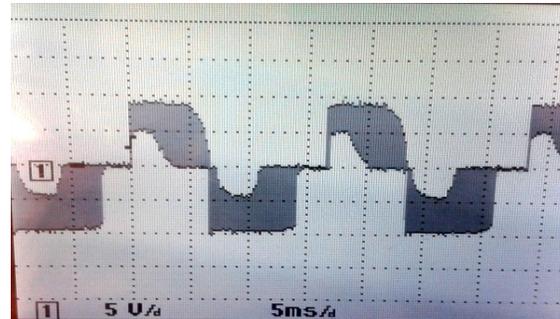


Figura 3.1 Forma de onda salida del circuito con una salida medida.

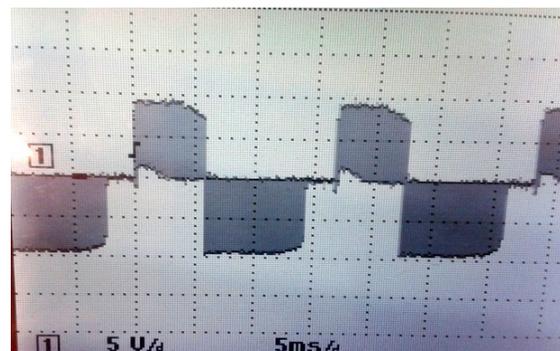


Figura 12.2 Forma de onda salida del circuito con la mínima salida posible.

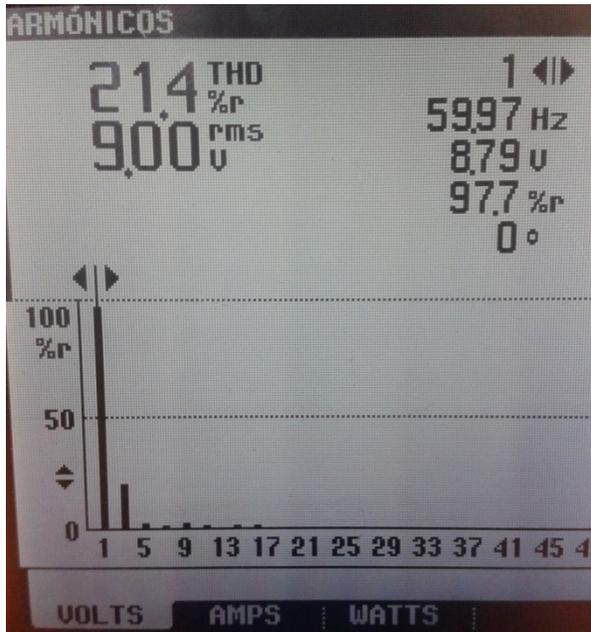


Figura 43. Medicion de THD, Armonicos, Frecuencia y voltaje RMS sin Filtro.

VI. FILTRADO DE LA SEÑAL DE SALIDA.

En el filtrado de la onda se implementó un inductor que mantenga la corriente constante en el periodo de tiempo que dura el ciclo de trabajo de la onda PWM, esto indica que el inductor debe funcionar a una frecuencia de 20KHz la cual es la frecuencia de la onda triangular establecida anteriormente.

Con la grafica 1. se puedo conseguir el valor de la inductancia de que es del orden de 0,327mH para una frecuencia de conmutación de 20kHz, experimentalmente se implemento una de 0,432mH.

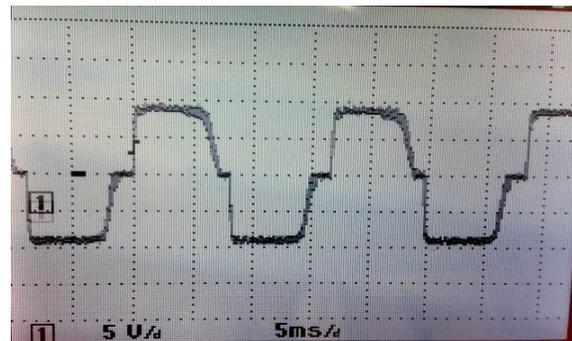


Figura 5 Forma de onda salida del circuito con la máxima salida posible después del filtrado.

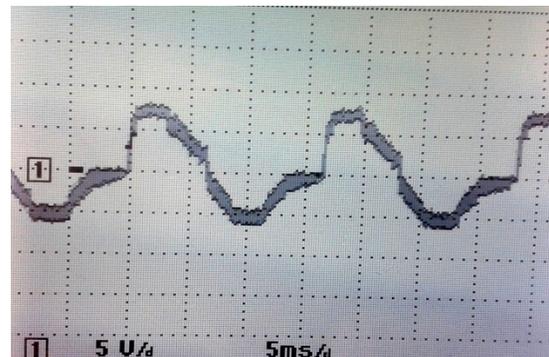


Figura 14.1 Forma de onda salida del circuito con una salida medida después del filtrado.

Como se observa se tiene una onda mucho más parecida a la onda sinusoidal que la obtenida sin el filtrado.

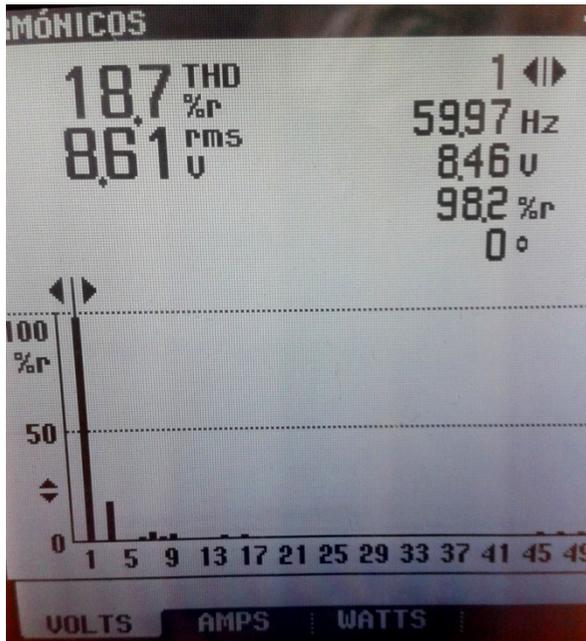


Figura 65 Medicion de THD, Armonicos, Frecuencia y voltaje RMS con Filtro Inductivo.

VII. CONCLUSIONES Y COMENTARIOS FINALES.

- Se observó que el filtrado de la señal de salida por medio de un inductor de ferrita en la carga resistiva nos ayuda a generar una onda más cercana a la onda sinusoidal requerida con un porcentaje de THD de 18% .
- Se obtuvo la correcta sincronización y disposición de los pulsos a las compuertas con un factor crítico a la hora de la implementación del sistema, ya que al no estar bien conectados pueden generar un cortocircuito o el mal funcionamiento del sistema.
- La generación del tiempo muerto es la etapa final de control en donde garantizamos un 30° de separación de las señales al comienzo y al final para así evitar que en los mosfet se genere un corto circuito. Este fue uno de nuestros principales obstáculos ya que hay que tener en cuenta la selección de las compuertas lógicas, la frecuencia de trabajo del capacitor y los valores de RC a nivel experimental, porque los cables y en si los conductores me generan una capacitancia que aumenta el tiempo muerto que al final se ve reflejado en la calidad y potencia de la señal.
- Al implementar un filtro capacitivo en serie con la carga, se mejoro la calidad visual de la onda sinusoidal pero se redujo muy el THD en comparación al porcentaje que mejoro solo con la inductancia.



- Con respecto al disparo de los mosfet no se pudo implementar el driver idóneo por cuestiones de que en esta ciudad no se encontraron, por medio de un transistor NPN con la configuración emisor común se logro el propósito.
- La mejor herramienta para analizar el señal final generada es el analizador de potencia FLUKE ya que me muestra realmente la señal con mejor calidad, y me mide parámetros que se deben tener en cuenta en la calidad de potencia.
- Con respecto a la etapa de control la mejor opción es la de analizar el circuito con un osciloscopio digital el cual tiene una memoria que almacena los datos con un tiempo estimado y me permite hacer pausas instantáneas todo esto se debe tener en cuenta por la velocidad de variación de SPWM .

U. Campos-Delgado, Member, IEEE.

[5] Herber Ramírez, J. J. 2006. Inversor elevador mono - etapa. Tesis Maestría. Ciencias con Especialidad en Ingeniería Electrónica. Departamento de Computación, Electrónica, Física e Innovación, Escuela de Ingeniería y Ciencias, Universidad de las Américas Puebla.

[6]http://www.xros.com.ar/a/electron/instru/oscil/osc_tria.htm

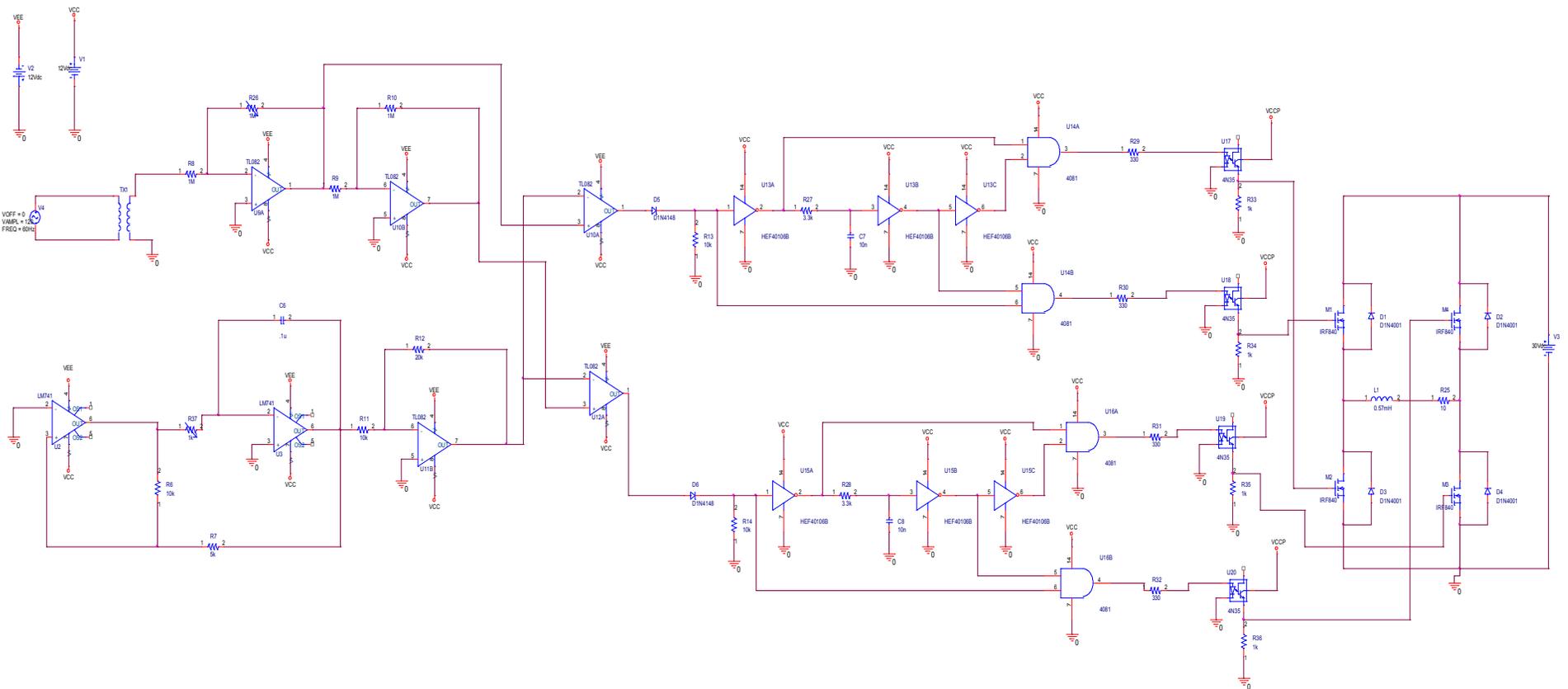
VIII. REFERENCIAS.

[1] Tesis doctoral Aplicación de la Rectificación Controlada de los Convertidores DC-DC de varios interruptores de Tanque Resonante Serie.
Alfonso Conesa Roca

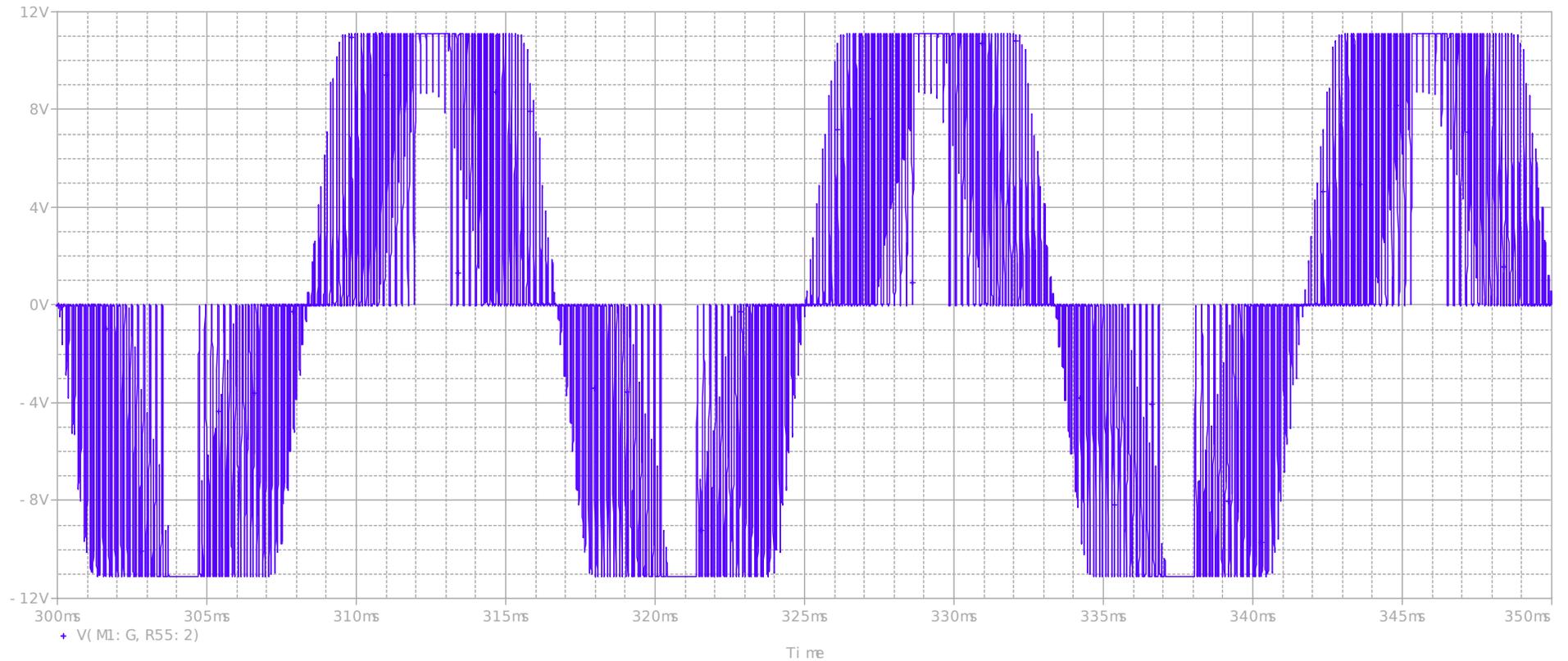
[2] IE – 0502 Proyecto Eléctrico.
Diseño y simulación de un inversor.
Esteban Barrantes Vásquez.
Ciudad Universitaria Rodrigo Facio.

[3] Inverter for the Solar Panel using an.
MC56F8023.
Designer Reference Manual.

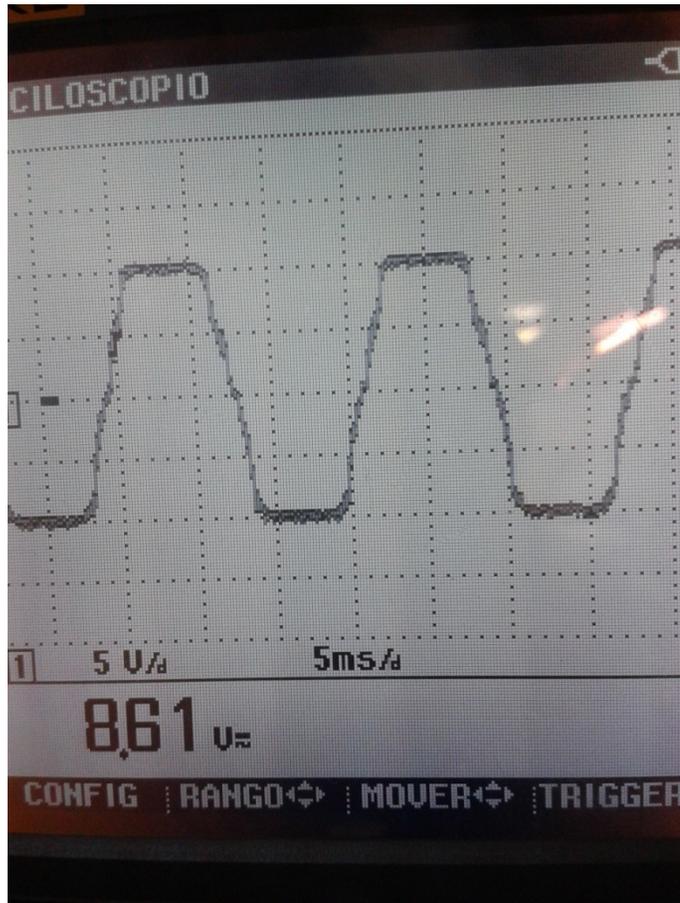
[4] Diseño Didáctico de Convertidores CD-CA. Inversor Monofásico.
Gabriel Luna Mejía, Gregorio Moctezuma Jiménez, Abraham Mendoza Delgado y Daniel



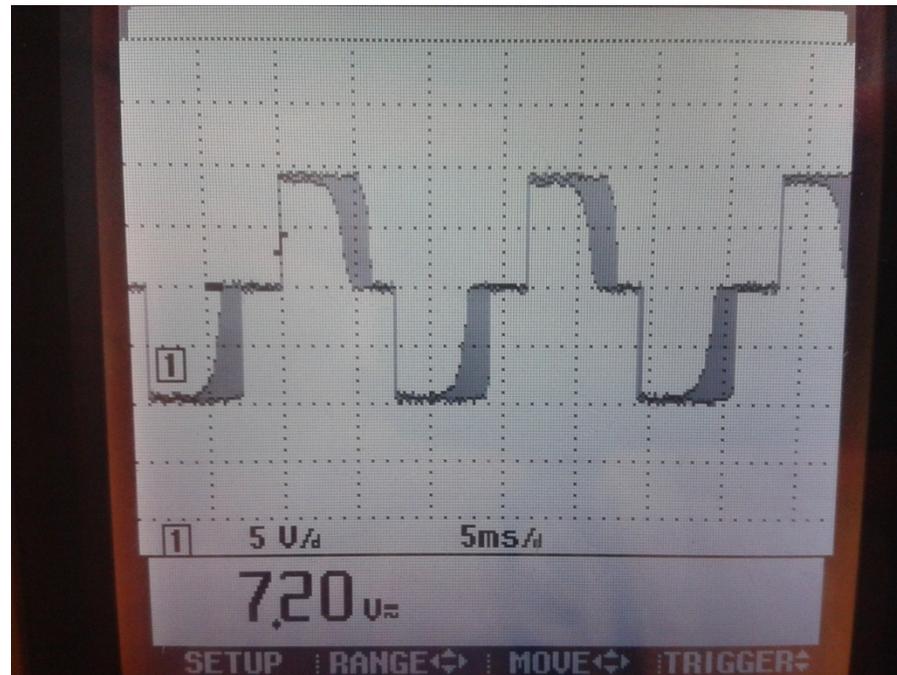
SIN FILTRO SIMULADA



FILTRO SIMULADO CALCULADO



FILTRADA REAL



SIN FILTRO REAL