



INSTITUTO TECNOLÓGICO DE ORIZABA

MAESTRÍA EN INGENIERÍA ELECTRÓNICA

DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE UN SISTEMA DE ALIMENTACIÓN DE CORRIENTE ALTERNA CON CORRECCIÓN DE FACTOR DE POTENCIA PARA CONTROLAR LA VELOCIDAD DE UN MOTOR DE INDUCCIÓN TRIFÁSICO.

LUGAR DE REALIZACIÓN

TECNOLÓGICO NACIONAL DE MEXICO CAMPUS ORIZABA/ DIVISIÓN DE ESTUDIOS DE POSGRADO E INVESTIGACIÓN/ LABORATORIO DE AUTOMATIZACIÓN Y CONTROL DE PROCESOS

PRESENTA

ING. OSCAR IVÁN SUÁREZ HERNÁNDEZ

ASESOR

DR. ALBINO MARTÍNEZ SIBAJA

COASESOR

M. I. JOSÉ PASTOR RODRÍGUEZ JARQUIN

FECHA DE PRESENTACIÓN

2018

Índice

INTRODUCCIÓN	4
PLANTEAMIENTO DEL PROBLEMA.....	4
HIPÓTESIS.....	6
METODOLOGÍA.....	6
OBJETIVO GENERAL.....	8
Objetivos específicos.....	8
Alcances y limitaciones.....	8
Descripción del documento.....	8
CAPITULO I.....	9
JUSTIFICACIÓN	9
ESTADO DEL ARTE.....	10
ESTADO DEL CAMPO.....	26
CAPITULO 2.....	28
MARCO TEORICO	28
2.1 Factor de potencia.....	28
2.1.1 Distorsión armónica.....	30
2.2 Cargas no lineales.....	30
2.2.1.- Distorsión armónica total.....	31
2.3.-Motores eléctricos.....	31
2.3.1.-Motores de CA.....	31
2.3.2.-Motores de CD.....	32
2.4.- Control de velocidad en motores eléctricos.....	32
2.4.1.-Velocidad en un motor de CD.....	32
2.4.2.-Velocidad de un motor de CA.....	33
2.5.- Métodos de modulación por ancho de pulso.....	35
2.5.1 Modulación por ancho de pulso.....	35
2.5.2 PWM programado.....	35
2.6 Convertidores conmutado CD-CD.....	36
2.6.7 Convertidor FULL BRIDGE.....	36
2.7 Inversor trifásico.....	38

CAPITULO 3	39
DESARROLLO TEORICO Y SIMULACIONES	39
Características del motor de inducción trifásico.....	39
Elección del convertidor CD-CD elevador de voltaje	40
Corrección del factor de potencia	42
Puente trifásico.....	44
Diseño de puente trifásico.....	44
Modulación por ancho de pulso.....	47
Generación de señales SPWM en microcontrolador.....	48
Medición de velocidad.....	49
CAPITULO 4	50
Desarrollo experimental.....	50
Desarrollo de software.....	50
Integración parcial.....	52
Velocidad del motor	54
Interface	55
Pruebas experimentales y resultados.....	56
Análisis de prototipo	58
CONCLUSIONES	60
Trabajos a futuro	61
BIBLIOGRAFÍA.....	62

INTRODUCCIÓN

En la actualidad los sistemas electrónicos y componentes en general han ido evolucionando y dejando atrás una serie de dispositivos semiconductores que al transcurrir el tiempo estos se han quedado obsoletos o poco eficientes en comparación con los que se fabrican hoy en día conocidos como semiconductores de nueva generación o simplemente semiconductores de respuesta rápida.

De lo anterior, en la gama de semiconductores de conmutación se encuentran como primera instancia los transistores, estos semiconductores han tenido y siguen teniendo gran auge en cuanto a aplicaciones de amplificadores de señal, pero no son de gran ayuda en ciertas aplicaciones en cuanto a inversores se trata por su baja eficiencia de conmutación. Cuando los MOSFET's se dieron a conocer, muchos de los sistemas elaborados con transistores puros fueron sustituidos por el MOSFET aumentando la eficiencia de estos sistemas, por ejemplo equipos de audio.

El empleo de el MOSFET en el área de electrónica de potencia, requiere que la conmutación sea lo más rápida posible, esto para tratar de obtener una señal de voltaje que en comparación con una señal de corriente con el empleo de una carga no lineal, como en el caso de un motor eléctrico, estas señales estén en fase después de efectuar un tratamiento mediante un sistema con corrección de factor de potencia.

PLANTEAMIENTO DEL PROBLEMA.

En una red local de distribución de suministro eléctrico, por ejemplo, en una colonia, es probable que la señal eléctrica contenga ruido. La presencia de ruido eléctrico es a causa de múltiples aparatos o dispositivos conectados que contienen un circuito de conmutación para su funcionamiento que a su vez son clasificados como cargas no lineales.

La tecnología actual con la que cuentan los dispositivos eléctricos, por ejemplo: laptops, computadoras, pantallas planas, o cualquiera de ellos que requiera un voltaje menor al que

nos proporciona la red eléctrica de CFE (Comisión Federal de Electricidad), contienen convertidores conmutados e inyectan señales de ruido eléctrico a la red de distribución, conocidas como armónicas y las cuales están acompañadas de un bajo factor de potencia eléctrica que CFE penaliza fuertemente a las industrias.

Un dispositivo eléctrico con un bajo factor de potencia eléctrica, por ejemplo $\phi=0.6$, significa que el 60% de la energía eléctrica demandada se está aprovechando en trabajo útil, mientras que el 40% restante está siendo desperdiciado en forma de calor.

Para poder solucionar este problema se plantea un estudio de diseño e implementación de un convertidor conmutado que contenga un corrector de factor de potencia eléctrica y pueda ser utilizado en un motor de inducción trifásico para elevar el factor de potencia y se aproveche de manera eficiente la demanda de energía eléctrica.

El desarrollo de este sistema tendrá un impacto social al contribuir con el uso eficiente de la energía eléctrica reflejando un ahorro económico y en el sector industrial promoviendo la utilización de sistemas híbridos en automóviles para que estos utilicen y aprovechen la energía eléctrica de manera eficiente para suprimir la dependencia con algún combustible.

HIPÓTESIS.

Es posible eficientizar el consumo de potencia eléctrica de un motor de inducción trifásico para ser usado en un vehículo eléctrico empleando un ciclo convertidor trifásico con corrección de factor de potencia.

METODOLOGÍA.

Dentro de la metodología, se plantea un listado de actividades específicas para cumplir satisfactoriamente con los objetivos programados.

Para ilustrar el proceso metodológico, se ilustran en el diagrama1 de manera general las etapas principales que contendrá el sistema de alimentación trifásico.



Diagrama 1 etapas del proyecto.

1. Realizar los cálculos pertinentes para el desarrollo de un convertidor CD-CD conmutado, mismos que se utilizarán de base para el diseño del convertidor conmutado.
2. Diseñar e implementar un convertidor conmutado CD-CD, esta es la primera etapa del sistema de alimentación donde se pretende corregir el factor de potencia.
3. Las pruebas para este convertidor se realizarán con cargas puramente resistivas utilizando focos incandescentes y se determinará la eficiencia de dicho convertidor, así mismo para realizar pruebas con un motor DC.
4. Medir la eficiencia del convertidor para realizar ajustes.

5. Una vez terminada la primera etapa, se procederá a diseñar y fabricar un inversor CD-CA a tres fases, debido a que se utilizará un motor trifásico.
6. Se realizarán programas delimitados que obedezcan a la generación de tres ondas sinusoidales con un desfase de 120° entre ellas.
7. Determinar cuál estrategia de control es el mejor en base a los resultados obtenidos.
8. Diseñar e implementar un ciclo convertidor, es en esencia un variador de frecuencia, en esta etapa se buscará cerrar el lazo de control para poder controlar la velocidad del motor trifásico, también se realizarán pruebas en cuanto a la implementación de estrategias de control.
9. Pruebas lazo abierto y lazo cerrado del sistema de alimentación trifásico.
10. Análisis de los resultados para realizar ajustes finales.

OBJETIVO GENERAL.

Diseñar y construir un inversor CD/CA con corrección del factor de potencia para alimentar y controlar la velocidad de un motor trifásico.

Objetivos específicos.

- Diseñar e implementar un convertidor CD/CD conmutado con corrección del factor de potencia.
- Diseñar e implementar un inversor trifásico.
- Diseñar e implementar un ciclo convertidor trifásico.
- Publicar un artículo.

CAPITULO I.

JUSTIFICACIÓN

La presente investigación se enfoca en el estudio de la corrección del factor de potencia para ser implementado en un motor trifásico.

Si una carga capacitiva-inductiva, capacitiva-inductiva-resistiva, aprovechara el consumo total de la energía eléctrica suministrada, se evitaría la pérdida de energía disipada en forma de calor, tal es el caso en un motor eléctrico de inducción. En un motor eléctrico, en general, los armónicos no son absorbidos para transformarlos en energía mecánica debido a la naturaleza de la armadura de motor, sino que es absorbido y liberado en forma de calor. Por tal motivo, llevar a cabo una reingeniería para rediseñar un sistema de alimentación con corrección de factor de potencia ayuda a mejorar el aprovechamiento de la energía eléctrica, transformando la mayor cantidad de energía eléctrica posible en energía mecánica, aumentando la eficiencia, pero limitándonos a lo que dice la placa de datos del motor y disminuyendo pérdidas energéticas en forma calorífica por los armónicos.

Una posible aplicación puede ser que, la sociedad mexicana desee convertir su vehículo a combustión por un vehículo eléctrico, disminuyendo así la emisión de contaminantes.

Los posibles beneficios son para las compañías industriales que podrán reducir el factor de potencia disminuyendo costos por pago a CFE, el medio ambiente por la reducción de emisión de contaminantes de CO₂ en caso de que se utilicen autos vehículos eléctricos y la sociedad en general ya que al reducirse la emisión de gases se reducirán las contingencias ambientales por la contaminación del aire por ejemplo en la ciudad de México.

ESTADO DEL ARTE.

A lo largo de este estudio, se da a conocer el avance, recomendaciones y conclusiones en torno al aprovechamiento de la potencia en dispositivos eléctricos, esto con ayuda de referencia de artículos publicados, en la mayoría por miembros de la IEEE.

Dentro de la literatura, se encuentran artículos que proponen y dan a conocer estudios acerca el aprovechamiento y eficiencia del consumo de la energía eléctrica.

En [1] se propone un estudio para la corrección del factor de potencia en balastos utilizados en sistemas de alumbrado público, cabe mencionar, que este sistema evita el uso de un puente rectificador (figura1) [1].

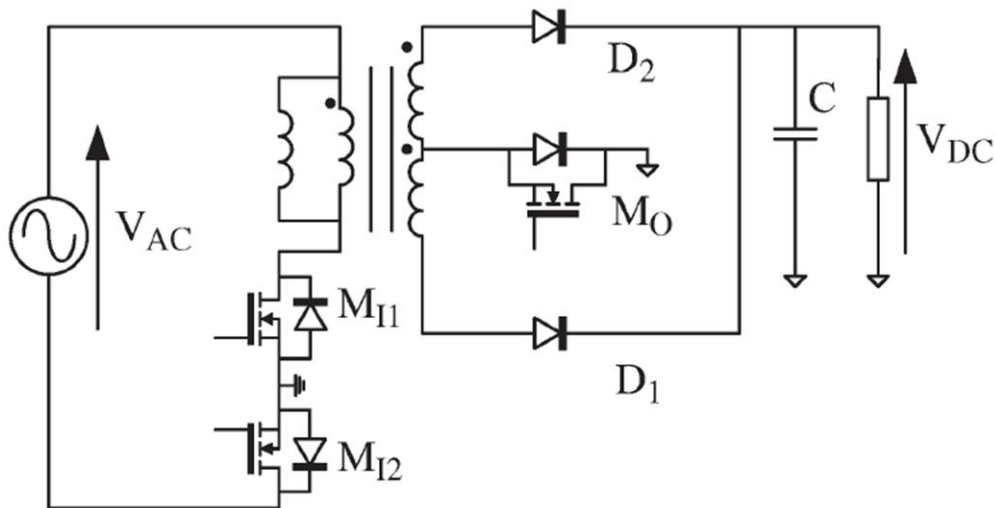


Figura 1. Convertidor conmutado para rectificación de voltaje en corriente alterna sin la utilización de un puente de diodos.

Se realiza una comparación y acuerdo al diseño propuesto por los investigadores contra el diseño convencional mostrado en la figura 2, hubo una mejoría en eficiencia de alrededor del 0.9 para $230V_{rms}$ 50Hz y de 1.1% para $115 V_{rms}$ 60Hz.

Para trabajos a futuro se concluye en que se realizará un estudio y análisis exhaustivo acerca del modo de operación bidireccional.

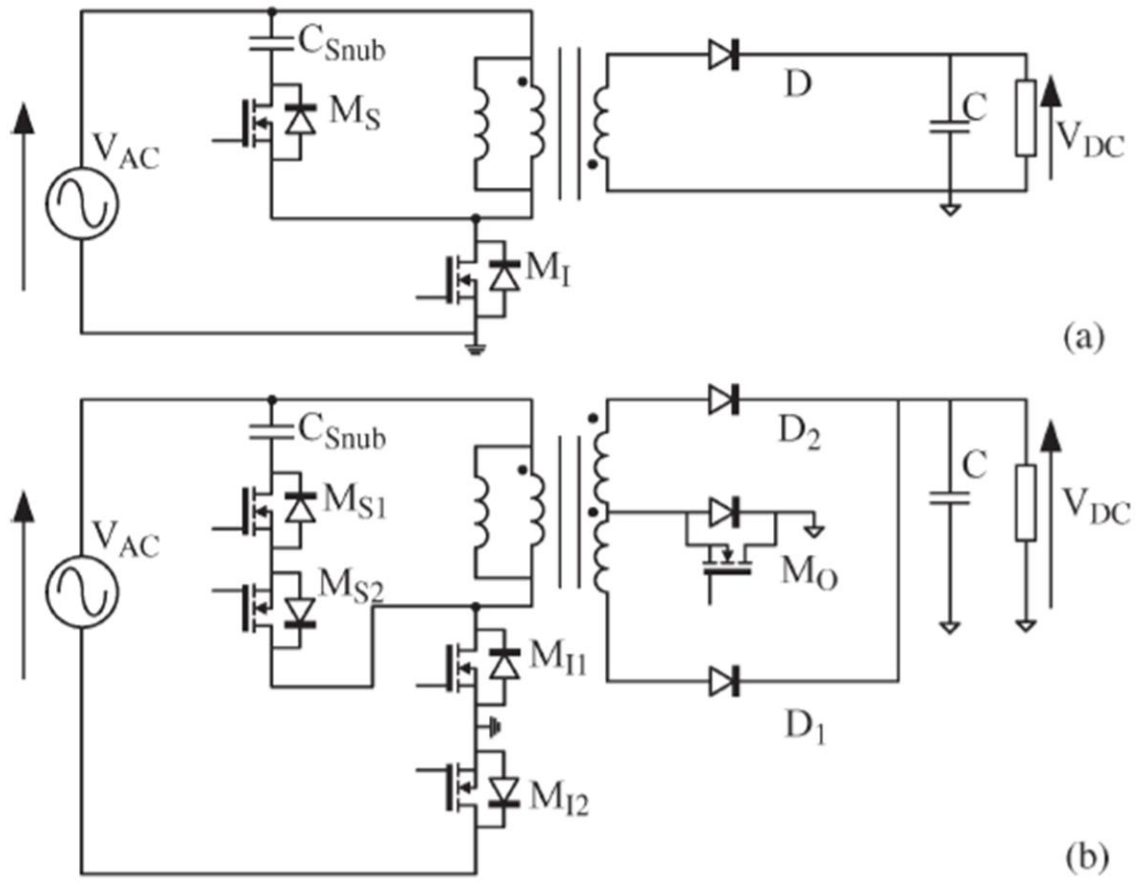


Figura 2. a) diseño convencional b) diseño propuesto.

En [2] se incluye un circuito de abrazadera activa (clamp) para recuperar energía en la inductancia de fuga y además recuperar energía residual en el campo magnético de la bobina secundaria del transformador al final de cada ciclo (Figura 3).

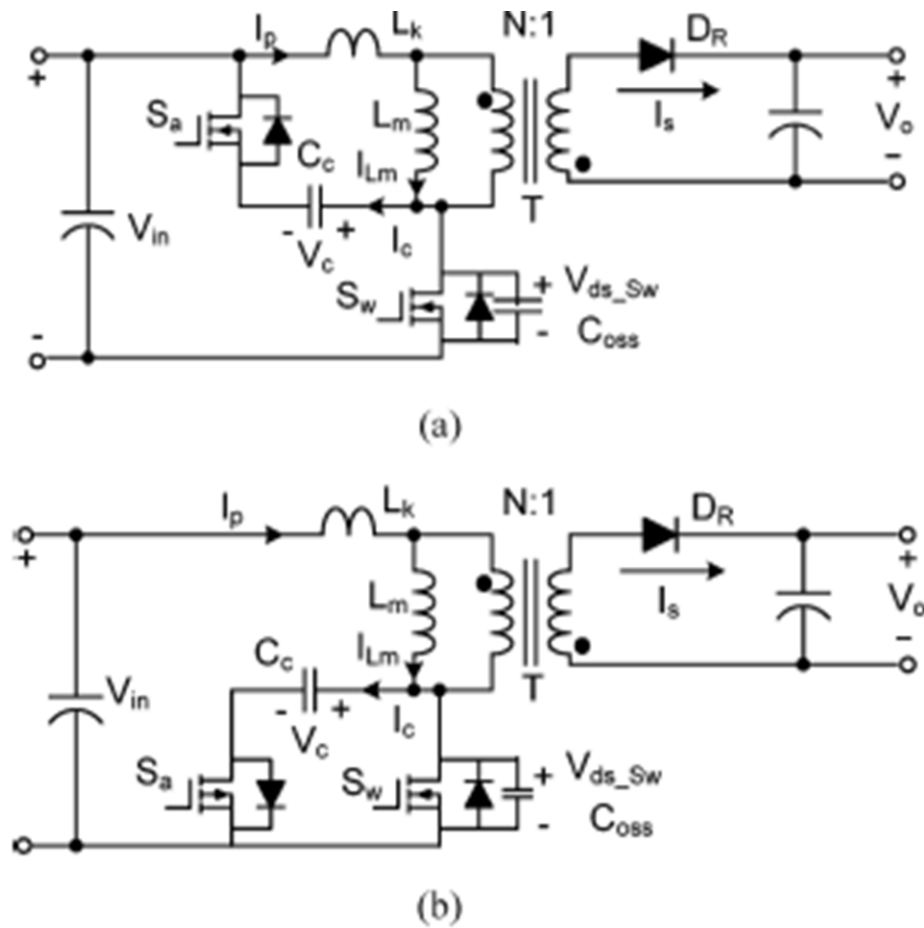


Figura 3. Topología de un convertidor flyback a) abrazadera (clamp) activa tipo N, b) abrazadera tipo P.

La figura 4 muestra que el valor de la bobina, denominada como $L_k = 1.5\mu\text{H}$ influye en la eficiencia del convertidor aun cuando este tenga un voltaje de entrada por encima de 90V_{ac} a diferencia del valor propuesto de $L_k=4.5$ donde a medida que el voltaje de entrada aumenta disminuyendo su eficiencia.

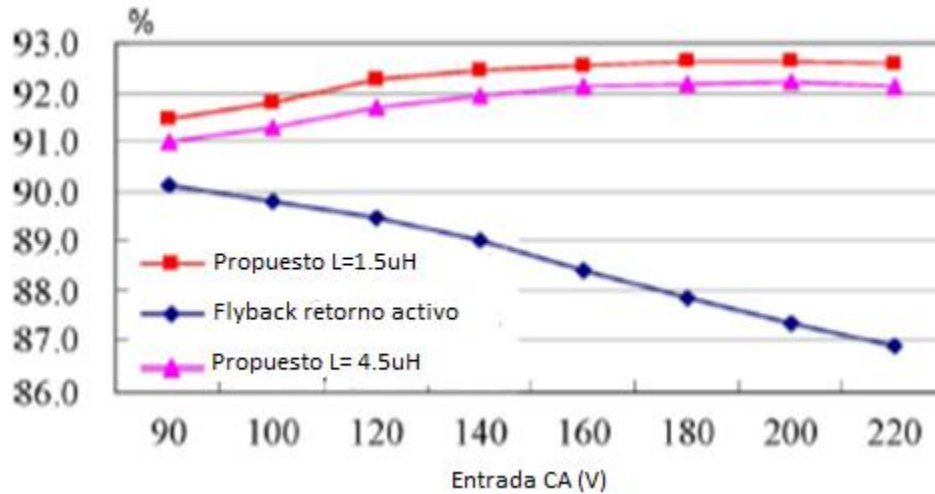


Figura 4 Eficiencia del convertidor flyback con valor L diferente.

En [3] se tiene una aplicación en un sistema fotovoltaico, en él se propone un circuito de amortiguamiento que limita la tensión en drenaje-fuente del MOSFET durante el proceso de apagado, permitiendo así el uso de MOSFET a bajo voltaje.

La figura 5 se muestra un circuito general de un micro inversor para aplicaciones donde exista el uso de un sistema fotovoltaico, en donde hay 4 bloques identificados el primero de ellos es el capacitor de desacoplamiento este mantiene un voltaje constante suministrado por el panel, el segundo, es el convertidor flyback el tercero, es un puente de 4 MOSFETS que realizan la conmutación sincronizada en consecuencia esa señal eléctrica obtenida por la conmutación de los MOSFET pasa a través de un filtro LC y obtener como resultado una señal sinusoidal a 60Hz.

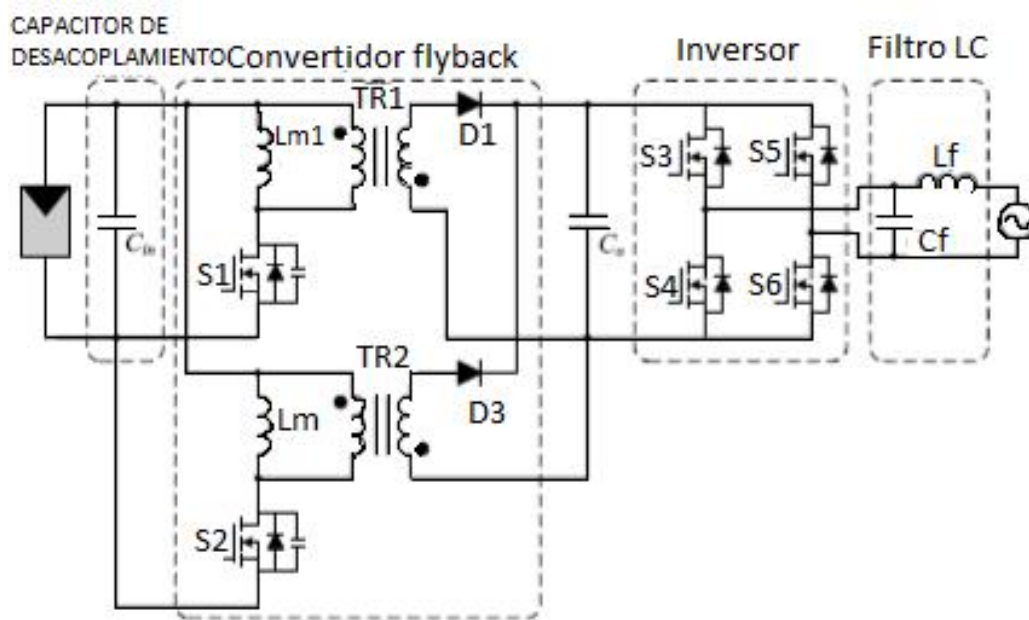


Figura 5. Flyback con un micro inversor para aplicaciones en sistemas fotovoltaicos.

Se concluye en que el estudio realizado para un nuevo circuito de amortiguamiento para una operación híbrida de modos de conducción del micro-inversor flyback requiere de un mínimo número de componentes y sus resultados experimentales demostraron una eficiencia del 95.8% con una potencia de 250W.

En [4] una nueva arquitectura de corrección de factor de potencia adecuado para operación a alta frecuencia, la frecuencia de conmutación de esta oscila entra 3 a-30 MHz, promete una eficiencia del 92% con un factor de potencia alrededor de 0.89 manteniendo un buen rendimiento según los autores.

Los autores de [4], basaron sus resultados en una conexión de red eléctrica de $120V_{ac}$ con una salida de $35 V_{dc}$ y una potencia de 30W, asegurando que esta arquitectura trabaja en potencias medianas y bajas.

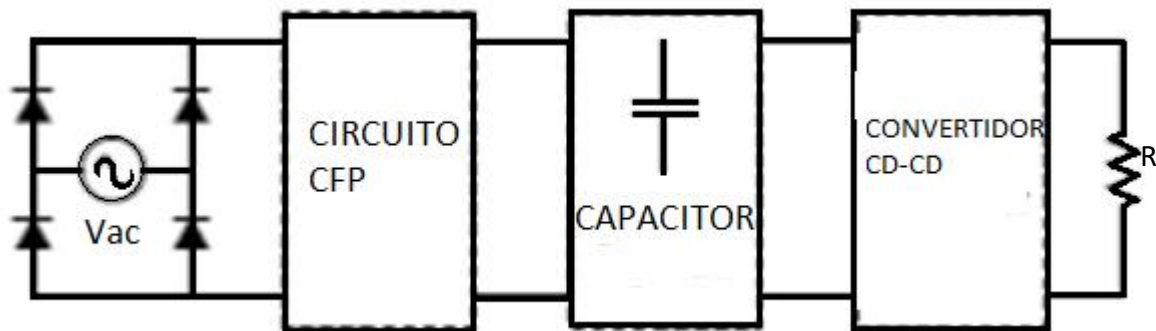


Figura 6. Diagrama de bloques de las diferentes etapas para la corrección del factor de potencia.

La figura 6 muestra las etapas de un convertidor con corrección de factor de potencia general, cada bloque en su diseño puede ser diferente, según los autores del este artículo en cuestión, es posible cambiar los capacitores electrolíticos por otros de valores pequeños.

Lo destacable en [4], según los autores es que el factor de potencia no es lo suficientemente alto o cercano a la unidad como en otros casos, ellos defienden su investigación en la miniaturización de su prototipo, aseguran que su diseño es 10 veces más pequeño que un diseño ordinario.

En [5] fue implementado un convertidor flyback SR de alta eficiencia, en conjunto de un convertidor con corrección de factor de potencia, los cuales fueron aplicados a unas luminarias LED's con fin de mostrar el rendimiento de dicho convertidor.

El circuito propuesto consta de un detector de cruce por cero, según los autores, esto es utilizado con el propósito de reducir las pérdidas por conmutación aumentando su eficiencia.

Los autores concluyen en que es muy fácil de implementar y que es adecuado para aplicaciones industriales.

En [6] nos ofrece un circuito de corrección activa de factor de potencia con detección de corriente cero y libre de resistencia. Se menciona que un inductor del circuito es controlado por la detección de corriente cero y que existe una mejora del 9% con el empleo de detección de corriente cero

En [7] el diseño e implementación en tiempo real de un convertidor BOOST con corrección de factor de potencia, en se expone que se realizaron experimentos a través del uso del software MATLAB arrojando resultados satisfactorios en cuanto a rendimiento así como también simulaciones utilizando Bench en dSPACE 1104.

Los autores concluyen que los resultados experimentales demostraron que el controlador propuesto mejora el rendimiento del convertidor bajo diferentes variaciones de los parámetros y que la distorsión armónica total de entrada en corriente fue medida satisfaciendo el estándar internacional con un valor menor al 5% así mismo el factor de potencia medido fue de 0.993, agregan que el sistema es estable referente a voltaje durante los cambios de carga.

En [8] se propone una célula Boost que opera en modo de conducción discontinuo y en conjunto con una topología flyback de entrada dual para hacer la conversión de CD-CD.

Se concluye que se ha propuesto un convertidor con corrección del factor de potencia y que a causa de un módulo de corrección del factor de potencia operando en modo discontinuo el factor de potencia aumenta.

Para el modulo convertidor flyback de entrada dual, las perdidas por conmutación es reducida significativamente. El análisis teórico, diseño de ecuaciones y resultados experimentales son expuestos en el artículo.

En [9] se implementa un convertidor de conmutación bidireccional, esto significa que existe un conmutador en la entrada y la salida del transformador.

En [10] se desarrolló una estrategia de control variable en tiempo y se concluye que en base a los resultados, el factor de potencia y la distorsión armónica total del convertidor flyback con corrección de factor de potencia y con control en tiempo son mejores que aquellos que solo contienen constante de tiempo tradicional en convertidor flyback

En [11] se presenta un convertidor flyback tipo forward en conjunto con una topología step up de 12v a 220v con una conmutación de 100KHz, donde se presentaron y probaron dos prototipos, uno de 500w y otro de 1KW para verificar la eficiencia del sistema propuesto.

En [12] se propone un convertidor flyback multifase para la corrección activa del factor de potencia como una alternativa viable frente a un único convertidor flyback convencional. De igual manera, se presentan las ventajas que se obtienen al utilizar un convertidor multifase frente a un único convertidor para la corrección activa del factor de potencia. También, se presentan los resultados en simulación así como las ventajas en cuanto a distorsión armónica que se pueden obtener al utilizar un convertidor flyback multifase frente un único convertidor flyback.

Basan sus resultados obtenidos por las simulaciones, determinan que es factible realizar físicamente los convertidores y obtener resultados favorables que ayuden a justificar el uso de convertidores flyback multifase para el caso de demanda de potencias variables de 0 a 400W y esperar mejoras en el rendimiento.

En [13] se tiene un convertidor CD-CD que usa un puente de diodos completos para obtener una alta corrección de factor de potencia sin el uso de algún circuito, que corrija el factor de potencia.

Los resultados fueron previstos para un convertidor CA-CD con una potencia de 400w, una frecuencia de conmutación de 50kHz. El convertidor propuesto tiene un factor de potencia de 0.995 con una eficiencia máxima de 95.1%.

En [14] se utiliza el método de modulación por ancho de pulso para el control repetitivo multipulso. Los resultados experimentales muestran que, con un diseño multipulso RC, la distorsión armónica total puede ser muy baja.

Por otra parte, en el artículo llamado PWM adaptativo para un inversor de tres fases y cuatro conmutadores [15] presenta una estrategia de control por modulación de ancho de pulso (PWM) para un inversor de 3 fases. Contiene una estrategia adaptativa de modulación por ancho de pulso para controlar 4 conmutadores (MOSFET) que forman parte del inversor de tres fases para y mejorar el rendimiento y simplificar el algoritmo.

En conclusión, utilizar PWM tiene como limitante una baja frecuencia de trabajo.

Los resultados demostraron la viabilidad y factibilidad de la estrategia propuesta.

Un Convertidor de tres fases [16] utiliza una estrategia de control directa de potencia, dando como ventaja una respuesta dinámica en conjunto a un rendimiento en estado estacionario

Con una técnica de control para inyección de corriente a una [17] se puede corregir el factor de corrección de potencia.

En [18] la implementación de la reducción de armónicos con un método para una sola fase en un convertidor DC-AC sin un filtro de salida, sugiere un estudio de técnica de modulación de una onda sinusoidal con una baja distorsión armónica utilizando un convertidor buck-boost. En sus resultados experimentales demostraron reducir drásticamente la distorsión total armónica al 5% que está en los límites, recordando que no hay filtro de salida.

La figura 7 muestra el circuito de la topología Buck-Boost con puente de MOSFET sin capacitor a la salida, en la imagen se muestra que el convertidor está conectado a una fuente dc inductiva.

En comparación con [19] se presenta un rectificador con corrección del factor de potencia con reducción en pérdidas de conducción. El voltaje de salida es menor al voltaje de entrada, en la figura 7 se muestra un diagrama de un convertidor CUK convencional.

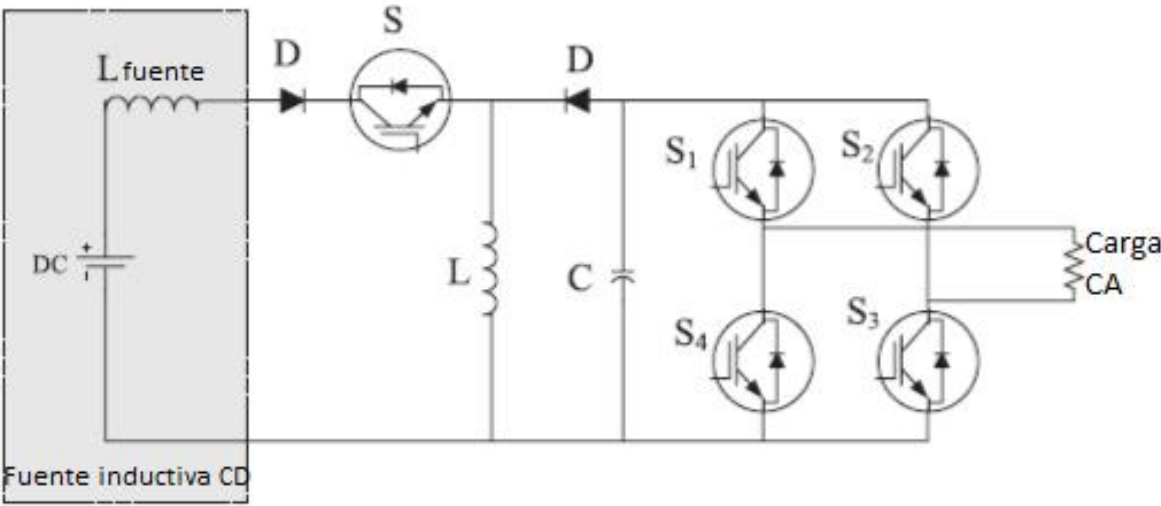


Figura 7. Topología Buck-Boost con puente de MOSFETS sin capacitor a la salida.

El convertidor CUK opera en modo de conducción discontinuo en consecuencia el circuito de control se simplifica y no requiere lazo de corriente.

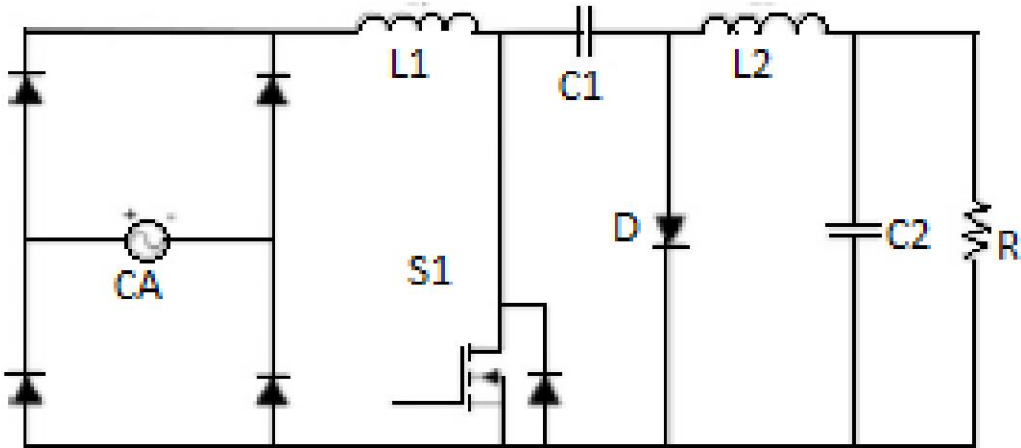


Figura 8. Convertidor CUK convencional.

En la figura 9 se muestra el diseño del convertidor CUK el cual en su entrada colocan 2 bobinas para estabilidad eléctrica utilizando 2 diodos convencionales y dos diodos dentro de la arquitectura del MOSFET.

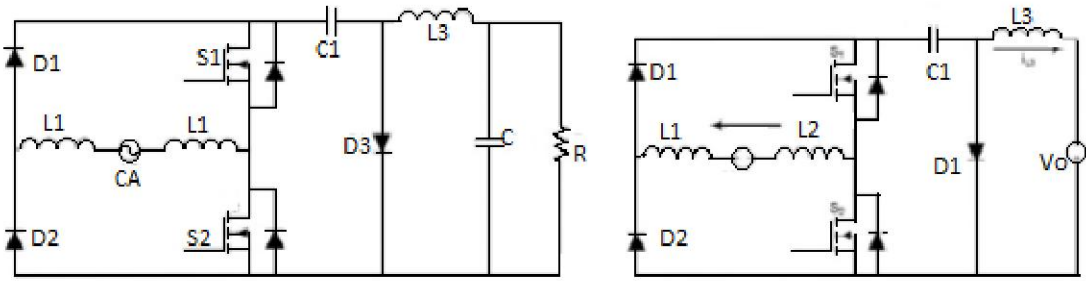


Figura 9. Convertidores KUK propuesto.

Los resultados obtenidos dan una mejoría de del 1% con respecto al convertidor CUK convencional, la figura 10 muestra el resultado obtenido de la señal de voltaje de salida.

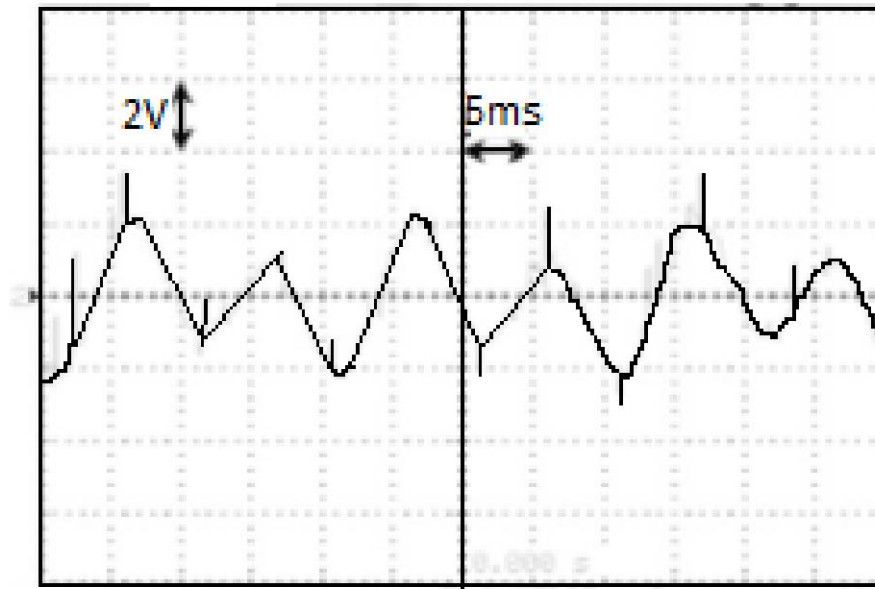


Figura 10 Salida de voltaje con un rizo de 150 VCD

La figura 11 muestra el resultado obtenido de las señales de voltaje y corriente de entrada, se aprecia que ambas señales están prácticamente en fase.

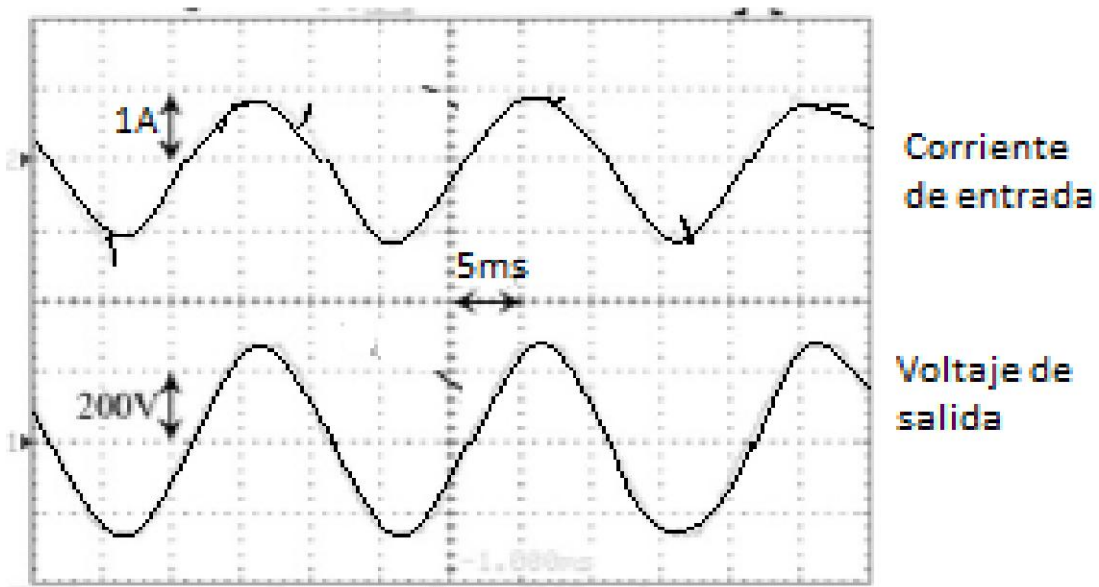


Figura 11 resultado experimental de voltaje y corriente.

Como resultado expuesto en el artículo se puede concluir que la entrada de voltaje y corriente están en fase y un factor de potencia de 0.99 y una distorsión total armónica de 0.14.

Hasta el momento este artículo muestra resultados muy convincentes acerca del tema de la distorsión total armónica y de corrección factor de potencia, limitando la potencia a 150W.

En contraste con[20] donde se expone un estudio acerca de la corrección del factor de potencia basado en un convertidor flyback con puente completo. El estudio presenta un análisis teórico del convertidor en conducción en modo continuo y los resultados experimentales están basado en un prototipo de 3 KW.

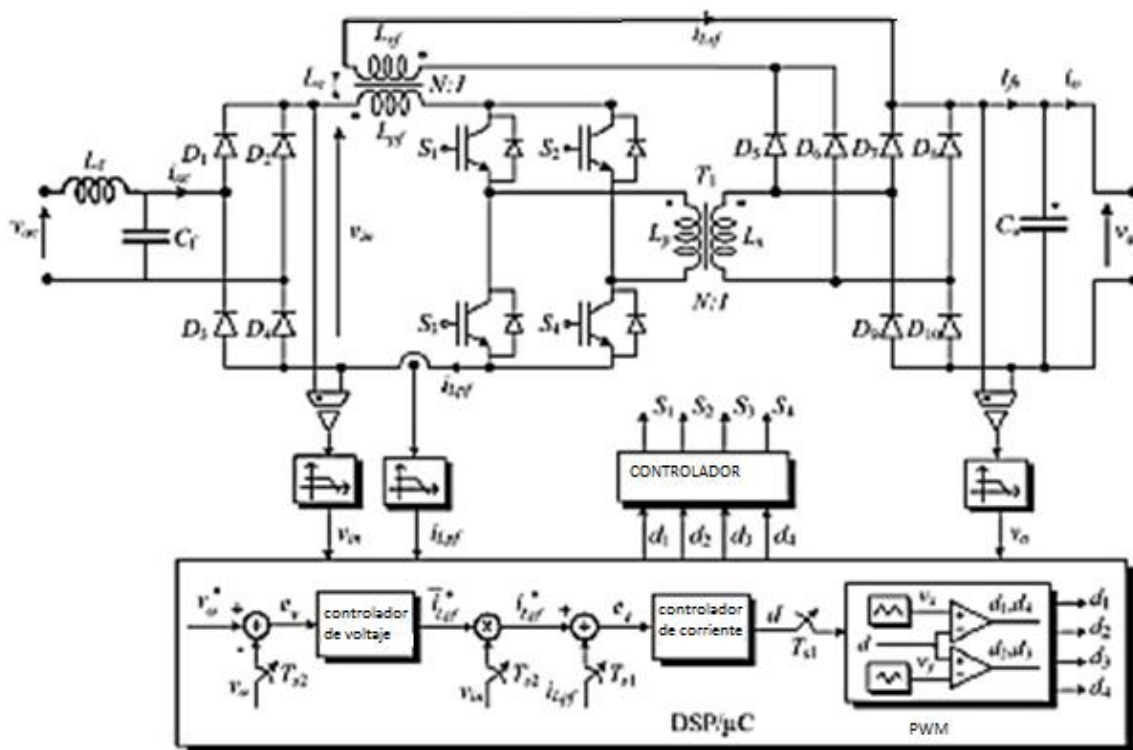


Figura 12. Diagrama del convertidor propuesto.

En la figura 12 se muestra el diagrama del circuito propuesto en donde se realizaron las pruebas concluyentes del análisis y resultado fueron que el convertidor con aislamiento de corriente satisface las especificaciones propuestas que son alta factor de potencia, aislamiento galvánico, operación de componentes magnéticos a altas frecuencias, adicionalmente la modulación la estrategia de control son simples.

La información es este artículo pueden ser requeridos de mi parte ya que sus resultados están basados en una potencia considerable que puedo usar en un motor trifásico.

En [21] se presenta el diseño y análisis de un circuito para evaluación de circuito para capacitores en alta potencia para un inversor de tres fase.

Los análisis teóricos simulaciones y resultados respaldan la eficacia del nuevo circuito de evaluación.

En [22] se presenta un modelo de control predictivo de corriente con compensación de tiempo para un inversor de tres fases. El problema a resolver es el atraso que un sistema puede sufrir afectando su funcionamiento por deterioro.

En [23] presenta un convertidor de tres fases CA-CA con alta frecuencia.

El comportamiento del convertidor es mostrado analíticamente y a detalle, la eficacia de la topología de potencia propuesta se verificó por medio de simulaciones junto con los resultados experimentales.

Mientras tanto, en [24] provee el análisis y cálculo de risis de corriente y voltaje para un inversor de 3 fases con carga desbalanceada.

De acuerdo con [25], se expone un inversor de tres fases con cancelación selectiva de ruido de voltaje utilizando SVPWM aleatorio, esto es para eliminar el ruido a una frecuencia establecida de la tensión de red en la cometida de tres fases.

El método propuesto es capaz de crear un vacío en el espectro de la tensión de línea a una frecuencia fuera del rango audible humano. Por lo tanto, a diferencia de las técnicas

convencionales PWM, los períodos de conmutación se determinan en función de la posición del vector rotativo usado como referencia.

La simulación y resultados experimentales crean un vacío en la frecuencia seleccionada.

En [26] se desarrolla un modelo eficiente de control predictivo para un inversor de 3 fases y filtro LC a la salida. El uso de inversores requiere que exista un filtro LC a la salida del sistema para obtener voltajes con forma de onda sinusoidal, esto ayuda a tener una baja distorsión armónica. Las simulaciones se han realizado para demostrar que el algoritmo propuesto regula las tensiones de salida del inversor sujeto a restricciones en el filtro de corriente y el ciclo de trabajo.

Por otro lado en [27] se menciona que los convertidores con punto neutro son ampliamente utilizados en la industria para la conversión de energía de mediana y alta tensión y por tal motivo los autores proponen una nueva estrategia predictiva para control de corriente. Lo importante a señalar, es que en comparación con un método de control establecido, la estrategia presenta un notable rendimiento. El método propuesto alcanza una frecuencia menor de conmutación por semiconductores y un comportamiento similar de transitorio.

Cabe mencionar que la principal ventaja del método propuesto es que no es requerido algún tipo de controlador lineal o técnica de modulación.

Ahora bien las señales de entrada para un inversor en general requiere de filtros, es por ello que en [28] se presenta el análisis para encontrar, a partir de algunas restricciones y criterios técnicos-prácticos, una expresión matemática útil, que permite calcular el "Filtro C" para el caso del rectificador monofásico de onda completa, tipo Puente, que garantice una tensión media de corriente directa a la entrada del inversor trifásico, en versiones de Variadores de Velocidad para motores de pequeña potencia, aunque también dicha expresión podría usarse en otras aplicaciones en la que se permita un rizado del 10%. A partir de esa expresión de cálculo se deriva otra más general que puede ser utilizada en cualquier otra aplicación en la que también se permita un rizado del 10% de la tensión media de corriente directa.

Para completar el asunto se concluye que es de interés conocer el valor real del filtro C_{real} para aceptar la aproximación y cabe mencionar que los valores de C calculados, se logran rizados en los terminales del filtro C, valores menores al 10% del valor de tensión media de corriente directa.

Posteriormente nos enfocamos a [29] donde la salida de voltaje en modo común trae efectos negativos en un inversor trifásico el cual es controlado por el método de modulación sinusoidal por ancho de pulso (SPWM). El método de desplazamiento de fase portadora y el método de modulación de frecuencia portadora puede reducir los picos de la tensión en modo común en la frecuencia de conmutación y sus frecuencias armónicas, pero pueden causar un aumento de la banda base de armónicos de baja frecuencia,

También es bueno dejar claramente indicado que la salida de voltaje en modo común de un inversor, puede mejorar mediante el uso de una estrategia de portador de cambio de fase, sin embargo, el uso de portador de cambio de fase y los tiempos muertos de conmutación puede causar el aumento de armónicos en voltaje en modo común a baja frecuencia.

Por último, se presenta un estudio acerca de un variador de velocidad de la marca Yukawa [30]. El empleo de inversores data desde hace aproximadamente 30 años, y mediante el uso de conmutadores de estado sólido facilitan el control de velocidad y el par torsional en los motores eléctricos.

Los avances en la electrónica de potencia, han logrado que motores robustos les sea posible hasta de controlar la posición con un alto grado de precisión y en general, poder obtener un ahorro de energía y del mismo modo eliminar la contaminación eléctrica debido a la presencia de armónicos. De lo anterior, Yukawa espera contribuir de manera significativa y lograr ese objetivo.

De esta manera, citando artículos, es como se demuestra que la cantidad de información relacionada con la electrónica de potencia, es la suficiente para llevar a cabo el estudio y la realización de proyecto de tesis.

ESTADO DEL CAMPO.

Existen en el mercado varios tipos de sistemas inversores, en su gran mayoría inversores monofásicos ya que estos contemplan una elevación de voltaje ya sea de 12Vcd o 24Vcd como voltaje de entrada hasta 170 Vcd para obtener 120Vca como salida, aunque estos pueden tener una de las estrategias de modulación para obtener una señal cuadrada alterna o bien una modulación sinusoidal programada.

Dentro del ámbito de inversores trifásicos existes a los mercados sistemas variadores de frecuencia que únicamente requieren de una conexión a la red eléctrica. El sistema propuesto en la patente US8618456 B2, describe un sistema fotovoltaico con inversor trifásico de frecuencia fija (60 Hz), el cual, un conjunto de paneles solares son conectados en serie hasta alcanzar un voltaje de 480 Vcd, que a partir de esta cantidad se modula mediante la técnica SPWM, evitando el sistema elevador de voltaje.

El dispositivo con patente US20130088905 A1, consta de un método de compensación de tiempo muerto de un inversor trifásico que utiliza una estrategia SVPWM. El método de compensación de tiempo muerto consiste en generar una señal de conmutación que tiene tiempo muerto con respecto a los conmutadores de potencia de las ramas superior e inferior del puente trifásico para obtener una salida predeterminada a través de la estrategia SVPWM, detectando corriente de fase media de cada salida a través la señal de conmutación, que determina la polaridad de la corriente de fase media, y genera una señal de conmutación calculando el tiempo de conmutación para compensar el tiempo para aplicar una tensión efectiva de acuerdo con la polaridad de la corriente de fase media.

La invencion con patente CN105846703 A, describe una estrategia de modulación de ancho de pulso sinusoidal de inversor de tres niveles del tipo T trifásica utilizada para controlar un inversor conectado en red de tres niveles y un inversor fuera de red de tres niveles. La estrategia de modulación de ancho de pulso sinusoidal invertida de tres niveles del tipo T se caracteriza por proporcionar un algoritmo SPWM de inversor de tres niveles en tiempo real, no se necesita trabajar en conjunto con un FPGA o un CPLD, son necesarios 12 pulsos para el control del inversor que se generan a través de un DSP, la frecuencia de las señales

PWM de salida es mayor o igual a 20 kHz, el algoritmo se realiza completamente en tiempo real mediante cálculo o invocación de funciones, no se necesitan procesos de búsqueda de tablas y la estrategia es pequeña en el cálculo errores y alta precisión de control.

CAPITULO 2

MARCO TEORICO

En este capítulo se abordan temas de conocimientos específicos para la comprensión de la tesis, desde la variación de velocidad de un motor hasta las técnicas de modulación de ancho de pulso sinusoidal para la implementación del inversor trifásico.

2.1 Factor de potencia.

Utilizando triángulo de potencias figura 1 es la mejor forma de ver y comprender de forma gráfica qué es el factor de potencia o coseno de “phi” ($\text{Cos } \phi$) y su relación con los restantes tipos de potencia presentes en un circuito eléctrico de corriente alterna.

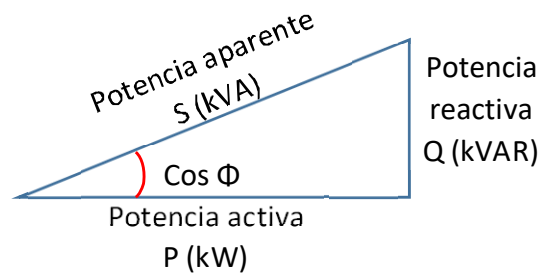


Figura 13 triángulo de potencias.

Un factor de potencia o coseno de “fi” ($\text{Cos } \phi$) figura 13 representa el valor del ángulo que se forma al representar gráficamente la potencia activa (P) y la potencia aparente (S), es decir, la relación existente entre la potencia real de trabajo y la potencia total consumida por la carga o el consumidor conectado a un circuito eléctrico de corriente alterna. Esta relación se puede representar también, de forma matemática, por medio de la siguiente fórmula:

$$\cos \phi = \frac{P}{S} \quad (1)$$

Al obtenerse el resultado de (1) será equivalente a “1” o un número fraccionario menor que “1” en dependencia del factor de potencia que le corresponde a cada equipo o dispositivo en específico, según se tenga un circuito capacitivo, inductivo, resistivo, o una combinación de las tres tipos de circuito de carga. Ese número responde al valor de la función

trigonométrica “coseno”, equivalente a los grados del ángulo que se forma entre las potencias (P) y (S).

Si el número que se obtiene como resultado de la operación matemática es un decimal menor que “1” (como por ejemplo 0.95), dicho número representará el factor de potencia correspondiente al desfase en grados existente entre la intensidad de la corriente eléctrica y la tensión o voltaje en el circuito de corriente alterna.

Lo “ideal” es que el resultado fuese siempre igual a “1”, pues así habría una mejor optimización y aprovechamiento del consumo de energía eléctrica, en otras palabras, habría menos pérdida de energía y una mayor eficiencia de trabajo en los generadores que producen esa energía. Sin embargo, un circuito inductivo en ningún caso alcanza factor de potencia igual a "1", aunque se empleen capacitores para corregir completamente el desfase que se crea entre la potencia activa (P) y la aparente (S).

Al contrario de lo que ocurre con los circuitos inductivos, en aquellos que solo poseen resistencia activa, el factor de potencia siempre será igual a “1”, porque no se crea ningún desfase entre la intensidad de la corriente y la tensión o voltaje.

En los circuitos inductivos, como ocurre con los motores, transformadores de voltaje y la mayoría de los dispositivos o aparatos que trabajan con algún tipo de enrollado o bobina, el valor del factor de potencia se muestra siempre con una fracción decimal menor que “1” (como por ejemplo 0,8), que es la forma de indicar cuál es el retraso o desfase que produce la carga inductiva en la sinusoide correspondiente a la intensidad de la corriente con respecto a la sinusoide de la tensión o voltaje. Por tanto, un motor de corriente alterna con un factor de potencia o $\text{Cos} = 0.95$, por ejemplo, será más eficiente en comparación de otro que posea un $\text{Cos} = 0.85$.

2.1.1 Distorsión armónica.

La distorsión armónica es una forma de ruido eléctrico. Es la sobre posición de señales en múltiplos de la frecuencia fundamental sobre la onda sinusoidal de la frecuencia fundamental (figura 14)

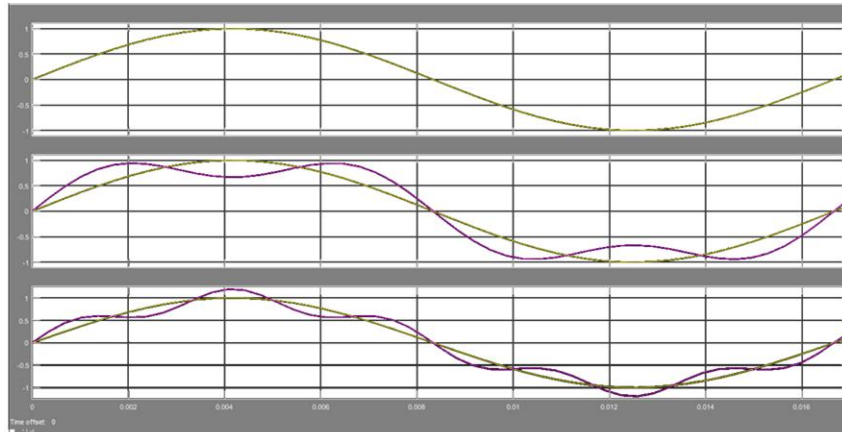


Figura 14. Frecuencia fundamental (superior), tercer armónica (medio), quinto armónico (inferior).

2.2 Cargas no lineales.

Una carga no lineal (figura 15) es aquella que posee una señal de voltaje sinusoidal, pero como resultado la forma de onda de la señal corriente tiene una forma distinta o no sinusoidal, esta señal puede ser producida por un aparato electrónico como una computadora personal.

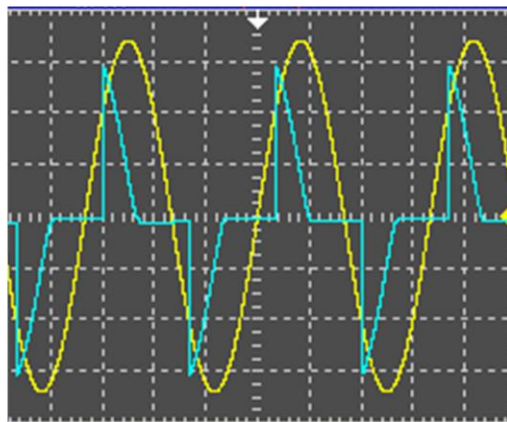


Figura 15. Forma de ondas de señal sinusoidal de voltaje y no sinusoidal de corriente aplicada a una carga no lineal.

2.2.1.- Distorsión armónica total

Es la relación entre el valor eficaz del total de las componentes armónicas y el valor eficaz correspondiente a la componente fundamental.

2.3.-Motores eléctricos

2.3.1.-Motores de CA

Un motor eléctrico de CA opera mediante la aplicación de corriente alterna (CA), la cual alimenta al motor. Los motores eléctricos de CA se componen de varias partes, pero las partes principales son el estator y el rotor.

–La estructura principal o estator del motor eléctrico de CA contiene bobinas, las cuales, suministradas con la corriente alterna, producen un campo magnético giratorio.

– por otra parte, el rotor del motor eléctrico de CA gira dentro de las bobinas del estator, y está unido a un eje de salida que produce una torsión debido al campo magnético giratorio.

Hay dos tipos diferentes de motores eléctricos de CA y cada uno de ellos utiliza un tipo diferente de rotor.

1. Primeramente el motor de inducción (también conocido como motor asíncrono). Un motor de inducción utiliza un campo magnético en el rotor que crea una corriente inducida.

2. El motor síncrono gira precisamente en la frecuencia de alimentación en un sub-múltiplo de la frecuencia de suministro por ejemplo: 60Hz, 120Hz, 180Hz.

Un motor síncrono es capaz de operar con una frecuencia de alimentación de precisión, ya que no responde en la inducción. Un campo magnético en un motor síncrono es generado por la corriente suministrada a través de los anillos de deslizamiento o un imán permanente. Los motores síncronos giran más rápido que los motores de inducción ya que la velocidad se reduce por el deslizamiento del motor asíncrono.

2.3.2.-Motores de CD.

Los motores eléctricos de CD son máquinas eléctricas de conmutación que se alimentan de la energía de la corriente directa (CD). Estos motores requieren de una corriente en el devanado de armadura o estator, y una corriente en el devanado móvil o rotor.

2.4.- Control de velocidad en motores eléctricos.

2.4.1.-Velocidad en un motor de CD.

La velocidad del motor eléctrico de CD puede ser controlada fácilmente mediante el cambio de voltaje de alimentación o bien implementando una modulación por ancho de pulso (PWM).

Modificar el voltaje de alimentación para variar la velocidad de un motor eléctrico de cd, supone una forma fácil de hacerlo pero en contraparte se ve comprometido el par torsional haciendo que este disminuya.

Por otra parte, utilizar la modulación por ancho de pulso al ser una señal cuadrada con una amplitud dada (figura 16), la duración del pulso en base a la frecuencia determina el voltaje efectivo sin tener presente la disminución del torque, esto se le conoce como ciclo de trabajo y está dado en porcentaje.

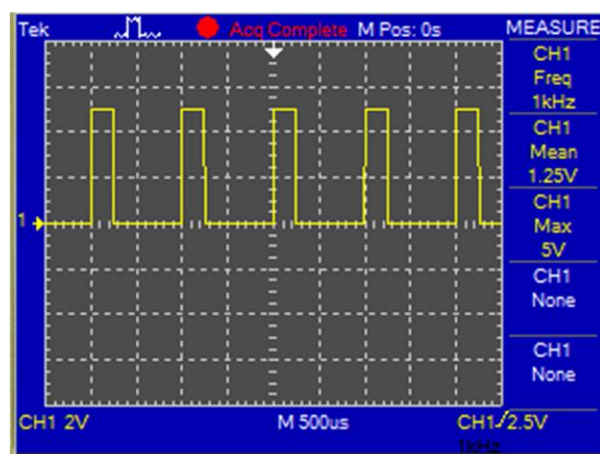


Figura 16. Señal PWM con 25% de ciclo de trabajo.

Por ejemplo un voltaje de alimentación 12vcd con un ciclo de trabajo 30%, el voltaje efectivo es el producto del voltaje de alimentación por el ciclo de trabajo, dando como resultado 4v.

La velocidad nominal del motor de CD estará dada cuando se lo alimente con un voltaje nominal de funcionamiento y a partir de esta información y aplicando una señal de alimentación PWM es conforme se varía la velocidad del motor sin perder torque de manera eficiente.

2.4.2.-Velocidad de un motor de CA.

En un motor eléctrico de CA la rotación mecánica viene dada por (2).

$$n = \frac{120 * F}{p} (1 - S) \quad .(2)$$

Donde:

n= Velocidad de rotación mecánica.

F= Frecuencia fundamental de alimentación.

p= Número de polos.

S= Deslizamiento.

Analizando (2), se logra observar tres variables con las que se puede manipular la velocidad del motor de AC: frecuencia, aumentar o disminuir el número de polos o modificando el deslizamiento del motor.

La mejor opción es modificar la frecuencia de alimentación a través de un cicloconvertidor o un variador de frecuencia. Ya que si modificamos el número de polos tendríamos que modificar la estructura física del motor, en otras palabras se tendría que reconstruir, esto mismo sucedería si manipulamos es deslizamiento.

El resultado de variar únicamente la frecuencia y manteniendo el voltaje de alimentación constante 120Vrms por ejemplo, ocasiona que exista un incremento en la corriente de

consumo por parte del motor de CA ya que si se analiza (3), un decremento en la frecuencia disminuye la impedancia y al disminuir la impedancia, por ley de ohm la corriente se eleva.

$$Z = 2\pi FL \quad (3)$$

Donde:

Z=Reactancia inductiva

F=Frecuencia de alimentación de CA

L= Inductancia del bobinado de motor de inducción

Por otra parte, si variamos el voltaje de alimentación la consecuencia que trae consigo es la disminución de la fuerza del campo magnético rotatorio, necesario para que el rotor gire con el torque necesario para acoplar cargas mecánicas y que esta alcance una velocidad de trabajo nominal.

Lo dicho anteriormente, al variar la velocidad del motor se debe considerar que al modificar la frecuencia no solo se ve afectada la velocidad, sino también el torque y la corriente nominal como se aprecia en (4).

$$T = \frac{V}{F} * I \quad (4)$$

Donde:

T=Torque.

V=voltaje de alimentación

f=frecuencia de alimentación

I=Corriente

De la ecuación se observa que para mantener el torque es necesario mantener la relación V/F constante aunado a ello mantener una corriente controlada sin pasar por encima del valor nominal del motor.

2.5.- Métodos de modulación por ancho de pulso

Existen diferentes técnicas de modulación por ancho de pulso para tratar de emular el comportamiento de una onda sinusoidal.

Para poder controlar el disparo de los MOSFETS's o IGBT's apropiadamente, es necesario contar con una estrategia de modulación PWM.

2.5.1 Modulación por ancho de pulso.

Esta técnica emula una onda sinusoidal con un único pulso por medio ciclo de la onda sinusoidal (figura 17), que aplicado a un motor eléctrico con una etapa de potencia, la señal cuadrada genera gran cantidad de pérdidas de energía por calentamiento en su devanado, puesto que la señal cuadrada contiene armónicos impares y esa energía no es aprovechada por el motor eléctrico. Una carga resistiva no presenta inconvenientes en el aprovechamiento de la energía de una onda cuadrada.

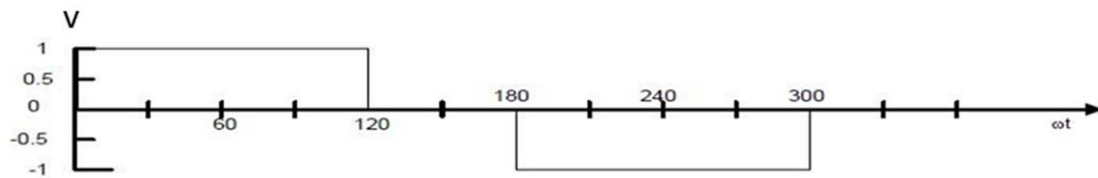


Figura 17. Modulación por un solo ancho de pulso.

2.5.2 PWM programado

Esta técnica trata de emular la onda sinusoidal con 9 pulsos por cuarto de ciclo, es muy útil para inversores de emergencia en los que su carga a alimentar sean capacitivas o inductivas.

La señal PWM puede ser programada en un microcontrolador que calcula el tiempo de conducción del cada MOSFET, ya sea en un puente H monofásico o un puente trifásico que

en base a un algoritmo se determina el ángulo de la senoide para generar la el tren de pulsos PWM.

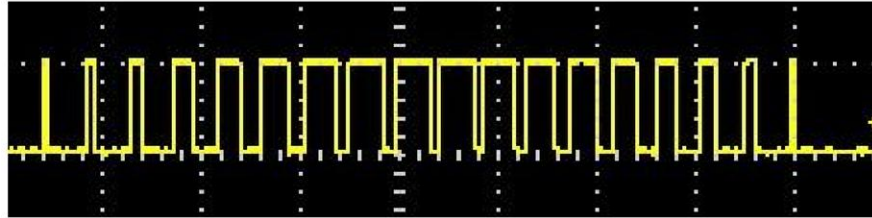


Figura 18. Forma de onda PWM sinusoidal.

La implementación de PWM programado (figura 18), corresponde a medio periodo de una senoide esta misma señal puede implementarse para un inversor trifásico con la consideración que se tienen 3 señales, una por fase y deben estar desfasadas 120° .

La única desventaja a considerar es la capacidad que el microcontrolador empleado posee debido a que se puede programar la modulación y guardar estos datos en su memoria interna y puede ser empleado únicamente para una frecuencia fija, en este caso es de 60HZ.

2.6 Convertidores conmutado CD-CD

Un convertidor conmutado CD-CD permite convertir una magnitud de voltaje a otra. Los dispositivos esenciales son una bobina un diodo y un interruptor de conmutación que puede ser un transistor, MOSFET o IGBT, dependiendo de los parámetros de potencia requeridos, el diseñador elegirá algunos de los tres componentes de conmutación.

2.6.7 Convertidor FULL BRIDGE

El convertidor conmutado tipo FULL BRIDGE es un puente H de transistores en la que su señal de salida para una carga, ya sea resistiva o inductiva como en el caso de un transformador se toma de la unión drain-source como se muestra en la figura 19.

Este tipo de convertidor conmutado destaca entre otros por tener un aislamiento galvánico pero con un número de componentes mayor que los otros convertidores existentes y con la ventaja de ser la topología que más potencia puede manejar, aproximadamente 5KW dependiendo del tamaño del núcleo de ferrita empleado .

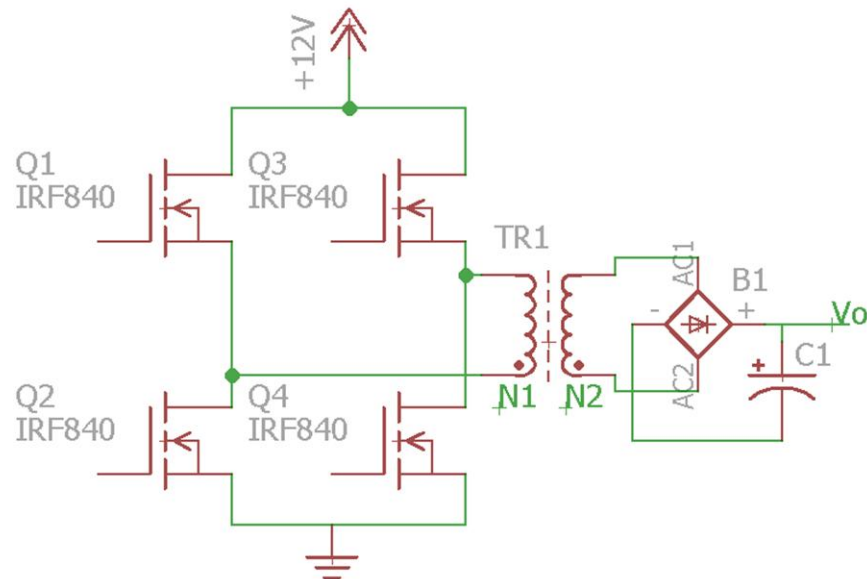


Figura 19 Diagrama de la topología FULL BRIDGE.

Es necesario dejar un tiempo muerto entre la secuencia de conmutación, que de acuerdo a la figura 19, son los conmutadores Q1 y Q2, por seguridad en caso de que en ciclo de trabajo llegue a 90%, ya que se podría ocasionar un corto circuito en la rama por dejar que ambos dispositivos de conmutación entren en conducción.

2.7 Inversor trifásico

Un inversor trifásico es un sistema de componentes electrónicos que permiten la generación de tres señales de salida, y alimentar por ejemplo un motor eléctrico jaula de ardilla, con un desfase entre las señales de 120°. La implementación de un inversor trifásico conlleva a la necesidad de un arreglo de MOSFET's conectados en serie- paralelo (figura 20) y de una etapa de excitación para conmutar los transistores Q en el momento adecuado con la ayuda de un microcontrolador.

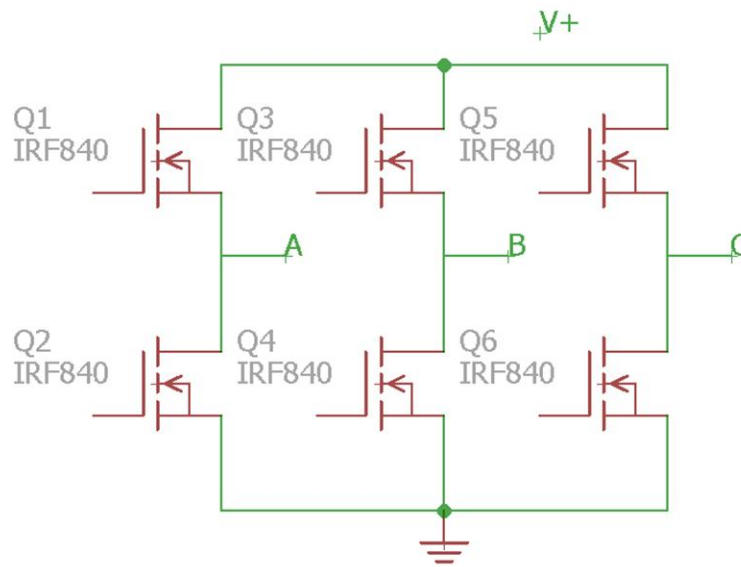


Figura 20 Puente trifásico.

La evidencia que se mostró anteriormente demuestra que existen varias maneras de hacer que un motor eléctrico varíe su velocidad, pero el método aplicado depende de con qué tipo de señal trabaje CD o CA.

Finalmente, la elección del método de modulación por ancho de pulso, tiene una consecuencia considerable ya que de ello depende si se quiere variar la velocidad de un motor de inducción y a su vez obtener resultados aceptables al momento de requerir un factor de potencia admisible, en este caso que se eficiente el consumo eléctrico.

CAPITULO 3

En este apartado se presentan algunos cálculos y simulaciones para los módulos con los que consta el convertidor CD-CD, el inversor trifásico entre otros.

DESARROLLO TEORICO Y SIMULACIONES

Características del motor de inducción trifásico.

Los parámetros en el motor de inducción están mostrados en su placa de datos, estos parámetros están mostrados en la figura 21.

WA MOTORS		3-PHASE INDUCTION MOTOR		Garantía CIME CE	
FRAME 1AR802-2	S/N E9 0007	EFF EFF2			
DE BRG 6204ZC3	RATING S1	INSUL. F			
NDE BRG 6204ZC3	IP 55	Kg 12.6			
STD. EN60034 IEC60034/60072					
kW	Hz	V	A	RPM	COSφ
1.1	50	230/400	4.2/2.4	2845	0.83
1.3	60	480Y	2.4	3415	0.83
WA MOTORS			Praha (Czech Republic)		

Figura 21. Placa de datos del motor eléctrico trifásico.

La placa de datos muestra que el motor puede trabajar a una frecuencia de régimen permanente de 50Hz y 60Hz. Con una conexión en delta (Δ) y a una frecuencia de 50Hz es posible obtener una velocidad de 2845 RPM aproximadamente y con una alimentación de 480Vca en estrella (Y) a 60Hz se puede alcanzar una velocidad de 3415 RPM, el deslizamiento que esta máquina eléctrica presenta es de 0.95.

Para efectos de desarrollo de tesis se eligió un voltaje de 220Vca entre fase, ya que es un voltaje permisible a obtener con el convertidor conmutado.

Elección del convertidor CD-CD elevador de voltaje

Para el desarrollo de la tesis se requiere de una fuente conmutada que eleve el voltaje de 12VCD a 180Vcd como primera etapa, y que de acuerdo a la potencia requerida para hacer funcionar el motor trifásico adecuadamente no es posible utilizar una topología BOOST o STEP UP, debido a la baja cantidad de energía que podrá obtener de ella a través de la bobina empleada, ni mucho menos de una topología FLYBACK porque solo puede entregar alrededor de 150 watts, las únicas opciones son la topología HALFBRIDGE, PUSH PULL O FULL BRIDGE.

Se eligió la implementación de una topología PUSH PULL, debido a que soluciona el problema de la potencia requerida por el motor puesto que es posible obtener de ella más de 500W.

La transferencia de potencia de la topología PUSH PULL, se realiza por el método de empujar-jalar como su nombre en inglés lo indica, y además, como característica principal de la topología PUSH PULL posee dos devanados en el lado primario, por lo tanto, significa que por un periodo de tiempo un devanado primario induce un campo magnético, y al siguiente periodo el segundo devanado primario induce nuevamente un campo magnético pero opuesto, cada devanado induce un campo magnético alternadamente con un tiempo muerto entre ellos para que se realice la transferencia de potencia.

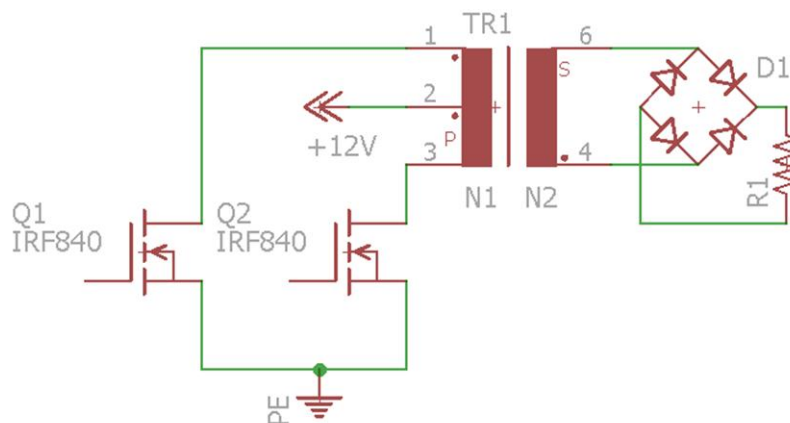


Figura 22. Diagrama general de la topología PUSH PULL

El diagrama general de una topología PUSH PULL se muestra en la figura 22, a diferencia de una topología FULL BRIDGE solo posee dos dispositivos de conmutación referenciados a tierra, en el transformador, dos devanados primarios y uno secundario. Mientras que la topología full bridge posee en el transformador un devanado primario y uno secundario, pero con cuatro dispositivos de conmutación.

La fórmula general para obtener un voltaje de salida de la topología PUSH PULL está definida por (5)

$$V_o = V_i * \frac{N_2}{N_1} * D \quad .(5)$$

Donde:

V_o = Voltaje de salida

V_i =Voltaje de entrada para este caso 12Vcd.

N_1 = Número de vueltas en el primario.

N_2 = Número de vueltas en el secundario.

D = Ciclo de trabajo.

En (5) no se tienen contemplados los voltajes por pérdidas de conducción de cada MOSFET ni el de los diodos rectificadores, pero es necesario incluirlos debido a que en la práctica el voltaje en el lado primario (V_i) del transformador es menor y esto afecta considerablemente el voltaje que requerimos a la salida.

La señal de excitación para la topología PUSH PULL es cuasi cuadrada (figura 23), donde el ciclo de trabajo puede variar proporcionando una variación de voltaje en la salida en el secundario del transformador.

Se eligió el circuito integrado TL494 por que provee una configuración de arranque suave controlado mediante un arreglo RC para evitar un estrés eléctrico en los MOSFET's utilizados en la topología PUSH PULL al momento de energizar el convertidor.

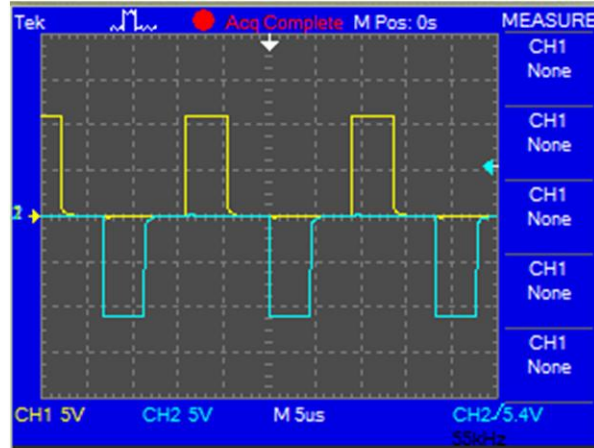


Figura 23. Señal de excitación para topología PUSH PULL proveniente del TL494

Corrección del factor de potencia

Se llevó acabo la simulación del efecto obtenido tras aplicar el uso de la topología PUSH PULL para la corrección del factor de potencia, la topología empleada cuenta con la particularidad del corregir automáticamente el factor de potencia, haciendo que el transformador sea un emulador resistivo. Dicha premisa se sustenta con la simulación presentada en la figura 25 en ella se tiene una corrección del factor de potencia que alcanza un valor de 0.93.

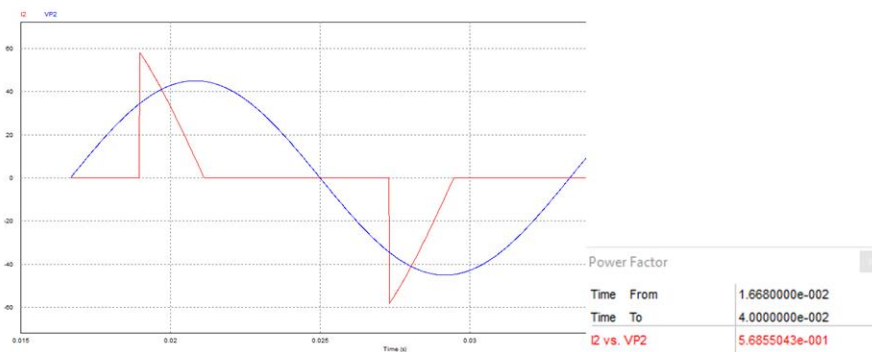


Figura 24 Señal de voltaje y corriente con factor de potencia bajo FP=0.56

La señal de corriente mostrada en la figura 24 no corresponde a la forma que describe el comportamiento de una señal sinusoidal, y es debido a la carga del capacitor en la etapa de filtrado.

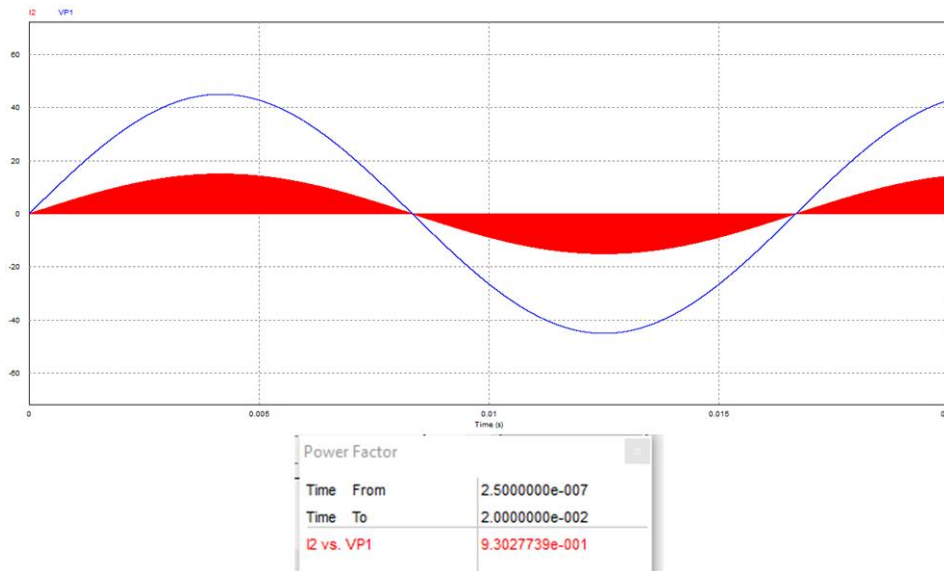


Figura 25 topología PUSH PULL con corrección del factor de potencia $FP=0.93$

En la figura 25, la forma de onda de la señal de corriente de la topología PUSH PULL describe la forma de onda de la señal de corriente y se aprecia de esa manera a causa de la conmutación que es de alta frecuencia en comparación con la frecuencia de la red en este ejemplo 60Hz.

Puente trifásico

Un puente trifásico es un arreglo de dos MOSFET's O IGBT's en serie y a su vez conectados en paralelo donde la salida de potencia es a través de la unión de las terminales de los MOSFET's denominado como fuente (Source) y drenaje (Drain) marcados con las etiquetas A,B y C de la figura 24, y es ahí donde se genera la diferencia de potencial entre cada fase que el motor eléctrico de CA requiere para funcionar.

Diseño de puente trifásico.

Se diseñó un puente trifásico en cual el principal componente son los MOSFET IRF840 (figura 26) que permiten una conmutación adecuada y soportan la corriente necesaria por fase que el motor trifásico necesita para funcionar.

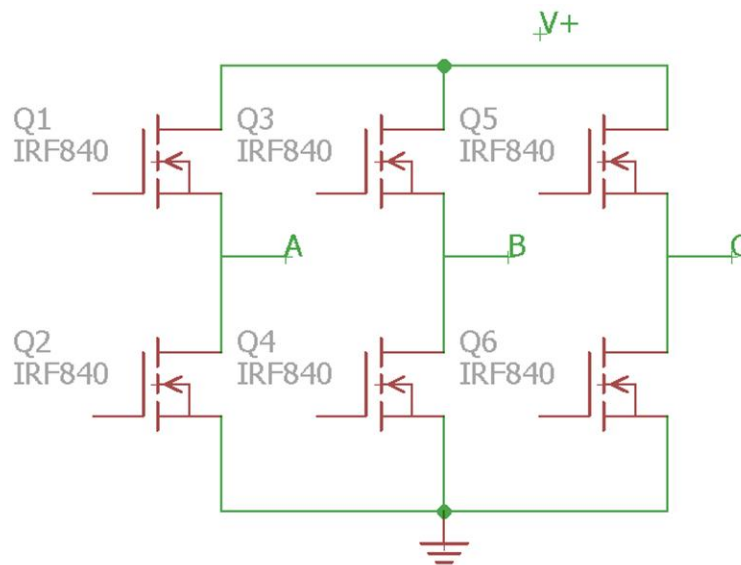


Figura 26 Puente trifásico.

El diagrama en Eagle de la figura 27 representa el diseño del puente trifásico el cual contiene capacitores de filtrado para la etapa de rectificación de voltaje proveniente de la topología PUSH PULL.

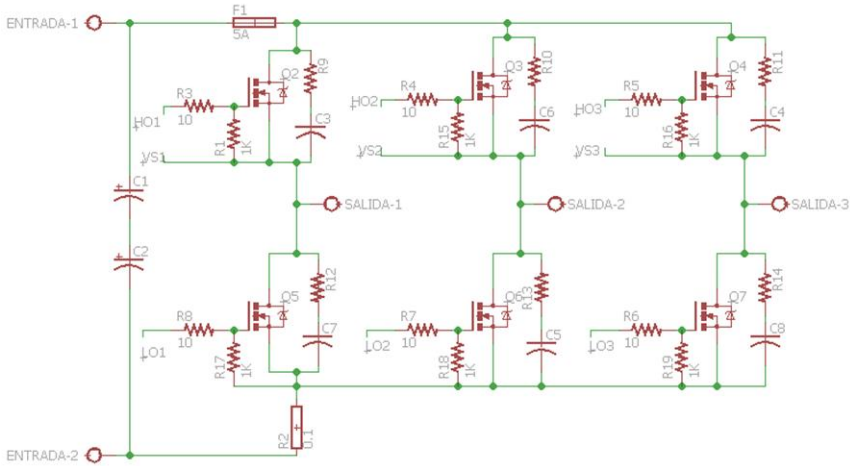


Figura 27 Esquemático Eagle puente trifásico.

Dentro del diseño del puente trifásico, se hace uso de una resistencia de derivación para detección de corriente directa para protección del circuito del puente trifásico a través del IR2130, el valor de la resistencia es de 0.47Ω y 20% de tolerancia lo cual repercute en el valor exacto de la corriente si se quisiera medir para obtener un valor confiable y certero. Pero en este caso solo se requiere como detector de sobre corriente de consumo para protección del sistema y de esta manera evitar daños irreversibles en los conmutadores pudiendo llegar a la destrucción del mismo.

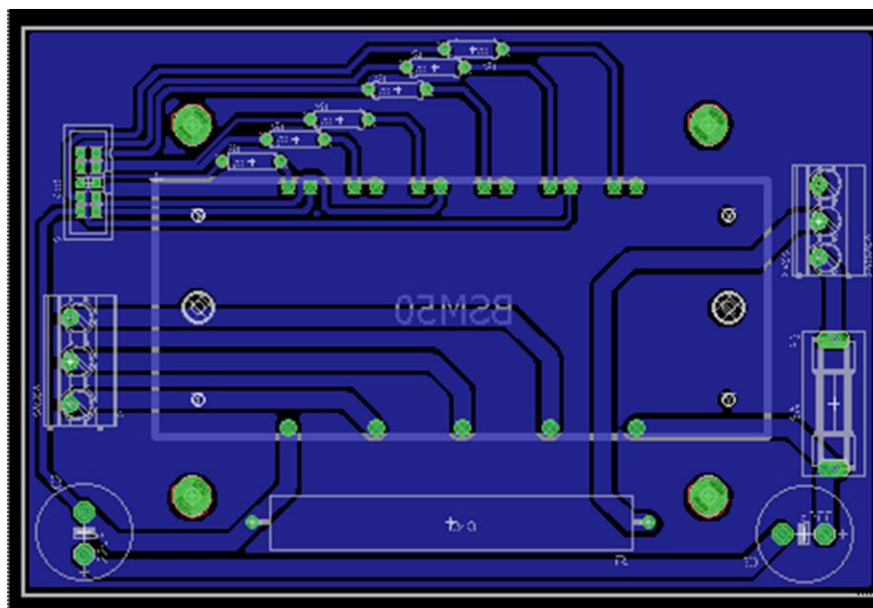


Figura 28 Diseño PCB EAGLE del puente trifásico.

La figura 28 muestra el diseño en PCB del módulo denominado puente trifásico con las características citadas de la figura 27.

Modulación por ancho de pulso.

Se realizó una modulación por ancho de pulso empleando el simulador POWER SIM, este es un software es utilizado para simulaciones al área de electrónica de potencia. La simulación consiste en tres señales sinusoidales desfasadas 120° entre ellas (figura 29) y sobre puesta una señal portadora triangular de frecuencia mayor seleccionada en el microcontrolador con el uso de escalamiento de frecuencia, dicha modulación es mostrada en la figura 30, donde el tren de pulsos emula el una señal sinusoidal.

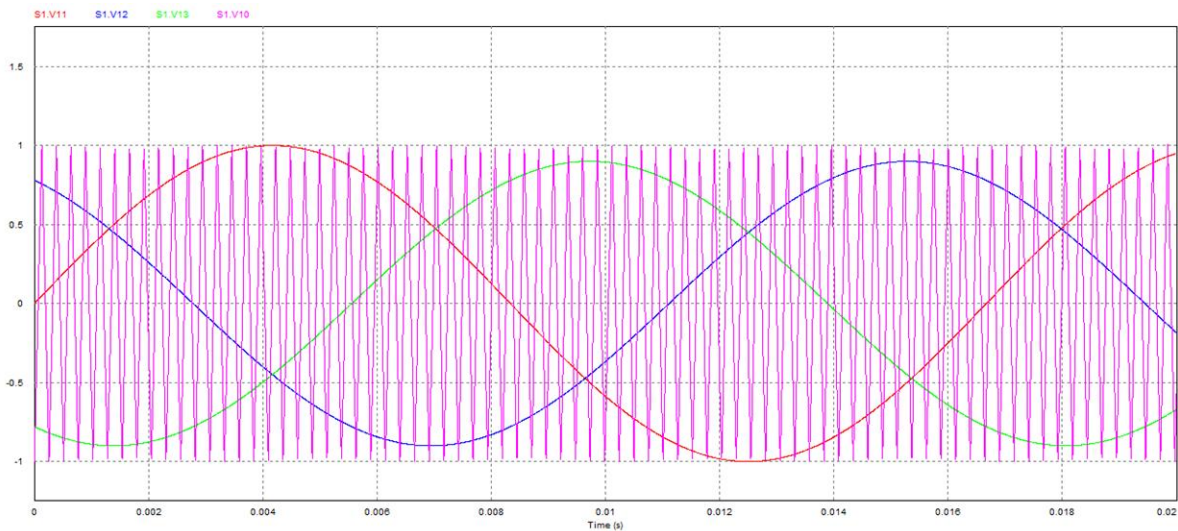


Figura 29 Modulación sinusoidal trifásica.

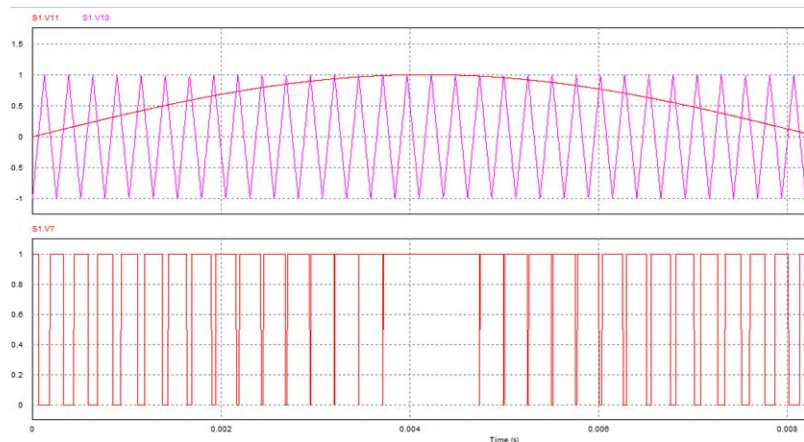


Figura 30 Obtención de la señal sinusoidal modulada.

Generación de señales SPWM en microcontrolador.

Se realizó un código en C para el microcontrolador AVR atmega328P a través del software ATMEL STUDIO 7, el cual consta de la generación de pulsos SPWM para la excitación de los conmutadores del puente trifásico, dicho código se simuló en el software Proteus 8 dando como resultado las señales de la figura 31. Cada una desfasada 120° aproximadamente.

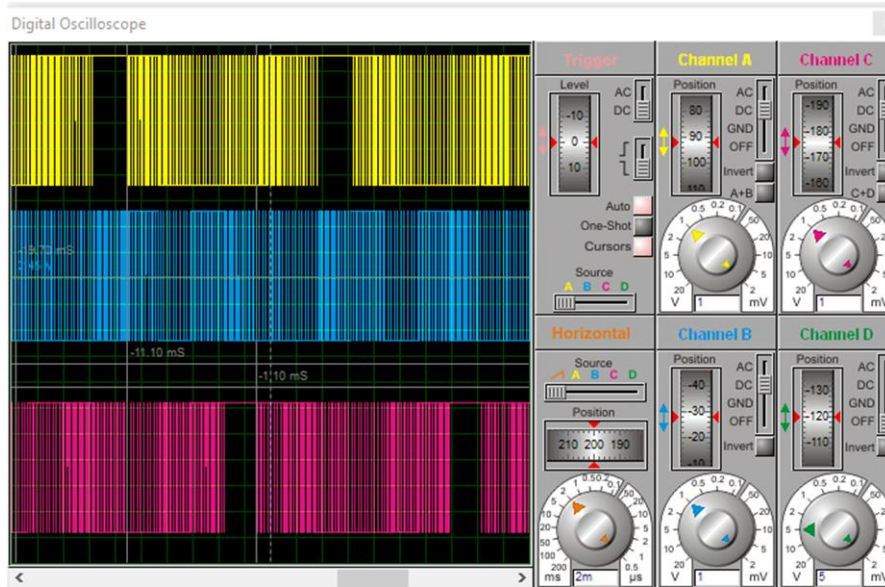


Figura 31 Señal SPWM obtenida por el simulador Proteus.

Para la obtención de la frecuencia de conmutación se empleó la ecuación (6)

$$F_{pwm} = \frac{F_{os}}{512 * prescaler} \dots\dots\dots(6)$$

Donde:

F_{pwm} =frecuencia PWM a obtener.

F_{os} =frecuencia de oscilador externo.

Prescaler= numero divisor de frecuencia (1,8,64)

La constante 512 corresponde al número de pulsos que tiene el contador asociado al temporizador usado, ya que al ser de 8 bits este cuenta de cero a doscientos cincuenta y cinco y viceversa para completar un ciclo.

Medición de velocidad.

Para poder realizar la medición de velocidad del motor eléctrico, se diseñaron diferentes encoder (figura) con un número determinado de dientes, cada diente produce una interrupción óptica de un haz de luz infrarroja ya que se empleó un opto interruptor y esta señal generada por el encoder es recibida por el microcontrolador AVR en uno de sus puertos destinado a interrupciones externas por flanco de subida o bajada.



Figura 32 Encoder para medición de velocidad.

CAPITULO 4

Desarrollo experimental.

En esta sección se presentan los resultados de las pruebas correspondientes a cada módulo, así mismo la integración parcial y total del sistema inversor a tres fases para el control de velocidad de un motor trifásico y validar su funcionamiento analizando los resultados obtenidos.

Desarrollo de software.

Se desarrolló e implementó un código en lenguaje C realizado en Atmel Studio 7.0 para ser implementado en el microcontrolador Atmega328, esto con la intención de no utilizar el IDE de arduino para tener un control total en la manipulación de los registros de los temporizadores internos del microcontrolador y generar las señales PWM sinusoidal de las tres fases requeridas. Con ayuda de los temporizadores es posible sincronizar los tiempos de conmutación a través de los registros y generar una señal sinusoidal emulada (figura 33) a través de una señal PWM modificada y ajustada a través de divisores de frecuencia en función del oscilador de cuarzo, para este estudio, el oscilador de cuarzo es de 16MHz.

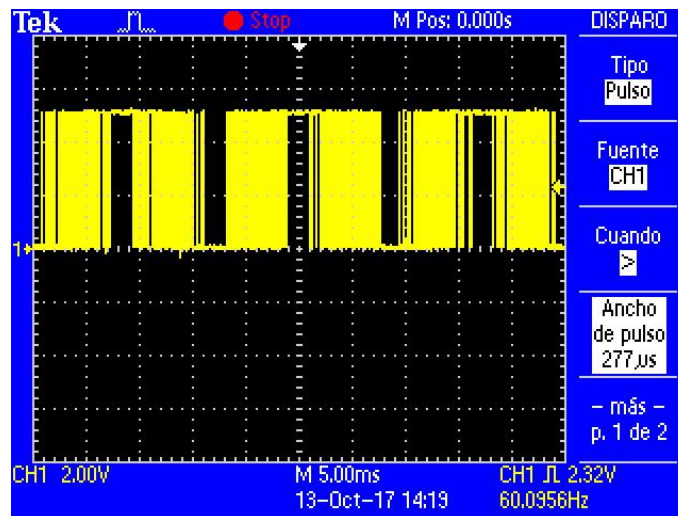


Figura 33. Señal SPWM obtenida del ATmega 328.

En la generación de una señal SPWM se obtuvo una señal pulsante que emula el comportamiento de una señal sinusoidal pura, puesto que en este estudio se requiere de una señal trifásica, se desarrolló un código que cumple con ese requerimiento y con un desfase de 120° entre señales SPWM para emular una señal trifásica (figura 28).

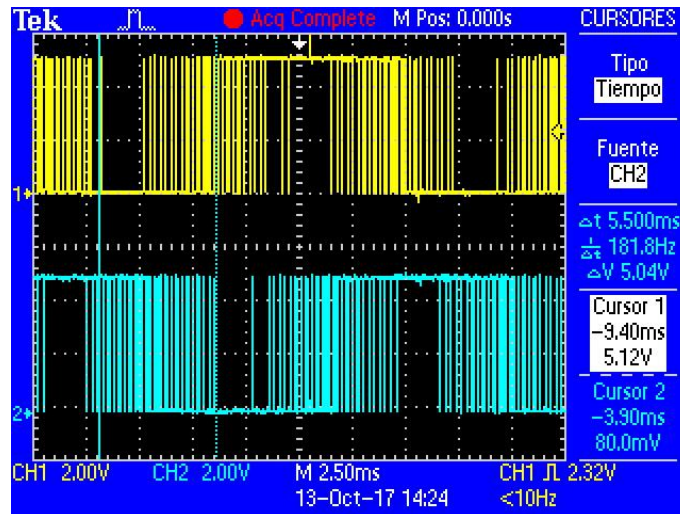


Figura 34. Desfase de señal SPWM

En el laboratorio de pruebas solo se cuenta con osciloscopios de 2 canales, por lo tanto, solo se puede realizar el registro del comportamiento de dos señales a la vez, pero con el resultado obtenido se acepta la medición de desfase.

En la figura 34 se muestran 2 señales, amarilla (superior) y azul (inferior), las cuales representan una señal SPWM, con la característica de estar desfasadas entre sí. Cada señal obedece a una emulación de una señal sinusoidal que está desfasada 120° aproximadamente, y haciendo uso del osciloscopio con la opción de medición de tiempo por medio de cursores, se obtuvo una medición cercana a la esperada, esto por la resolución que el propio cursor y a baja resolución de pantalla, se observa que la señal inferior (azul), está atrasada 5.5ms que es aproximadamente el valor correspondiente a 120° .

Integración parcial

La figura 35 muestra el convertidor CD-CD elevador de voltaje que es alimentado a través de un acumulador automotriz.

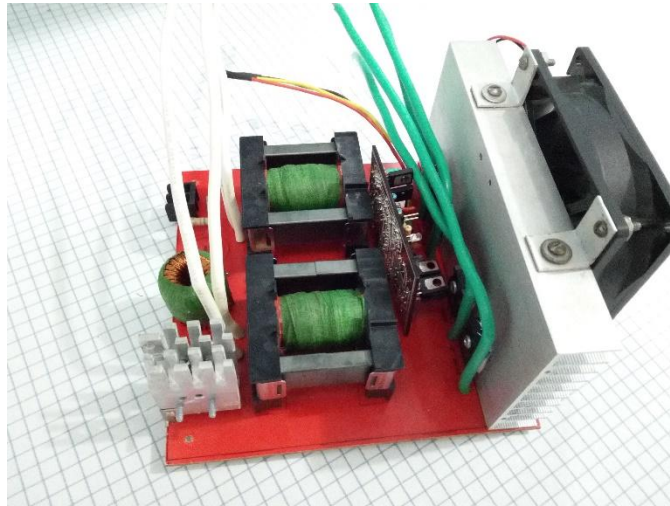


Figura 35. Convertidor CD-CD.

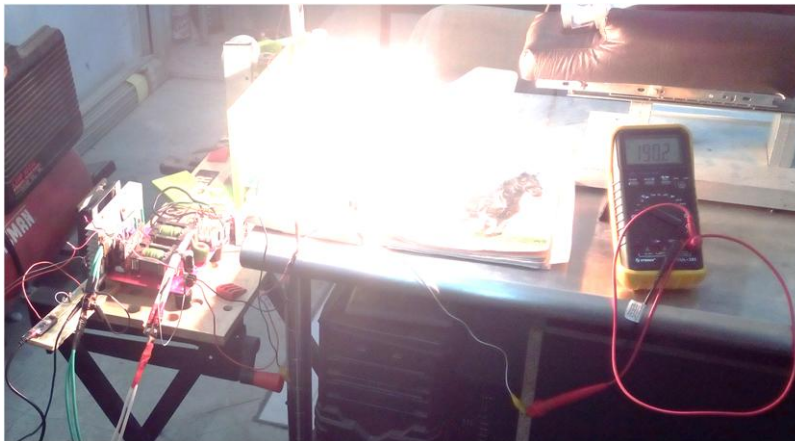


Figura 36 prueba a convertidor conmutado

El convertidor conmutado fue sometido a pruebas para validar su funcionamiento y descartar posibles daños en el procedimiento de energizado. Debido a la falta de más acumuladores automotrices, el acumulador con la que se contaba al momento no era fiable, puesto que tenía varios años desde su compra y presentaba falta de retención de carga, por ello requería ser recargado eléctricamente en cada prueba, dificultando la realización de más pruebas del sistema en general o al menos un tiempo mayor para pruebas de trabajo.

La integración parcial de cada módulo en la construcción del inversor trifásico (figura 37).

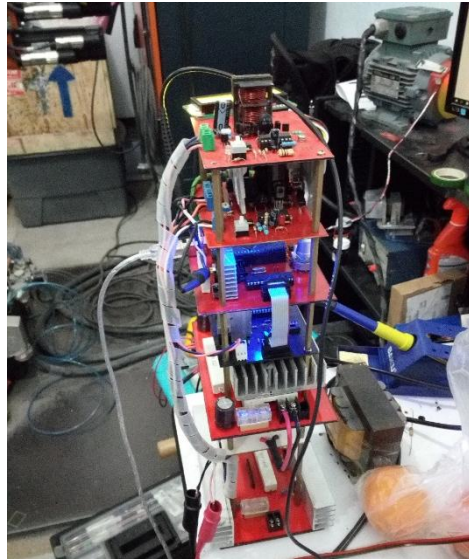


Figura 37. Vista preliminar del inversor trifásico.

Velocidad del motor

La medición de velocidad del motor eléctrico se realizó con encoder diseñados en Solid Works y con número de muescas diferentes (figura 32), en cada uno de ellos, se observó que a mayor número de muescas, el error entre la medición de RPM en los instantes de tempos disminuyó, por lo cual se eligió el diseño de un encoder con 60 dientes (figura 38).

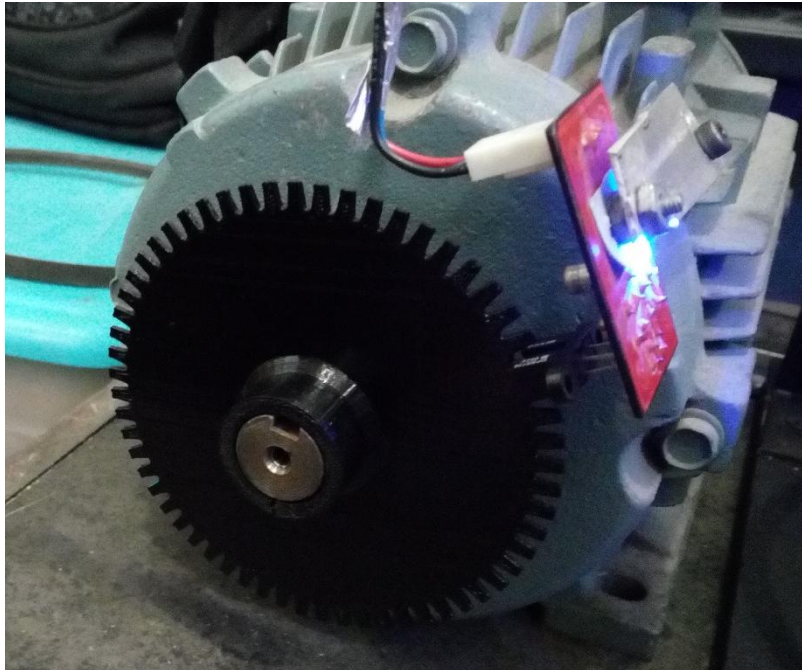


Figura 38 Encoder y opt-interruptor montados en el motor eléctrico.

Se observó una disminución de la variación de velocidad medida con el microcontrolador, ayudando a tener una medición fiable cuando el motor gira a bajas revoluciones. Aun teniendo en consideración el número de muescas, cabe resaltar que los encoder, fueron fabricados en la impresora 3D.

Interface

Se desarrolló una interface con LabVIEW (figura 39), únicamente para desplegar la frecuencia de trabajo del motor, también se cuenta con un graficador para visualizar el comportamiento de la velocidad media en un periodo de 30 segundos, pudiéndose ampliar en caso de ser necesario.

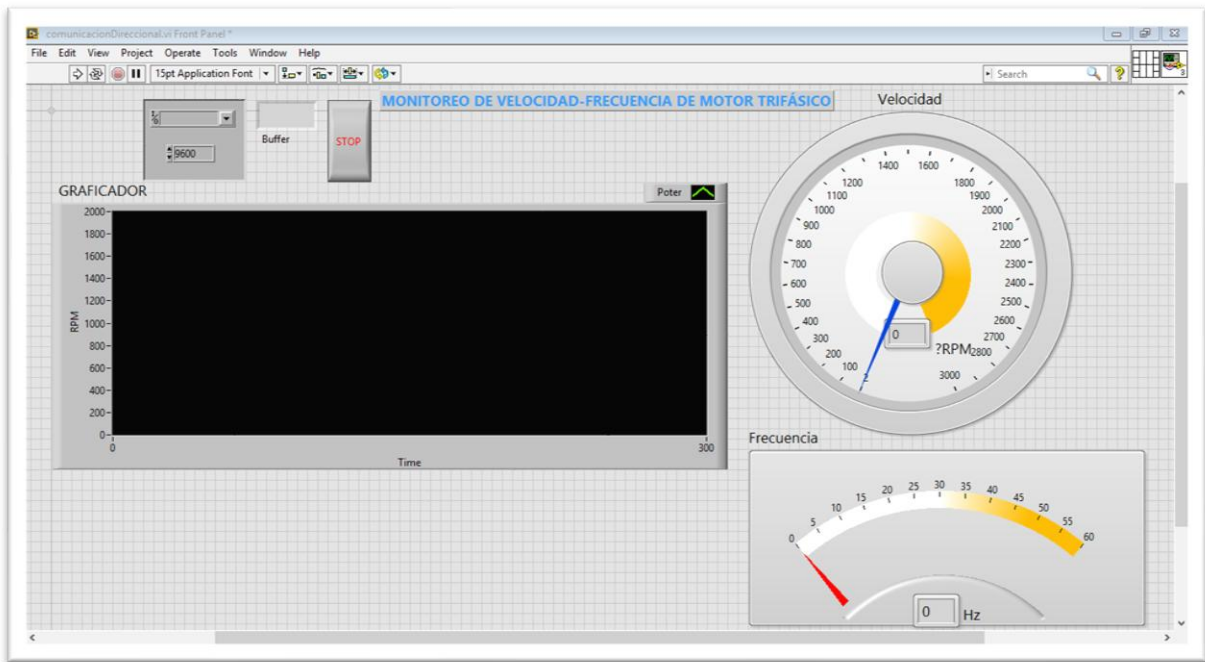


Figura 39 Interface para despliegue de información.

La interface se comunica con la placa principal del prototipo mediante puerto USB, en donde solo se usa comunicación unidireccional de datos hasta el momento. Basta con seleccionar el puerto COM y automáticamente se establece la comunicación con el microcontrolador para comenzar a mandar datos de interés y ser desplegados en los indicadores.

Pruebas experimentales y resultados.

Se realizó la primera prueba en el puente del inversor trifásico con un voltaje de 44Vca, obtenidos de un transformador conectado a la red eléctrica, donde los resultados con relación de frecuencia y velocidad muestran en Tabla1.

Tabla 1 Comparación de la frecuencia base y la frecuencia programada.

Voltaje de 40Vca con motor sin carga mecánica acoplada			
Frecuencia base (Hz)	Periodo medido (ms)	Frecuencia medida (Hz)	Velocidad (RPM)
5	200	5	150
10	100	10	300
15	66.4	15.06	451.8
20	50.4	19.84	595.2
25	40.6	24.63	738.9
30	34.2	29.24	877.2
35	29.4	34.01	1020.3
40	25.8	38.76	1162.8
45	22.8	43.86	1315.8
50	21	47.62	1428.6
55	19.3	51.81	1554.3
60	17.6	56.82	1704.6

De (Tabla 1) se concluye que a medida que se aumenta la frecuencia de operación del motor hay un error o desviación respecto a la frecuencia base, esto es debido a que el voltaje de alimentación permanece constante aumentando el deslizamiento entre el estator y el rotor disminuyendo así su velocidad de rotación y comprometiendo el torque.

De acuerdo a (4), se debe respetar la correspondencia V/F , lo que significa que si variamos el voltaje también se debe variar la frecuencia en la misma proporción evitando así el aumento del deslizamiento y la reducción del torque.

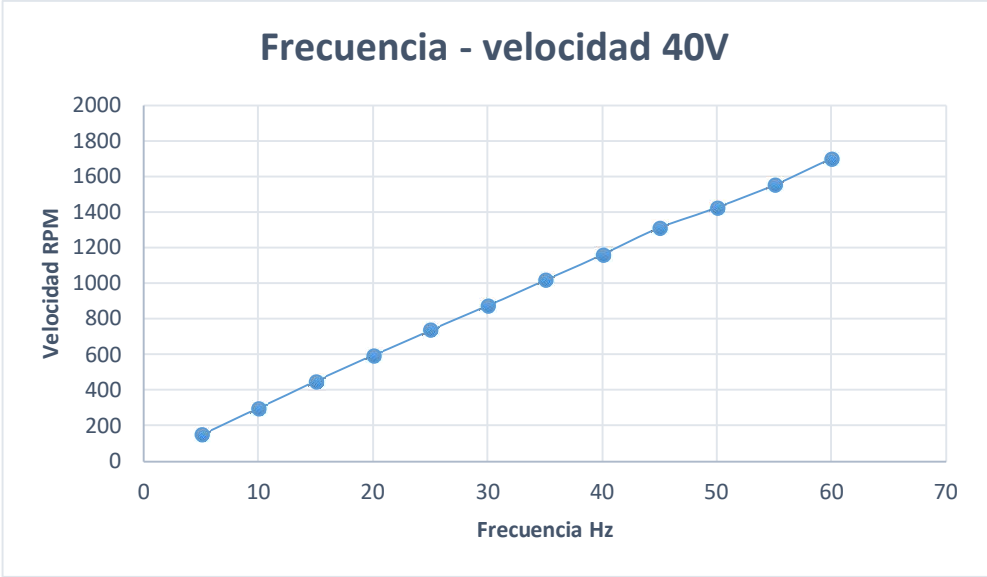


Figura 40 Relación lineal Voltaje/Frecuencia 40V

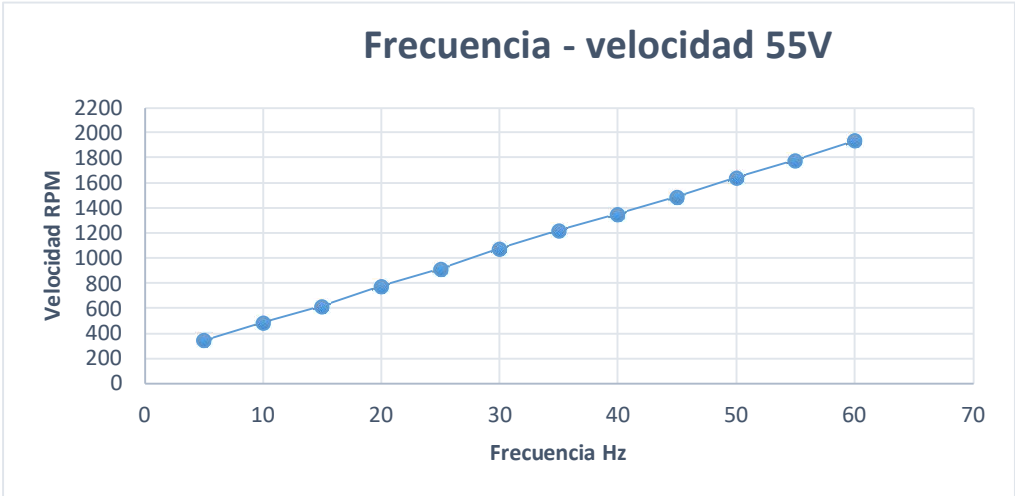


Figura 41 Relación lineal Voltaje/Frecuencia 55v.

De (figura 40) y (figura 41) se puede apreciar que la velocidad alcanzada a 60Hz en ambas graficas son diferentes, puesto que la fuerza del campo magnético es diferente y el deslizamiento también lo es.

Análisis de prototipo

Se presenta una tabla comparativa de inversores o sistemas similares al prototipo desarrollado, en ella se dan a conocer características puntuales de cada producto. El prototipo se compara con un variador de marca ABB que es altamente reconocida en el sector industrial, así mismo se compara con un variador de baja categoría catalogado como producto chino.

Tabla 2 Comparación de productos similares al prototipo desarrollado

Características	Prototipo desarrollado	ABB ACS155	Delta VFD004S21
Configuración AC-AC	✓	✓	✓
Configuración DC-AC	✓		
Alimentación monofásica*			
Alimentación trifásica 220	✓	✓	✓
Corrección de factor de potencia	✓	✓	
Control escalar	✓	✓	✓
Control vectorial			
Rampas de aceleración y desaceleración	✓	✓	✓
Lazo abierto	✓	✓	✓
Lazo cerrado	✓		
Protección por temperatura	✓		
Ventilación forzada	✓	✓	✓
Interface de configuración	✓	✓	
Comunicación USB	✓	✓	
Comunicación I2C	✓		
Medición de velocidad rotativa	✓		

*Salvo que se use como inversor a frecuencia fija 60Hz

De la tabla 2 se puede concluir que los tres dos productos propuestos presentan rasgos similares a las características del prototipo desarrollado pero las ventajas con las que cuenta el prototipo diseñado y desarrollado se enlistan a continuación.

- Cuenta microcontrolador AVR de gama baja 8bits.
- Prototipo programable en caso de requerirlo
- Comunicación I2C para para reconfiguración de prototipo
- Comunicación USB para interface de LabVIEW
- Encoder y opto interruptor para medición de velocidad.
- Protección por de temperatura elevada (ajustable de 30°C a 100°C)
- Alarma sonora en caso de fallo por bajo voltaje de alimentación, sobre corriente, temperatura o fallo en la comprobación de dispositivos intercomunicados por I2C.
- Fusibles de protección en caso de corto circuito en el sistema.

CONCLUSIONES

El sistema electrónico desarrollado cumple con la función de elevar el voltaje a partir del voltaje suministrado por una batería automotriz de 12Vcd.

Finalmente con el trabajo desarrollado se cumplió con el objetivo de Diseñar y construir un inversor CD/CA con corrección del factor de potencia para alimentar y controlar la velocidad de un motor trifásico, ya que físicamente se obtuvo un prototipo controlado a través de un software programado en el microcontrolador empleado de la familia AVR, atmega 328 para la variación de frecuencia fundamental.

Al final, con el prototipo construido, se realizaron pruebas de funcionamiento para poder asegurar el buen desempeño de este en cada uno de sus módulos, estas pruebas consistieron en determinar, a través de la observación y de la medición tanto de frecuencia y voltaje.

Trabajos a futuro

El presente trabajo es una propuesta del prototipo de un sistema de alimentación de corriente alterna para control de velocidad de un motor trifásico, a través del cual se sientan las bases para un desarrollo tecnológico proyectado a futuro, a través del mejoramiento de cada una de sus módulos. Ya que el trabajo aquí mostrado solo se limitó al desarrollo conceptual y a las pruebas preliminares para la obtención de los parámetros de control.

Uno de los módulos a mejorar es el convertidor CD-CD que requiere al menos de 48Vcd provenientes de un banco de baterías automotrices, esto disminuiría el estrés provocado en los MOSFET's empleados, disminuyendo las perdidas por conmutación, reduciendo la temperatura disipada en estos, obteniendo una mejora en el aprovechamiento de potencia eléctrica requerida por el sistema en su totalidad.

Se requiere también la mejora y construcción de una fuente flyback que contenga todas las salidas de voltaje necesarias, esto con la intención de reducir a uno la topología empleada para obtener múltiples salidas de voltaje con referencia a tierra flotante entre ellas.

BIBLIOGRAFÍA.

- [1] J. Garcia, M. A. Dalla-Costa, A. L. Kirsten, D. Gacio, and A. J. Calleja, "A novel flyback-based input PFC stage for electronic ballasts in lighting applications," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 49, no. 2, pp. 769–777, 2013.
- [2] J. Zhang, X. Huang, X. Wu, and Z. Qian, "A high efficiency flyback converter with new active clamp technique," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 25, no. 7, pp. 1775–1785, 2010.
- [3] M. A. Rezaei, K. J. Lee, and A. Q. Huang, "A High-Efficiency Flyback Micro-inverter With a New Adaptive Snubber for Photovoltaic Applications," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 31, no. 1, pp. 318–327, 2016.
- [4] S. Lim, S. Member, D. M. Otten, and D. J. Perreault, "New AC – DC Power Factor Correction Architecture Suitable for High-Frequency Operation," vol. 31, no. 4, pp. 2937–2949, 2016.
- [5] K. I. Hwu, Y. T. Yau, and L. L. Lee, "Powering LED using high-efficiency SR flyback converter," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 47, no. 1, pp. 376–386, 2011.
- [6] R. Z. Detection, Y. Roh, Y. Moon, J. Gong, and C. Yoo, "Active Power Factor Correction (PFC) Circuit With Resistor-Free Zero-Current Detection," *Power*, vol. 26, no. 2, pp. 630–637, 2011.
- [7] A. Bouafassa, L. Rahmani, and S. Mekhilef, "Design and real time implementation of single phase boost power factor correction converter," *ISA Trans.*, vol. 55, pp. 267–274, 2015.
- [8] J. W. Yang and H. L. Do, "Efficient Single-Switch Boost-Dual-Input Flyback PFC Converter With Reduced Switching Loss," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 62, no. 12, pp. 7460–7468, 2015.

- [9] M. Delshad, N. A. Madiseh, and M. R. Amini, "Implementation of soft-switching bidirectional flyback converter without auxiliary switch," *IET Power Electron.*, vol. 6, no. 9, pp. 1884–1891, 2013.
- [10] T. Yan, J. Xu, F. Zhang, J. Sha, and Z. Dong, "Variable-On-Time-Controlled," vol. 61, no. 11, pp. 6091–6099, 2014.
- [11] W. Li, L. Fan, Y. Zhao, S. Member, X. He, D. Xu, B. Wu, and A. Abstract, "High-Step-Up and High-Efficiency Fuel-Cell Power-Generation System With Active-Clamp Flyback – Forward Converter," vol. 59, no. 1, pp. 599–610, 2012.
- [12] F. Oropeza, L. Alejandro, P. Guardado, R. Loera, L. Enrique, L. Alejandro, F. Oropeza, I. Eleazar, P. Guardado, M. C. Alejandro, R. Loera, M. C. L. Enrique, and A. Miranda, "Estudio Comparativo entre los Convertidores Flyback y Flyback Multifase para Corrección Activa del Factor de Potencia," 2008.
- [13] Y. Cho, J.-M. Kwon, and B. Kwon, "Single Power-Conversion AC--DC Converter With High Power Factor and High Efficiency," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 29, no. 9, pp. 4797–4806, 2014.
- [14] B. Zhang, K. Zhou, and D. Wang, "Multirate repetitive control for PWM DC/AC converters," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 61, no. 6, pp. 2883–2890, 2014.
- [15] W. Zhou and D. Sun, "Adaptive PWM for four-switch three-phase inverter," vol. 51, no. 21, pp. 3–4, 2015.
- [16] D. Zhi, S. Member, L. Xu, S. Member, and B. W. Williams, "Improved Direct Power Control of Grid-Connected DC / AC Converters," vol. 24, no. 5, pp. 1280–1292, 2009.
- [17] E. Figueres, J. M. Benavent, G. Garcerá, and M. Pascual, "A control circuit with load-current injection for single-phase power-factor-correction rectifiers," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 54, no. 3, pp. 1272–1281, 2007.

- [18] K. G. Georgakas, P. N. Vovos, N. a Vovos, and S. Member, "Harmonic reduction method for a single-phase dc-ac converter without output filter," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. PP, no. 99, pp. 1–8, 2013.
- [19] H. Farzaneh-Fard and M. Mahdavi, "Bridgeless CUK power factor correction rectifier with reduced conduction losses," *IET Power Electron.*, vol. 5, no. 9, pp. 1733–1740, 2012.
- [20] J. D. L. Ricardo, L. L. Oliveira, and L. M. C. Rech, "Single-stage high power factor step-up / step-down isolated AC / DC converter," no. February, pp. 2–9, 2012.
- [21] T. Inverter, "Design and Analysis of a New Evaluation Circuit for Capacitors Used in a High-Power," vol. 63, no. 5, pp. 2679–2687, 2016.
- [22] P. Cortes, J. Rodriguez, C. Silva, and A. Flores, "Delay compensation in model predictive current control of a three-phase inverter," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 59, no. 2, pp. 1323–1325, 2012.
- [23] H. Keyhani and H. A. Toliyat, "A soft-switched three-phase AC-AC converter with a high-frequency AC link," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 50, no. 4, pp. 2637–2647, 2014.
- [24] X. Pei, Y. Kang, and J. Chen, "Analysis and calculation of DC-link current and voltage ripple for three-phase inverter with unbalanced loads," *Conf. Proc. - IEEE Appl. Power Electron. Conf. Expo. - APEC*, vol. 30, no. 10, pp. 1565–1572, 2014.
- [25] A. Peyghambari, A. Dastfan, and A. Ahmadyfard, "Selective Voltage Noise Cancellation in Three-Phase Inverter Using Random SVPWM," vol. 31, no. 6, pp. 4604–4610, 2016.
- [26] M. Nauman and A. Hasan, "Efficient Implicit Model Predictive Control of Three Phase Inverter with an Output LC Filter," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 31, no. 9, pp. 1–1, 2016.

- [27] N. Inverter, R. Vargas, S. Member, P. Cortés, S. Member, U. Ammann, J. Rodríguez, S. Member, J. Pontt, and S. Member, "Predictive Control of a Three-Phase," vol. 54, no. 5, pp. 2697–2705, 2007.
- [28] A. N. Basanta, "Filtro c' para la fuente de alimentación alimentació n de un inversor trifásico," vol. XXXI, no. 2, pp. 2–7, 2010.
- [29] H. Shi and J. Huang, "Suppressing low-frequency components of common-mode voltage through reverse injection in three-phase inverter," *IET Power Electron.*, vol. 7, no. 6, pp. 1644–1653, 2014.
- [30] R. Khemchandani, A. N. Singh, and H. Khanna, "Speed Control of Three Phase Induction Motor by Variable Frequency Drive," *Int. J. Res.*, vol. 1, no. 11, pp. 157 – 158, 2014.
- [31] Norma IEEE 519.1992