UNIVERSIDAD POLITÉCNICA SALESIANA

SEDE CUENCA

CARRERA DE INGENIERÍA ELECTRÓNICA

Trabajo de titulación previo a la obtención del título de Ingeniera Electrónica e Ingeniero Electrónico

PROYECTO TÉCNICO CON ENFOQUE INVESTIGATIVO:

"DESARROLLO DE UN MICROINVERSOR PARA LA OPTIMIZACIÓN DEL ARRANQUE EN MOTORES MONOFÁSICOS"

AUTORES:

ORELLANA ZEA ALEXANDRA ADELINA

PINTADO GARATE ISMAEL EDUARDO

TUTOR:

ING. JULIO CÉSAR VIOLA, PHD.

CUENCA - ECUADOR

2019

CESIÓN DE DERECHOS DE AUTOR

Nosotros, Alexandra Adelina Orellana Zea con documento de identificación N° 0301618757 e Ismael Eduardo Pintado Garate con documento de identificación N° 0105746663, manifestamos nuestra voluntad y cedemos a la Universidad Politécnica Salesiana la titularidad sobre los derechos patrimoniales en virtud de que somos autores del trabajo de titulación: **"DESARROLLO DE UN MICROINVERSOR PARA LA OPTIMIZACIÓN DEL ARRANQUE EN MOTORES MONOFÁSICOS"**, mismo que ha sido desarrollado para optar por el título de: *Ingeniera Electrónica e Ingeniero Electrónico*, en la Universidad Politécnica Salesiana, quedando la Universidad facultada para ejercer plenamente los derechos cedidos anteriormente.

En aplicación a lo determinado en la Ley de Propiedad Intelectual, en nuestra condición de autores nos reservamos los derechos morales de la obra antes citada. En concordancia, suscribimos este documento en el momento que hacemos entrega del trabajo final en formato impreso y digital a la Biblioteca de la Universidad Politécnica Salesiana.

Cuenca, 28 de enero del 2019

Alexandra Adelina Orellana Zea	Ismael Eduardo Pintado Garate
CI:0301618757	CI:0105746663
AUTORA	AUTOR

CERTIFICACIÓN

Yo declaro que bajo mi tutoría fue desarrollado el trabajo de titulación: **“DESARROLLO DE UN MICROINVERSOR PARA LA OPTIMIZACIÓN DEL ARRANQUE EN MOTORES MONOFÁSICOS”,** realizado por Alexandra Adelina Orellana Zea e Ismael Eduardo Pintado Garate, obteniendo el *Proyecto Técnico con enfoque Investigativo* que cumple con todos los requisitos estipulados por la Universidad Politécnica Salesiana.

Cuenca, 28 de enero del 2019

CI: 0151422953

TUTOR DEL TRABAJO DE TITULACIÓN

DECLARATORIA DE RESPONSABILIDAD

Nosotros, Alexandra Adelina Orellana Zea con número de cédula 0301618757 e Ismael Eduardo Pintado Garate con número de cédula 0105746663, autores del trabajo de titulación: **"DESARROLLO DE UN MICROINVERSOR PARA LA OPTIMIZACIÓN DEL ARRANQUE EN MOTORES MONOFÁSICOS",** certificamos que el total contenido del *Proyecto Técnico con enfoque Investigativo***,** es de nuestra exclusiva responsabilidad y autoría

Cuenca, 28 de enero del 2019

Alexandra Adelina Orellana Zea	Ismael Eduardo Pintado Garate
CI:0301618757	CI:0105746663
AUTORA	AUTOR

AGRADECIMIENTOS

Agradezco en primer lugar a Dios por darme las fuerzas necesarias para hacer de este sueño una realidad.

A mi familia porque siempre tuvieron las palabras necesarias para impulsarme y por su apoyo incondicional en cada momento.

Al Ing. Julio Viola PhD. por la paciencia, consejos y por compartir siempre sus conocimientos de manera desinteresada.

A ti Ismael por sacar la mejor versión de mí.

Alexandra Adelina Orellana Zea

Agradezco a Dios por la fuerza que me ha dado en todos estos años.

A mis padres que sin sus palabras de aliento y su apoyo incondicional esto no hubiera sido posible.

A ti Ade por convertirte en uno de mis mejores apoyos.

Al Ing. Julio Viola porque sin su guía no se lograría este proyecto.

A mi hermana por decirme muévete.

A mi familia que de una u otra forma me ayudaron y estuvieron junto a mí.

Ismael Eduardo Pintado Garate

DEDICATORIAS

A mi mami Alexandra porque sin tu apoyo nada de esto sería posible por las veces que te sacrificaste por mí en silencio y tuviste las palabras necesarias para que no me rindiera.

A mi abuelito Vicente por su apoyo constante por considerarme más que su nieta una hija y a mi hermano José porque con tu frase ¡tranquila hermanita todo estará bien! me impulsabas a que lo intente una vez más.

A mi abuelita Luz (+) porque desde el cielo se ha convertido en un ángel que guía mis pasos miré mamá lo logré

A mis tíos/as: Alba, Samuel, Elio, Vicente y Katy.

Alexandra Adelina Orellana Zea

Para los pilares fundamentales de mi vida, mi mamá Diana y mi papá Luis que fueron los que confiaron en mi para lograr un peldaño más en mi vida académica, por acompañarme en esta travesía.

Ismael Eduardo Pintado Garate

ÍNDICE GENERAL

AGRADECIMIENTOS I
DEDICATORIAS II
ÍNDICE GENERAL III
ÍNDICE DE FIGURAS VI
ÍNDICE DE TABLAS IX
RESUMEN X
INTRODUCCIÓN XII
ANTECEDENTES DEL PROBLEMA DE ESTUDIO XIII
JUSTIFICACIÓN (IMPORTANCIA Y ALCANCES) XV
OBJETIVOS XVI
OBJETIVO GENERAL XVI
OBJETIVOS ESPECÍFICOS XVI
CAPÍTULO 1: FUNDAMENTOS TEÓRICOS 1
1.1 Fuerza electromotriz 1
1.2 Inducción magnética 1
1.3 Motores de inducción monofásicos 2
1.4 Técnicas de arranque de motores monofásicos 3
1.5 Rectificadores 4
1.5.1 Diodo 4
1.5.2 Transistor bipolar de puerta aislada (IGBT) 5
1.5.3 Rectificador no controlado 5
1.6 Convertidor DC/CA o Inversor 6
1.7 Técnicas de control para motores de CA 9
1.7.1 Control Vectorial 9
1.7.2 Control Escalar 10
1.8 Convertidor reductor (BUCK) 13
CAPÍTULO 2: MARCO METODOLÓGICO 17
2.1 Características del motor monofásico 17

2.2 Simulación del motor monofásico 18
2.3 Simulación del arranque del motor monofásico con el método tradicional..... 18
2.4 Simulación del arranque del motor monofásico con el método propuesto 19
2.4.1 Etapa de rectificación 21
2.4.2 Algoritmo de control escalar 21
2.4.3 Etapa de potencia 22
2.4.4 Generación de disparos para los IGBTs 24
2.5 Diseño de la tarjeta PCB 25
2.5.1 Fuente de alimentación de 24 V 25
2.5.2 Fuente de alimentación de 15V 26
2.5.3 Detector de Cruce por cero 27
2.5.4 Drivers 29
2.5.5 Etapa de potencia 31
CAPÍTULO 3: IMPLEMENTACIÓN Y ANÁLISIS DE RESULTADOS 34
3.1 Montaje de la placa PCB 34
3.2 Obtención de datos en las simulaciones 37
3.2.1 Obtención de datos para el arranque con el Método tradicional 37
3.2.2 Obtención de datos para el arranque con el método Propuesto 39
3.3 Obtención de datos Experimentales 42
3.3.1 Obtención de datos experimentales con el método de arranque tradicional 43
3.3.2 Obtención de datos experimentales con el método de arranque propuesto 45
3.4 Análisis de resultados 48
3.5 Costos asociados con la implementación del prototipo 51
CAPÍTULO 4: CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES 54
REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS 56
APÉNDICES 59
APÉNDICE A: COMPONENTES DE LA FUENTE DE 24V 59
APÉNDICE B: COMPONENTES DE LA FUENTE DE 15V 59
APÉNDICE C: COMPONENTES DEL DETECTOR DE CRUCE POR CERO 60

APÉNDICE D: COMPONENTES PARA LOS DRIVERS 60

APÉNDICE E: COMPONENTES PARA LA ETAPA DE POTENCIA 61

APÉNDICE F: VISTA EN DOS DIMENSIONES DEL PCB 62

APÉNDICE G: VISTA EN TRES DIMENSIONES DEL PCB 62

APÉNDICE H: IMÁGENES OBTENIDAS CON EL OSCILOSCOPIO 63

APÉNDICE I: ALGORITMO DEL MICROPROCESADOR 67

ÍNDICE DE FIGURAS

Figura 1.1 *Representación de la inducción magnética* 1
Figura 1.2 *Partes constructivas y esquema del motor monofásico.* 2
Figura 1.3 *Esquema del motor de inducción monofásico de fase partida.* 3
Figura 1.4 *Esquema del motor de inducción monofásico de arranque por capacitor*. 4
Figura 1.5 *Símbolo esquemático del diodo* 5
Figura 1.6 *Símbolo esquemático de un IGBT* 5
Figura 1.7 *Esquema de un rectificador monofásico*..... 6
Figura 1.8 *Esquema duplicador de voltaje de onda completa* 6
Figura 1.9 *Esquema de bloques del inversor de modo conmutado*..... 7
Figura 1.10 *Señal de voltaje a la salida del inversor*..... 7
Figura 1.11 *Técnica de modulación por ancho de pulsos*..... 8
Figura 1.12 *Módulo de potencia Semikron Skiip 03NEC066V3* 9
Figura 1.13 *Estructura circuital del módulo de potencia Semikron Skiip 03NEC066V3* 9
Figura 1.14 *Esquema de bloques de un control vectorial*..... 10
Figura 1.15 *Circuito equivalente de estado estable simplificado del motor de inducción* 11
Figura 1.16 *Tensión del estator versus frecuencia*..... 12
Figura 1.17 *Torque versus deslizamiento* 12
Figura 1.18 *Representación esquemática del convertidor reductor Buck* 13
Figura 1.19 *Tiempos de conmutación del interruptor Q*..... 13
Figura 1.20 *Representación esquemática del convertidor Buck con el interruptor Q cerrado* 15
Figura 1.21 *Representación esquemática del convertidor Buck con el interruptor Q abierto* 15

Figura 2.1 *Bloque del motor monofásico en MATLAB/Simulink* 18
Figura 2.2 *Esquema de arranque del motor monofásico con el método tradicional*. 19
Figura 2.3 *Simulación del arranque del motor con el método tradicional*..... 19
Figura 2.4 *Esquema general de conversión CA/DC y DC/CA*..... 20
Figura 2.5 *Simulación del arranque del motor con el método propuesto*..... 20
Figura 2.6 *Esquema de bloques de la etapa de rectificación*..... 21

Figura 2.7 *Esquema de control escalar V/f* 22
Figura 2.8 *Tres ramas VSI utilizadas para conseguir un sistema de dos señales* 22
Figura 2.9 Esquema de conexión de la etapa de potencia del microinversor 24
Figura 2.10 *Esquema de bloques de la generación de pulsos* 24
Figura 2.11 *Esquema de la función del convertidor Buck* 25
Figura 2.12 *Esquemático de la fuente de alimentación 24V* 26
Figura 2.13 *Esquema de la fuente de alimentación 15V* 26
Figura 2.14 *Esquemático de la fuente de alimentación 15V* 27
Figura 2.15 *Diagrama de la detección de cruce por cero* 27
Figura 2.16 *Esquemático del detector de cruce por cero* 28
Figura 2.17 *Esquemático del termostato* 28
Figura 2.18 *Esquemático de la etapa de drivers 1* 30
Figura 2.19 *Esquemático de la etapa de drivers 2* 30
Figura 2.20 *Esquemático de la etapa de drivers 3* 31
Figura 2.21 *Esquema de conexión del módulo de potencia* 31
Figura 2.22 *Esquemático de la etapa de potencia* 32
Figura 2.23 *Plano interno 1 de la placa PCB* 33
Figura 2.24 *Plano interno 2 de la placa PCB* 33

Figura 3.1 *Montaje de las fuentes de* $24V$ *y* $15V$ 35
Figura 3.2 *Horneado de la placa PCB* 35
Figura 3.3 *Placa PCB* 36
Figura 3.4 *Detalle de las etapas de la placa PCB* 36
Figura 3.5 *Corriente del bobinado principal con el método de arranque tradicional* 37
Figura 3.6 *Corriente del bobinado auxiliar con el método de arranque tradicional* 38
Figura 3.7 *Velocidad nominal del motor con el método de arranque tradicional* 38
Figura 3.8 *Corriente del bobinado principal con el método de arranque propuesto* 39
Figura 3.9 *Corriente del bobinado auxiliar con el método de arranque propuesto* .. 40
Figura 3.10 *Transitorio de la corriente del microinversor a la línea eléctrica* 41
Figura 3.11 *Acercamiento del transitorio de la corriente del microinversor a la línea eléctrica* 41
Figura 3.12 *Velocidad nominal del motor con el método de arranque propuesto* 42
Figura 3.13 *Implementación en el Laboratorio* 43

Figura 3.14 *Corriente experimental obtenida en el bobinado principal con el método de arranque tradicional* 44
Figura 3.15 *Corriente experimental obtenida en el bobinado auxiliar con el método de arranque tradicional* 44
Figura 3.16 *Corriente experimental obtenida en el bobinado principal con el método de arranque propuesto* 45
Figura 3.17 *Señal experimental del detector de cruce por cero* 46
Figura 3.18 *Transitorio experimental de la corriente del microinversor a la línea eléctrica* 47
Figura 3.19 *Acercamiento del transitorio experimental de la corriente del microinversor a la línea eléctrica* 47
Figura 3.20 *Corriente experimental obtenida en el bobinado auxiliar con el método de arranque propuesto* 48
Figura 3.21 *Corrientes en el bobinado principal con el método tradicional y con el método propuesto* 50

Figura F.1 *Vista en dos dimensiones del PCB* 62

Figura G.1 *Vista en tres dimensiones del PCB* 62

Figura H.1 *Corriente experimental en el bobinado principal con el método de arranque tradicional* 63
Figura H.2 *Corriente experimental en el bobinado auxiliar con el método de arranque tradicional* 64
Figura H.3 *Corriente experimental en el bobinado principal con el método de arranque propuesto* 64
Figura H.4 *Corriente experimental en el bobinado auxiliar con el método de arranque propuesto* 65
Figura H.5 *Señal experimental del detector de cruce por cero* 65
Figura H.6 *Transitorio experimental de la corriente del microinversor a la línea eléctrica* 66
Figura H.7 *Acercamiento del transitorio experimental de la corriente del microinversor a la línea eléctrica* 66

ÍNDICE DE TABLAS

Tabla 1.1 Características del motor utilizado en el proyecto 17

Tabla 3.1 Datos de la simulación vs datos de la prueba experimental utilizando el arranque tradicional 49
Tabla 3.2 Datos de la simulación vs datos de la prueba experimental utilizando el arranque propuesto 49
Tabla 3.3 Datos del arranque tradicional vs datos del arranque propuesto 50
Tabla 3.4 Costo de la etapa de drivers 51
Tabla 3.5 Costo de las fuentes de $24V$ y $15V$ 52
Tabla 3.6 Costo del detector de cruce por cero y termostato 52
Tabla 3.7 Costo de la etapa de potencia 53
Tabla 3.8 Costo total del prototipo 53

Tabla A.1 Componentes requeridos para la fuente de 24V 59

Tabla B.1 Componentes requeridos para la fuente de 15V 59

Tabla C.1 Componentes requeridos para el cruce por cero y termostato 60

Tabla D.1 Componentes requeridos para los drivers 60

Tabla E.1 Componentes requeridos para la etapa de potencia 61

RESUMEN

El presente trabajo tiene como punto de inicio el estudio del funcionamiento del motor monofásico, observando sus principales partes constructivas detallando los elementos electromecánicos que ayudan al arranque del mismo. También se describen las distintas técnicas de arranque y la evolución de las variables de tensión y corriente.

La investigación continúa con los inversores de potencia con control PWM ya que estos se utilizan ampliamente en el proceso de control de motores trifásicos por su versatilidad de implementación, por lo que se plantea la posibilidad de utilizarlos en la optimización del arranque de un motor monofásico.

A continuación, se verá el comportamiento del motor monofásico mediante simulaciones para las cuales se utilizan dos técnicas de arranque con la ayuda del software MATLAB/Simulink: la primera técnica con circuitos electromecánicos tradicionales y la segunda técnica con modulación de amplitud y frecuencia. Permitiéndonos analizar los picos de corriente presentados en cada una de las técnicas al momento del arranque del motor monofásico tanto en el devanado principal como en el devanado auxiliar. Además, se obtendrán datos de corriente en los devanados cuando el motor llega al estado estacionario.

Posterior a la simulación, se procede al diseño de una tarjeta PCB con la ayuda del software ALTIUM designer donde estarán incluidas las etapas para el funcionamiento del microinversor. La tarjeta PCB implementada, en conjunto con un microprocesador operaran como arrancador suave para el motor monofásico, reemplazando los elementos electromecánicos comúnmente utilizados.

Para poder observar el comportamiento del motor monofásico en el caso práctico se realizaron diferentes pruebas en donde se utilizó: una fuente eléctrica de corriente alterna, el microinversor, motor monofásico y el microprocesador que genera los pulsos para la activación de la etapa de potencia. Con la ayuda de un osciloscopio en conjunto con una punta de corriente y tensión se obtuvieron los valores de corriente

en los devanados del motor monofásico los cuales se almacenaron en un archivo *.dat*. Para su posterior procesamiento en el software MATLAB.

INTRODUCCIÓN

Con el paso de los años la evolución de la automatización e industrialización hizo evidente la necesidad de contar con máquinas giratorias capaces de mover diferentes cargas para realizar distintos trabajos en el domicilio o empresas en general. Para satisfacer esta creciente demanda se implementaron motores monofásicos ya que estos tienen bajo costo, sencillez constructiva y su tamaño los hace candidatos ideales para aplicaciones de baja potencia.

En este trabajo se analiza el comportamiento del motor monofásico al momento de encenderlo. Es de notar que el motor monofásico no puede iniciar marcha por si solo ya que no posee par de arranque, por cual requiere de circuitería adicional para poder lograrlo. Es por esto que se utilizan para su arranque distintas técnicas eléctricas las cuales son: devanados de fase partida, arranque por condensador y polos de estator sombreado.

Mediante el trabajo se busca reemplazar dispositivos anticuados por un diseño moderno con mejores prestaciones, logrando un arranque suave para los motores monofásicos los cuales, por su aplicación (refrigeradoras, compresores, unidades de aire acondicionado, bombas de agua), tienen un gran número de paradas y arranques a lo largo del día.

ANTECEDENTES DEL PROBLEMA DE ESTUDIO

Los motores de inducción monofásicos son los más utilizados globalmente para el movimiento de cargas pequeñas tanto en el ámbito domiciliario como industrial, debido a su sencillez constructiva, su robustez y su bajo costo [1].

La principal desventaja asociada al motor de inducción monofásico es que el flujo que se genera en el estator es oscilante a diferencia de los motores de inducción trifásicos donde el flujo que se genera en el estator es rotativo, debido a esta condición el motor de inducción monofásico no puede hacer girar el rotor cuando este está completamente detenido. Esto conlleva a que en la fabricación del motor se deba incluir un bobinado auxiliar, también llamado bobinado de arranque, que será utilizado para obtener un flujo de estator giratorio. Para esto el motor requiere de elementos externos que conforman el circuito de arranque, los cuales en conjunto con el bobinado auxiliar y principal logran el flujo giratorio. Una vez que el motor arranco el circuito de arranque desconecta el devanado auxiliar porque este no está diseñado para operar permanentemente [1].

La circuitería de arranque de cualquier motor monofásico basa su operación en capacitores, relés y termistores, y poco o nada ha cambiado en los últimos 50 años. Estos componentes resultan voluminosos, poseen una vida útil relativamente corta y no evitan que el motor requiera para su arranque una alta corriente, la cual puede ser hasta 10 veces la corriente nominal [1].

Los inversores de potencia son una solución conocida en el control de grandes motores de inducción trifásicos con los cuales se pueden lograr esquemas de control elaborados [2]. En la última década las aplicaciones de inversores se han ido acercando a motores de bajas potencias debido a que los costos de las etapas de potencia y de los microprocesadores requeridos para el control se han reducido. No obstante, no es común el uso de inversores para el control de motores monofásicos aun cuando la estructura de dos bobinados que estos poseen los hace candidatos ideales para ser controlados con este tipo de dispositivos [3].

El presente trabajo pretende abordar el diseño de un microinversor que logre un arranque suave de un motor monofásico (<1HP), haciendo uso del bobinado auxiliar buscando reemplazar toda la circuitería auxiliar de arranque actualmente utilizada [3].

JUSTIFICACIÓN (IMPORTANCIA Y ALCANCES)

En la actualidad la aplicación de motores monofásicos está muy extendida, pero no ha habido cambios relevantes en su construcción ni en la forma de arranque. Uno de los problemas más importantes que se generan al momento del arranque es el pico de corriente de estator lo cual acorta la vida útil de capacitores, relés y termistores que son los componentes que conforman el circuito de arranque del motor monofásico.

Tomando en cuenta lo antes mencionado se busca mejorar dicha condición con la implementación de un microinversor que basa su operación en componentes electrónicos los cuales serán implementados en una placa de circuito impreso (PCB) cuyas etapas son: rectificador doblador de onda completa, etapa de potencia utilizando un sistema inversor trifásico, un control escalar y generación SPWM (Modulación Sinuisoidal de ancho de pulsos), todos estos componentes actuando en conjunto permitirán un arranque suave para el motor monofásico.

OBJETIVOS

OBJETIVO GENERAL

Diseñar un microinversor que será utilizado como circuito principal de arranque en motores monofásicos de baja potencia (< 1HP).

OBJETIVOS ESPECÍFICOS

- Estudiar los requerimientos que los motores tienen para su funcionamiento en aplicaciones domiciliarias de baja potencia.
- Simular el comportamiento de un motor monofásico (< 1HP) arrancando con circuitos electromecánicos tradicionales.
- Simular el comportamiento de un motor monofásico (< 1HP) con técnicas de modulación de frecuencia y amplitud obtenidas con el microinversor.
- Desarrollar los algoritmos de control que deberán residir en el microprocesador.
- Diseñar la etapa de potencia y circuitos adicionales para el funcionamiento de la misma.
- Realizar las pruebas y validación del prototipo obtenido.

CAPÍTULO 1: FUNDAMENTOS TEÓRICOS

1.1 FUERZA ELECTROMOTRIZ

Se define como fuerza electromotriz al diferencial de potencial entre dos puntos. Pudiendo provenir de: una fuente (batería) la cual posee la capacidad de transformar energía química a energía eléctrica, de los generadores eléctricos que transforman la energía mecánica a energía eléctrica, etc. Matemáticamente puede expresarse como se muestra en la ecuación (1) en donde ε expresa la fuerza electromotriz, W el trabajo y Q la carga [4].

$$\varepsilon = \frac{W}{Q} \tag{1}$$

1.2 INDUCCIÓN MAGNÉTICA

La inducción magnética es la fuerza que se ejerce sobre una carga eléctrica [5]. En la Figura 1.1 se observa el principio de inducción magnética en donde si la carga Q se traslada a una velocidad $\vec{v}$ en un campo magnético $\vec{B}$, aparecerá sobre ella una fuerza proporcional a Q y a $\vec{v}$. La fuerza que aparece es perpendicular a $\vec{v}$ y a $\vec{B}$ [6].

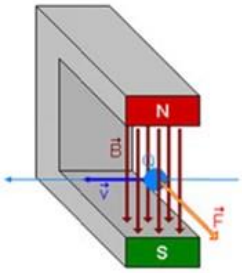

Figura 1.1 *Representación de la inducción magnética*

Fuente: [6]

La fuerza de inducción magnética se representa matemáticamente en la ecuación (2) donde $\vec{F}$ es la fuerza ejercida sobre la carga Q, $\vec{v}$ es la velocidad y $\vec{B}$ es el campo magnético [6].

$$\vec{F} = Q(\vec{v} \times \vec{B}) \tag{2}$$

1.3 MOTORES DE INDUCCIÓN MONOFÁSICOS

Son los motores eléctricos más utilizados en aplicaciones domiciliarias como refrigeradoras, acondicionadores de aire, ventiladores y algunos tipos de lavadoras de ropa [7].

Los motores monofásicos tienen una construcción semejante a los motores trifásicos, los cuales se conforman de un estator y un rotor de jaula de ardilla como se detalla en la Figura 1.2. El estator posee un devanado principal y uno auxiliar, siendo este último operado solamente durante un breve período en el que el motor arranca [7].

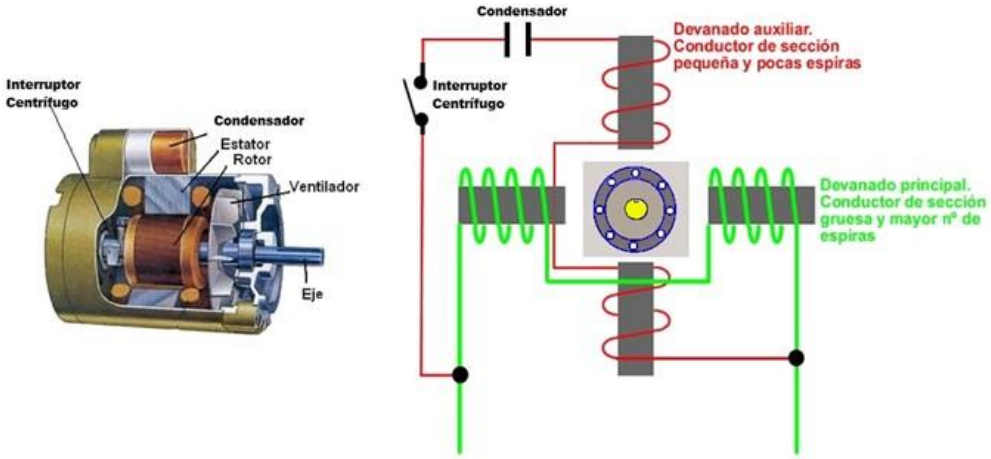

Figura 1.2 *Partes constructivas y esquema del motor monofásico.*

Fuente: [8]

Teniendo esto en cuenta existen dos teorías que permiten explicar el arranque de los motores monofásicos: teoría del campo cruzado y teoría del doble campo giratorio [9].

La teoría del campo cruzado se enfoca en los voltajes y corrientes que el estator puede inducir en las barras del rotor en el momento que está en movimiento [9].

La teoría del doble campo giratorio plantea que un campo magnético oscilatorio estacionario se puede separar en dos campos magnéticos de igual magnitud, pero que giran en sentidos opuestos. El motor responde por separado a cada uno de los campos magnéticos, el par neto en el motor de inducción será igual a la suma de los pares de cada uno de los campos magnéticos [9].

1.4 TÉCNICAS DE ARRANQUE DE MOTORES MONOFÁSICOS

El motor monofásico al no poseer par de arranque no puede iniciar marcha por sí solo. Es por esto que se utilizan para su arranque distintas técnicas eléctricas: devanados de fase partida, arranque por condensador y polos de estator sombreado.

La técnica de arranque con devanados de fase partida consta de dos devanados en el estator: uno primario y uno auxiliar. Estos están a una distancia de 90° eléctricos entre ellos, estando el devanado auxiliar diseñado para que su corriente esté adelantada con respecto a la del devanado primario [9].

En la Figura 1.3 se observa un esquema de las partes que conforman un motor monofásico de inducción de fase partida.

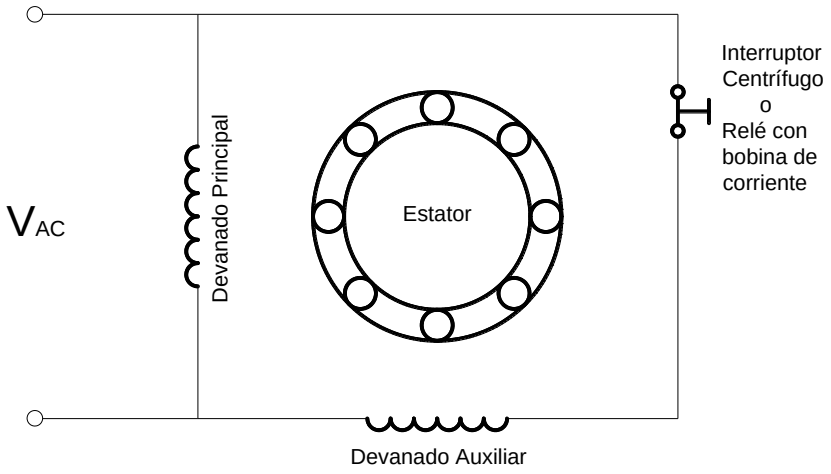

Figura 1.3 *Esquema del motor de inducción monofásico de fase partida.*

Fuente: (Autores)

La técnica de arranque con capacitor es utilizada porque con ella se obtiene un mejor par de arranque gracias al uso de un capacitor conectado en serie al bobinado auxiliar el cual ayuda a un mayor desfase de la corriente. Una diferencia de noventa

grados en la corriente tendrá como resultado un campo magnético giratorio en el estator y el motor de inducción se comportará como si arrancara con una alimentación trifásica [9].

En la Figura 1.4 se observa un esquema de las partes que conforman un motor monofásico de inducción de arranque por capacitor.

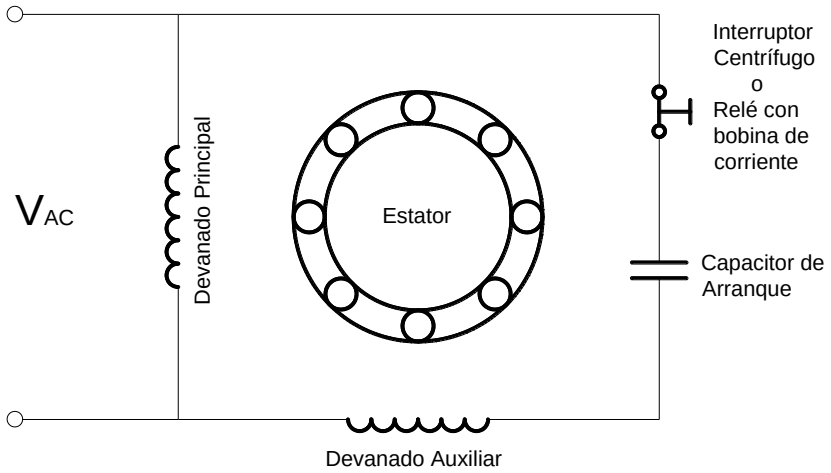

Figura 1.4 *Esquema del motor de inducción monofásico de arranque por capacitor*

Fuente: (Autores)

La técnica de arranque con inducción de polos sombreados requiere que el motor monofásico solo tenga un bobinado. Reemplazando el bobinado auxiliar por polos salientes [9].

1.5 RECTIFICADORES

1.5.1 DIODO

Un diodo funciona como un interruptor, a fin de realizar varias funciones, siendo la rectificación una de las más importantes. Es un dispositivo de unión pn de dos terminales, el cual se fabrica mediante procesos de aleación, difusión y crecimiento epitaxial. La polarización directa es aquella donde el ánodo está más positivo que el cátodo y la polarización inversa se caracteriza por no tener conducción de corriente. La representación esquemática del diodo se aprecia en la Figura 1.5 [10].

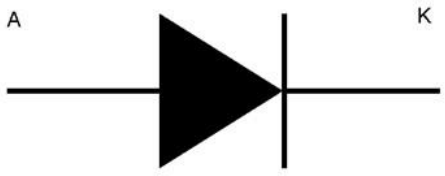

Figura 1.5 *Símbolo esquemático del diodo*

Fuente: (Autores)

1.5.2 TRANSISTOR BIPOLAR DE PUERTA AISLADA (IGBT)

Este transistor posee: una puerta (gate) de una elevada impedancia que solo requiere una mínima cantidad de potencia para conmutar el dispositivo, una tensión de activación pequeña incluso en dispositivos con altos voltajes de bloqueo. Se puede diseñar además para bloquear voltajes negativos. La Figura 1.6 presenta el símbolo esquemático de un IGBT [11].

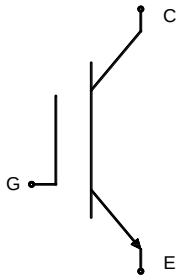

Figura 1.6 *Símbolo esquemático de un IGBT*

Fuente: (Autores)

1.5.3 RECTIFICADOR NO CONTROLADO

En la actualidad, se usan rectificadores económicos con una alta eficiencia ya que están conformados por diodos los cuales permiten convertir la CA en DC. Gracias a los diodos estos rectificadores obtienen la energía de la fuente de CA y se transfiere al lado de DC, como se observa en la Figura 1.7. Algunas de las aplicaciones que utilizan rectificadores no controlados son: fuentes de alimentación DC, motores DC, etc [11].

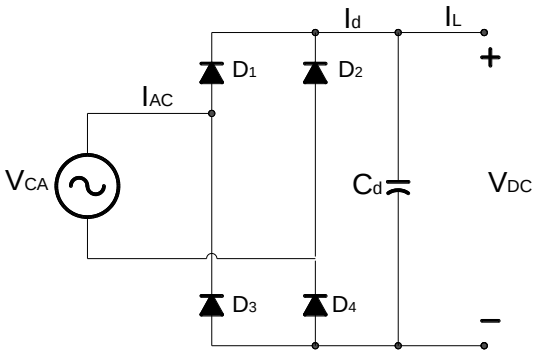

Figura 1.7 *Esquema de un rectificador monofásico*

Fuente: (Autores)

Otro de los rectificadores de onda completa se visualiza en la Figura 1.8 el cual tiene como característica principal duplicar la tensión. Este rectificador tiene el siguiente funcionamiento: partiendo del semiciclo positivo el diodo D_1 conduce cargando el capacitor C_1 hasta el voltaje pico V_m, mientras que el diodo D_2 no conduce. En cambio, para el semiciclo negativo el D_1 no conduce y el diodo D_2 conduce cargando al capacitor C_2. Si del lado CC la carga no absorbe ninguna corriente, el voltaje entre los capacitores C_1 y C_2 es $2V_m$ [12].

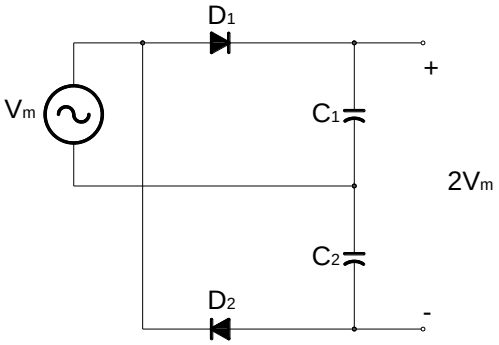

Figura 1.8 *Esquema duplicador de voltaje de onda completa*

Fuente: (Autores)

1.6 CONVERTIDOR DC/CA O INVERSOR

La principal función en un inversor es conseguir a la salida un voltaje de corriente alterna con magnitud y frecuencia deseadas a partir de una entrada de voltaje de corriente continua. En la Figura 1.9 se presenta un esquema de bloques de un inversor. Los voltajes y la frecuencia pueden ser variables o fijos, esto se consigue mediante la técnica de modulación por ancho de pulsos (PWM). La ganancia en el

inversor se da gracias a la relación entre el voltaje de entrada DC y el voltaje de salida en CA [10].

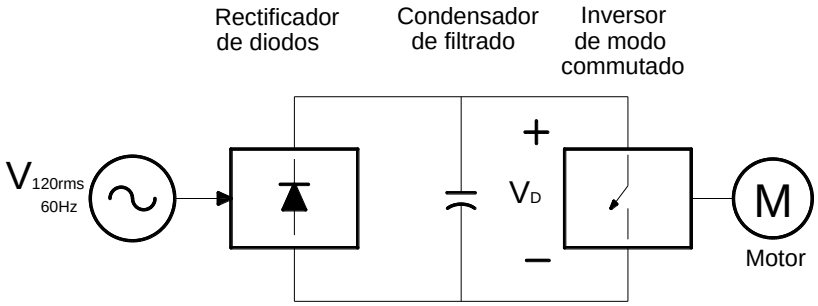

Figura 1.9 *Esquema de bloques del inversor de modo conmutado*

Fuente: (Autores)

En la salida de inversor se produce una señal que pueda variar la media de voltaje y frecuencia, como se observa en la Figura 1.10. Además, esta debe ser controlable ya que será inyectada al motor monofásico para así obtener un arranque suave [11].

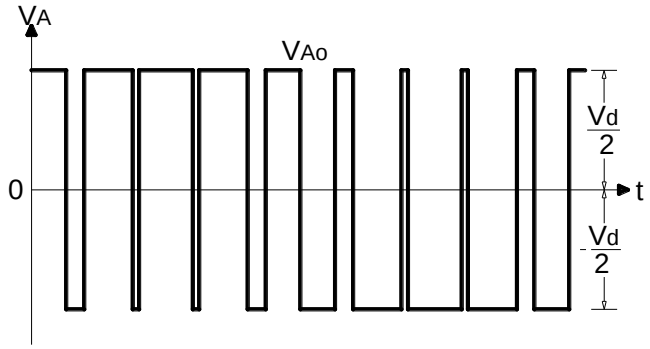

Figura 1.10 *Señal de voltaje a la salida del inversor*

Fuente: (Autores)

Una parte importante del inversor es la técnica de modulación por ancho de pulsos (PWM), el cual compara una señal de control sinusoidal con una amplitud y frecuencia deseada frente a una señal portadora triangular que fijará la frecuencia de conmutación. Un ejemplo de modulación se observa en la Figura 1.11 [11].

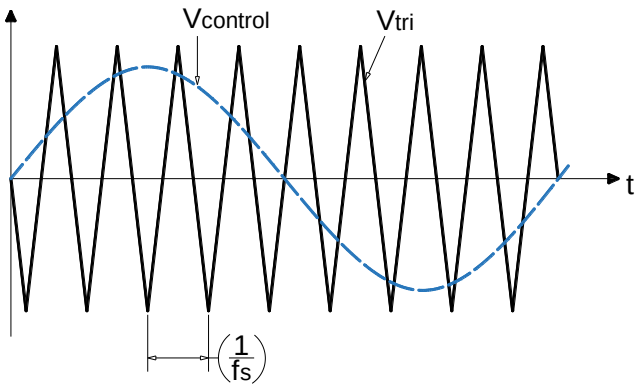

Figura 1.11 *Técnica de modulación por ancho de pulsos*

Fuente: (Autores)

La relación de modulación de amplitud, ma se define como:

$$m_a = \frac{\hat{V}_{control}}{\hat{V}_{tri}} \tag{3}$$

La relación de modulación de frecuencia, mf, se muestra en la ecuación (4) en donde f_s es la frecuencia de portadora y f_1 (o f_{m}) es la frecuencia de moduladora.

$$m_f = \frac{f_s}{f_1} \tag{4}$$

Tradicionalmente los inversores se utilizan como la solución preferida para el control de grandes motores, controlando ya sea la velocidad o el par. El marcado descenso en los precios de los transistores de potencia los ha ido acercando a aplicaciones de media y baja potencia tales como motores monofásicos utilizados en ámbitos domiciliarios. La tendencia actual es integrar los conmutadores de potencia que componen los módulos de conversión más utilizados, lo cual genera una reducción en el precio y en el tamaño, además de acelerar los tiempos de diseño y minimizar la aparición de errores de conexión. Un ejemplo de esta integración se puede apreciar en la Figura 1.12 en la que se muestra un módulo de potencia Semikron Skiip 03NEC066V3, cuyo encapsulado viene diseñado para ser montado directamente sobre el PCB sin necesidad de soldadura, tornillos, etc [13]. El módulo integra las etapas de rectificación, elevación e inversión en un único bloque, tal como se puede visualizar en su esquema circuital en la Figura 1.13.

Figura 1.12 *Módulo de potencia Semikron Skiip 03NEC066V3*

Fuente: [13]

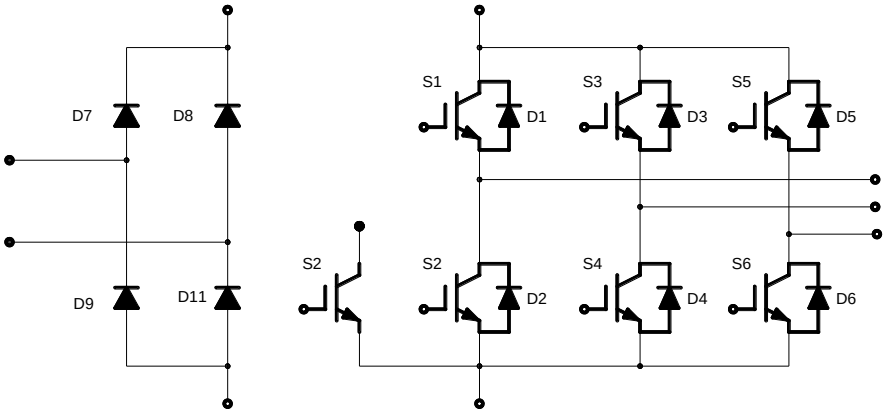

Figura 1.13 *Estructura circuital del módulo de potencia Semikron Skiip 03NEC066V3*

Fuente: (Autores)

1.7 TÉCNICAS DE CONTROL PARA MOTORES DE CA

1.7.1 CONTROL VECTORIAL

Los controles vectoriales basan su funcionamiento en un tratamiento vectorial de las cantidades de corriente, tensión y flujos, lo cual requiere de transformaciones de coordenadas en tiempo real, multiplicaciones de matrices y otras operaciones que requieren de microprocesadores de alta gama para poder ser computadas en tiempo real.

La técnica de control vectorial ha logrado controlar motores de inducción con gran precisión, esta técnica permite el control del motor de inducción de una manera similar que el control de un motor DC. Se logra un control independiente del flujo y el par, también conocido como control desacoplado [14].

Un esquema de bloques para este método se detalla en la Figura 1.14, donde el control se logra regulando las componentes de corriente asociadas al flujo y al par. [14]

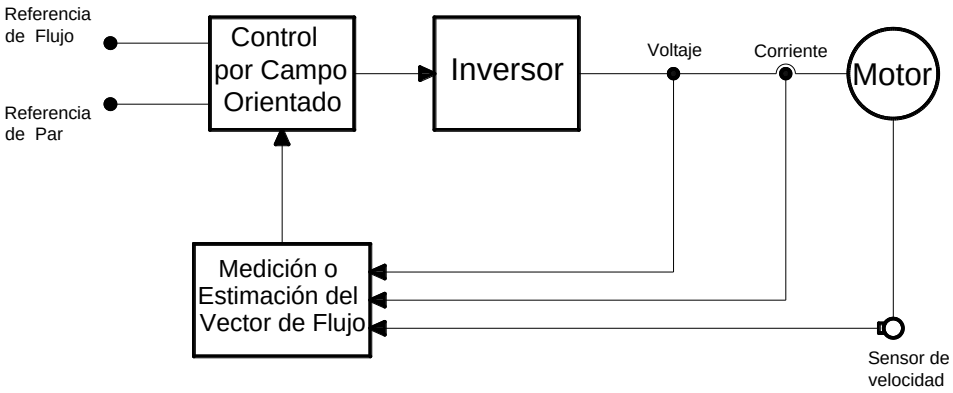

Figura 1.14 *Esquema de bloques de un control vectorial*

Fuente: (Autores)

1.7.2 CONTROL ESCALAR

Los controles escalares se caracterizan por requerir poca cantidad de procesamiento y pueden ser implementados con microprocesadores de bajo costo, requiriendo de pocos o ningún sensor de corriente y/o tensión para operar. El control escalar más comúnmente implementado es el denominado voltaje/frecuencia constante, denominado también V/f constante y puede ser implementado tanto en su versión a lazo cerrado, como a lazo abierto.

En el control escalar, mediante la magnitud ajustable de la frecuencia y de los voltajes en el estator se logra un control la velocidad del motor de tal forma que la magnitud del flujo en el entrehierro se mantenga constante [15].

En la Figura 1.15 se aprecia un circuito equivalente para el motor en estado estacionario, en donde la resistencia del estator R_s es aproximadamente cero y la inductancia de fuga del estator, L_{Is}, está sumada a la inductancia de fuga L_{Ir} [15].

Su ecuación fasorial puede verse como:

$$\tilde{I}_m = \frac{\tilde{V}_s}{j\omega L_m} \tag{5}$$

En donde $\tilde{I}_m$ es la corriente de magnetización, $\tilde{V}_s$ el voltaje en el estator y $j\omega L_m$ es la relación de frecuencia en la inductancia de magnetización.

Si el motor de inducción está funcionando en la región magnética lineal, la L_m (Inductancia de magnetización) es constante. Entonces, la ecuación (5) se puede representar en términos de magnitud como:

$$I_m = \frac{\Lambda_m}{L_m} \cong \frac{V_s}{(2\pi f)L_m} \rightarrow \Lambda_m \propto \frac{V_s}{f} \tag{6}$$

donde V es la magnitud del voltaje del estator y Λ representa el flujo del estator [15].

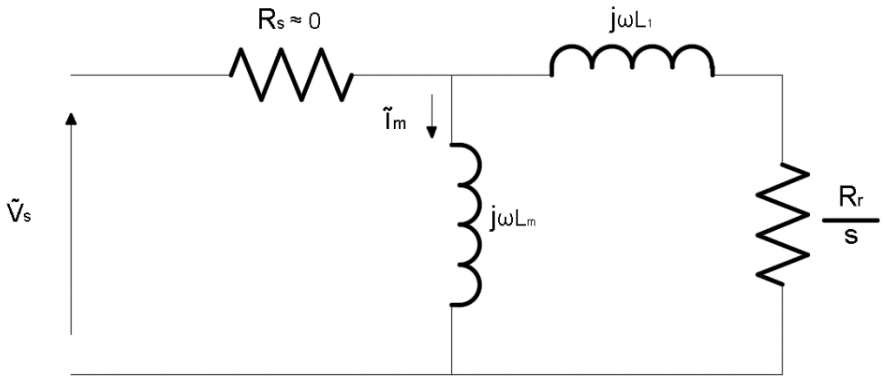

Figura 1.15 *Circuito equivalente de estado estable simplificado del motor de inducción*

Fuente: (Autores)

De la ecuación (6) se dice que, la relación V/f permanece constante para cualquier variación en f, el flujo se mantiene constante y el par se vuelve independiente de la frecuencia. Con la intención de mantener Λ_m constante, la relación de V_s/f también sería constante a distintas velocidades. Acorde aumenta la velocidad, los voltajes del estator deben aumentarse para mantener la relación constante de V_s/f cómo se aprecia en la Figura 1.16. Sin embargo, la frecuencia (o velocidad síncrona) no es la velocidad real debido al deslizamiento que el motor posee de acuerdo a la carga mecánica aplicada al eje. Para operación sin par de carga en el eje, el deslizamiento es muy pequeño y la velocidad es casi la velocidad sincrónica. Por su parte, cuando sí hay presencia de par de carga el simple sistema de

lazo abierto V_s/f no puede controlar con precisión la velocidad. La compensación de deslizamiento se logra mediante un lazo de control cerrado que considere la medición de velocidad [15].

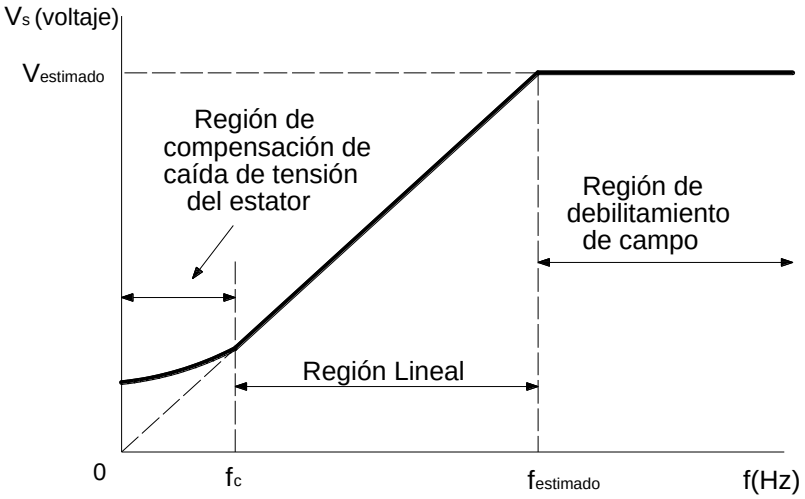

Figura 1.16 *Tensión del estator versus frecuencia*

Fuente: (Autores)

Debido a que se mantiene constante el flujo del estator (independientemente del cambio en la frecuencia de suministro), el par desarrollado depende solo del deslizamiento como se visualiza en la Figura 1.17 [15].

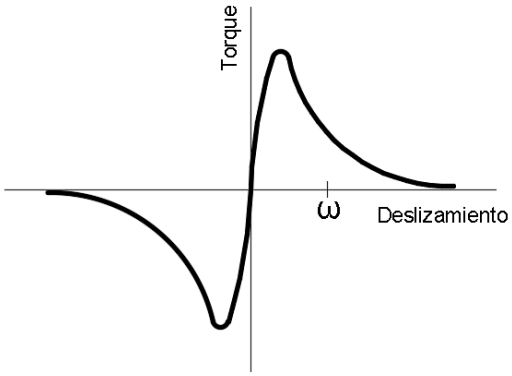

Figura 1.17 *Torque versus deslizamiento*

Fuente: (Autores)

En el presente trabajo no se desea realizar un control de velocidad final del motor sino solamente mejorar sus características en el arranque por lo que se utilizará un esquema escalar tipo V/f en lazo abierto.

1.8 CONVERTIDOR REDUCTOR (BUCK)

Este convertidor genera un voltaje medio menor al que se ingresa, siendo sus aplicaciones principales las fuentes de alimentación y controladores de motores DC [16].

En la Figura 1.18 se observa la topología del convertidor reductor Buck la cual incluye un inductor (L) y un condensador (C) a la salida, dichos elementos son necesarios para disminuir el rizado y mantener un voltaje constante a la salida del convertidor [16].

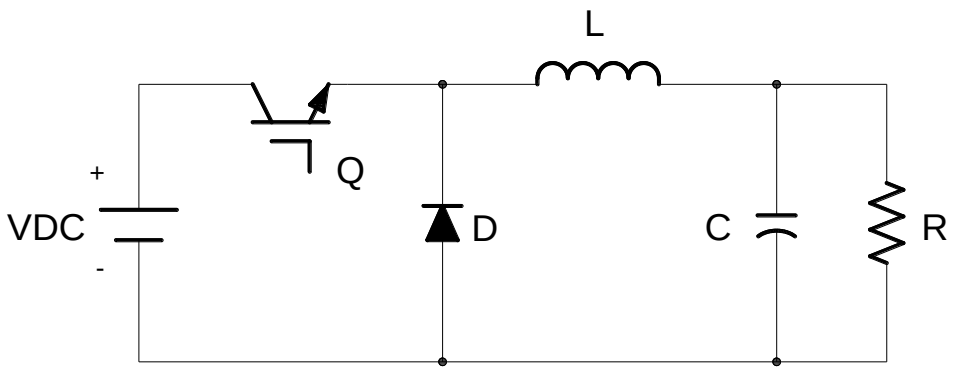

Figura 1.18 *Representación esquemática del convertidor reductor Buck*

Fuente: (Autores)

Se realiza el análisis del circuito para dos condiciones: cuando el interruptor Q está encendido y el diodo D no conduce y cuando el interruptor Q está apagado y el diodo D está en conducción [16].

El interruptor Q actúa de forma conmutado abriéndose y cerrándose a una frecuencia Fs como se visualiza en la Figura 1.19.

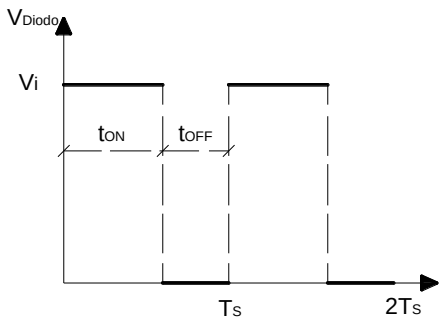

Figura 1.19 *Tiempos de conmutación del interruptor Q*

Fuente: (Autores)

El periodo de conmutación T_s del interruptor está compuesto por los tiempos de encendido t_{on} y de apagado t_{off}, como se expresa en la ecuación (7).

$$T_s = t_{on} + t_{off} \tag{7}$$

En la ecuación (8) se define el concepto de ciclo de trabajo D, el cual es la relación entre el tiempo t_{on} y el tiempo T_s.

$$D = \frac{t_{on}}{T_s} \tag{8}$$

El valor del ciclo de trabajo D puede tomar valores entre $0\ y\ 1\ (0 < D < 1)$.

Un parámetro importante en el convertidor reductor Buck es la relación de salida de voltaje en donde se tiene que encontrar el valor medio de la señal conmutada mostrada en la Figura 1.19. En el convertidor Buck sería la relación de voltaje y frecuencia de conmutación obteniendo la ecuación:

$$\overline{V_o} = \frac{1}{T_s}\int_0^{Ts} V_i \cdot dt \tag{7}$$

Resolviendo la integral de la ecuación (9):

$$\overline{V_o} = \frac{1}{T_s}\int_0^{t_{ON}} V_i \cdot dt \tag{8}$$

$$\overline{V_o} = \frac{V_i}{T_s}\int_0^{t_{ON}} dt \tag{9}$$

$$\overline{V_o} = \frac{V_i}{T_s} t_{ON} \tag{12}$$

A partir de aquí, y utilizando la definición de ciclo de trabajo mostrada en la ecuación (8), se obtiene la relación del voltaje de salida en función al voltaje de entrada.

$$\overline{V_o} = D \cdot V_i \tag{13}$$

Cuando el interruptor Q se encuentra cerrado el diodo no conduce y la corriente del inductor L se eleva linealmente y almacena energía. El circuito equivalente del convertidor Buck con el interruptor Q cerrado se presenta en la Figura 1.20 [16].

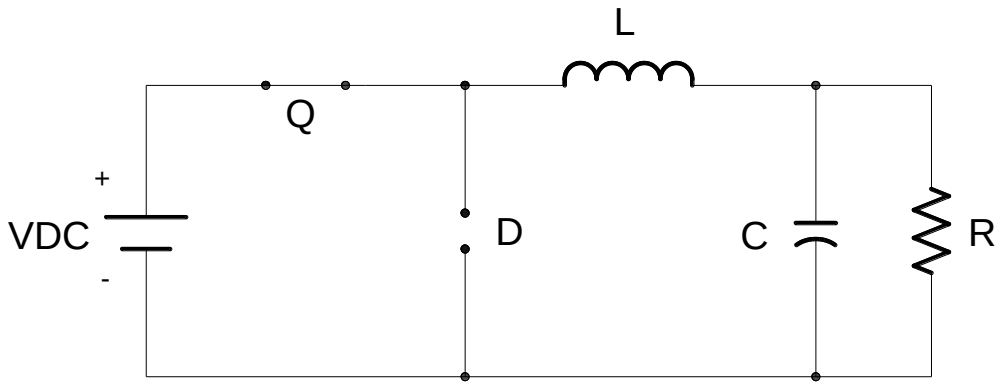

Figura 1.20 *Representación esquemática del convertidor Buck con el interruptor* ***Q*** *cerrado*

Fuente: (Autores)

En la etapa en la cual el interruptor Q se encuentra abierto la energía que se almacena en el inductor es transmitida a la carga R a través del diodo. El circuito equivalente del convertidor Buck con el interruptor Q abierto se presenta en la Figura 1.21 [16].

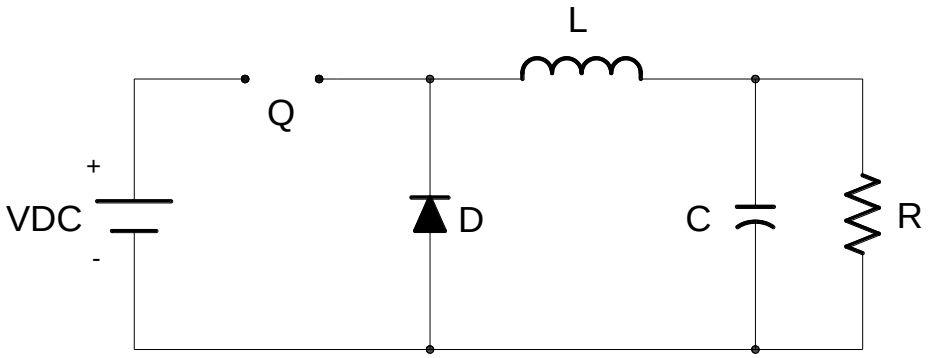

Figura 1.21 *Representación esquemática del convertidor Buck con el interruptor* ***Q*** *abierto*

Fuente: (Autores)

El convertidor reductor Buck será utilizado para las fuentes de 24 y 15 voltios ya que permitirá reducir de manera muy eficiente y compacta los $170\ V$ presentes a la salida del rectificador.

CAPÍTULO 2: MARCO METODOLÓGICO

El presente capítulo detalla las características más relevantes del motor monofásico que se va a utilizar, así como su modelamiento y simulación en MATLAB/Simulink, ante las distintas condiciones de arranque: con conexión directa a la línea eléctrica y con el método propuesto en este trabajo. Se detalla, además, el diseño de los bloques constitutivos de la tarjeta PCB utilizando la herramienta Altium Designer.

2.1 CARACTERÍSTICAS DEL MOTOR MONOFÁSICO

Los datos eléctricos más relevantes del motor monofásico que se utilizará en este proyecto se detallan a continuación en la Tabla 1.1.

Tabla 1.1 Características del motor utilizado en el proyecto

Parámetro	**Valor**
Frecuencia	$60Hz$
Voltaje	$120V_{CA}$

Polos	2
Potencia Nominal	$\frac{1}{3}hp$

2.2 SIMULACIÓN DEL MOTOR MONOFÁSICO

Para poder estudiar el comportamiento del motor monofásico en la Figura 2.1 se representa el bloque en MATLAB/Simulink dentro del cual está el código con el modelado matemático correspondiente, el cual está reportado en [17]. Los puertos P1 y P2 representan los terminales del bobinado principal y los puertos P3 y P4 corresponden a los terminales del bobinado auxiliar. En los terminales de salida se obtienen las variables de corriente, velocidad, flujos y par eléctrico.

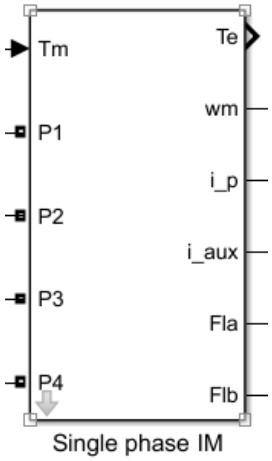

Figura 2.1 *Bloque del motor monofásico en MATLAB/Simulink*

Fuente: (Autores)

2.3 SIMULACIÓN DEL ARRANQUE DEL MOTOR MONOFÁSICO CON EL MÉTODO TRADICIONAL

En la Figura 2.2 se aprecia el diagrama de bloques que será implementado para el arranque del motor monofásico con el método tradicional.

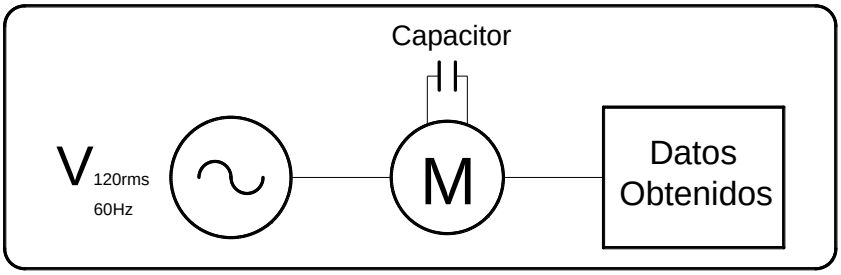

Figura 2.2 *Esquema de arranque del motor monofásico con el método tradicional*

Fuente: (Autores)

La alimentación del motor será con un voltaje de $120V_{rms}$ a una frecuencia de $60Hz$. Se conecta un capacitor en serie al bobinado auxiliar, además se incluye un breaker que actúa como el interruptor centrífugo como se visualiza en la Figura 2.3.

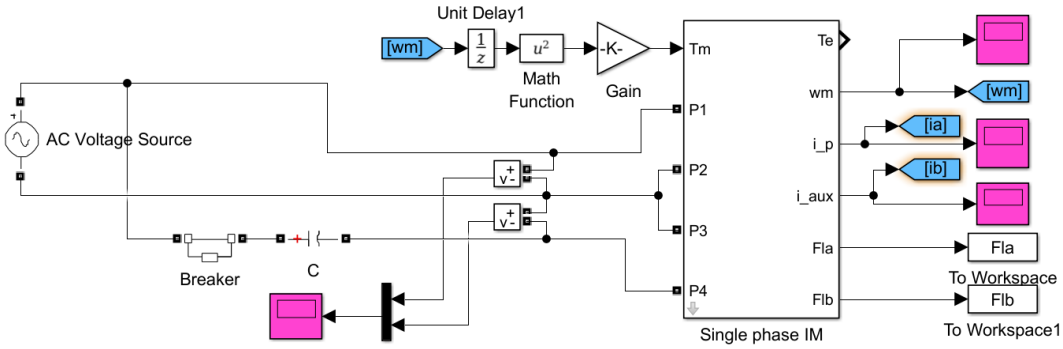

Figura 2.3 *Simulación del arranque del motor con el método tradicional*

Fuente: (Autores)

2.4 SIMULACIÓN DEL ARRANQUE DEL MOTOR MONOFÁSICO CON EL MÉTODO PROPUESTO

Para el método propuesto se debe realizar la conversión CA-DC mediante el rectificador de diodos para generar las tensiones requeridas por la etapa del inversor que será la encargada de alimentar al motor con tensión alterna controlada en frecuencia y amplitud para así obtener el arranque suave buscado. El esquema general de las conversiones involucradas se sintetiza en la Figura 2.4.

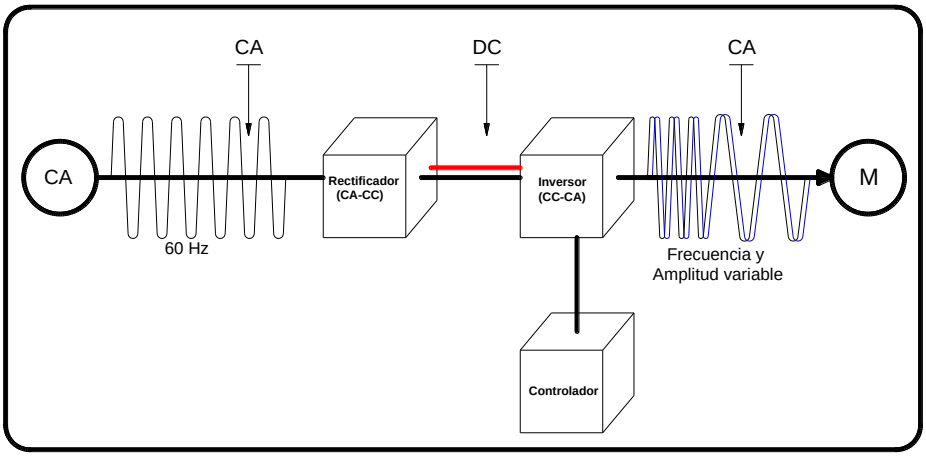

Figura 2.4 *Esquema general de conversión CA/DC y DC/CA*

Fuente: (Autores)

En la Figura 2.5 se presenta la simulación en MATLAB/Simulink del método propuesto señalando las diferentes etapas que lo conforman.

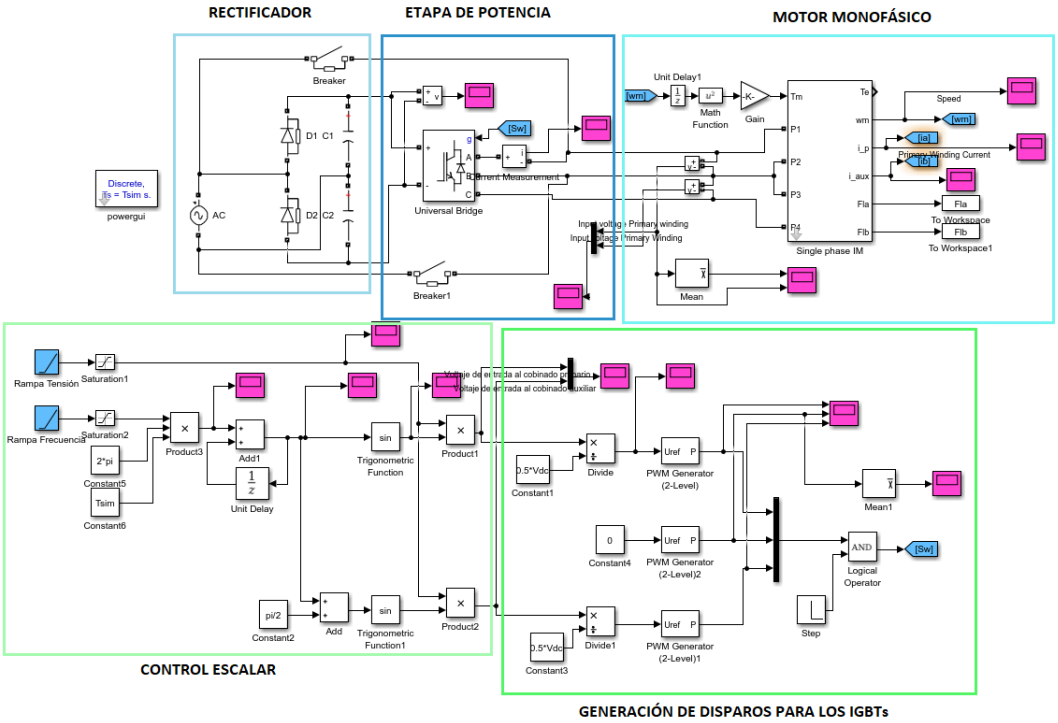

Figura 2.5 *Simulación del arranque del motor con el método propuesto*

Fuente: (Autores)

A continuación, se describen las diferentes etapas para el método propuesto.

2.4.1 ETAPA DE RECTIFICACIÓN

De la red eléctrica se obtiene la tensión requerida para el funcionamiento del microinversor. En la Figura 2.6 se muestra el esquema de bloques a implementar en esta etapa.

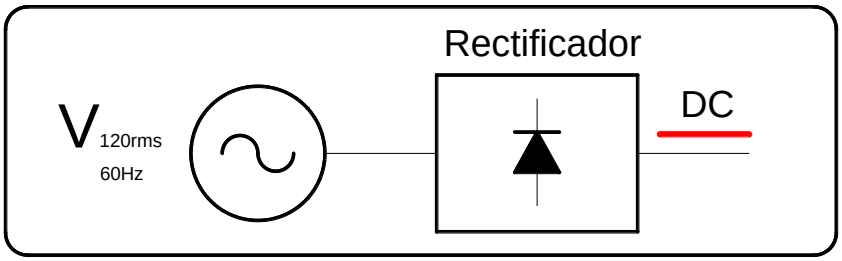

Figura 2.6 *Esquema de bloques de la etapa de rectificación*

Fuente: (Autores)

Dado que se utiliza el doblador presentado en la Figura 1.8 la tensión obtenida a la salida es igual a dos veces la tensión pico de línea, es decir 340V.

2.4.2 ALGORITMO DE CONTROL ESCALAR

Se utilizó el control escalar debido a la simplicidad de implementación y considerando que este control cumple con lo propuesto, que es obtener un arranque suave del motor monofásico. El algoritmo se diseñó para que cumpla con las especificaciones técnicas del motor que son un voltaje nominal de $120\ V_{rms}$ y una frecuencia máxima de operación de $60Hz$.

Este algoritmo tendría un voltaje de inicio de $0V$. hasta llegar al voltaje nominal de una forma lineal, de manera similar se realizará el control de frecuencia que empezaría en una frecuencia de $5Hz$ hasta llegar a la frecuencia nominal de 60Hz. El inicio de la referencia de frecuencia se ubica en 5Hz para evitar la aplicación de una tensión continua (0Hz) al momento del arranque.

El control se realizará en un lazo abierto simplemente el algoritmo de control recorrerá la rampa de tensión/frecuencia hasta llegar a los valores nominales. El esquema de control se sintetiza en la Figura 2.7.

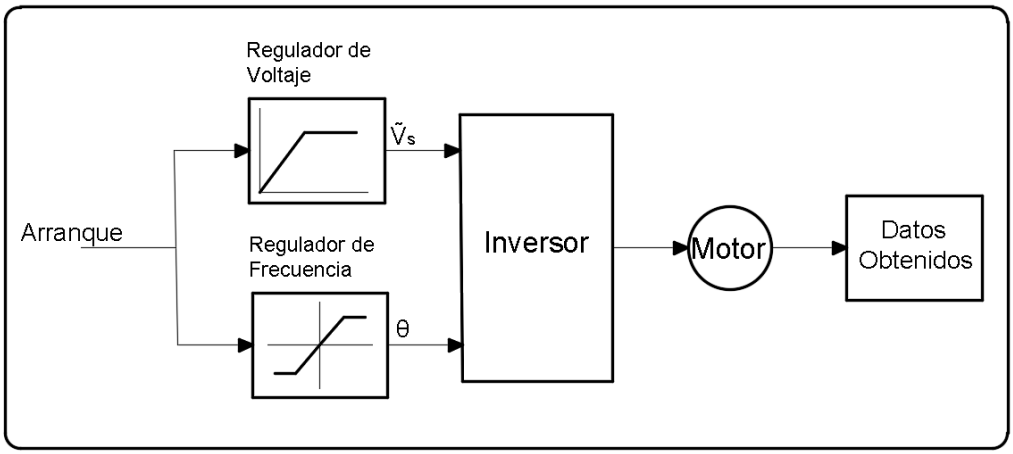

Figura 2.7 *Esquema de control escalar V/f*

Fuente: (Autores)

2.4.3 ETAPA DE POTENCIA

Para obtener dos señales de tensión desfasadas 90 grados se podría emplear un puente H para cada señal, se propone, sin embargo, una solución de hardware más simple que utiliza un Inversor de fuente de tensión (VSI) de dos niveles y tres ramas, pero reconfigurado para operar en un esquema de dos señales de tensión v_{an} y v_{bn} como se aprecia en la Figura 2.8 [18].

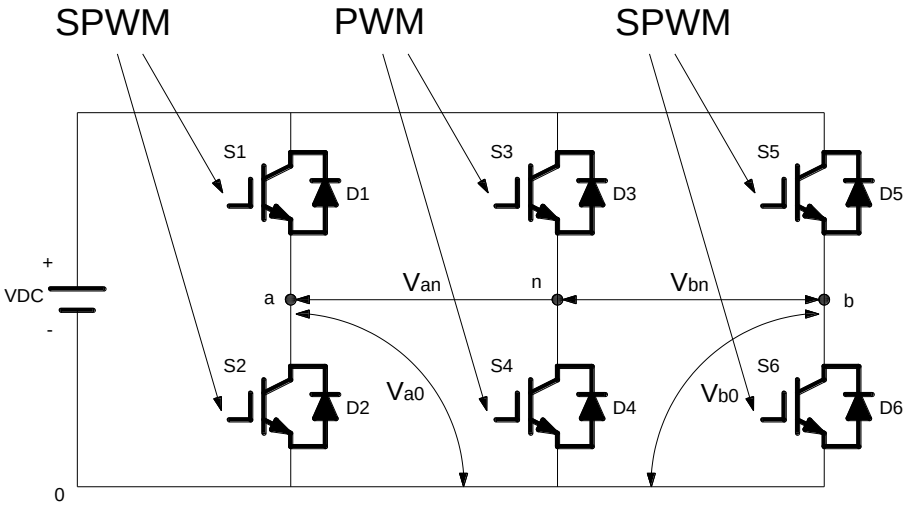

Figura 2.8 *Tres ramas VSI utilizadas para conseguir un sistema de dos señales*

Fuente: (Autores)

El uso típico de este inversor es para impulsar cargas trifásicas, utilizando una modulación (PWM) en las diferentes ramas para alcanzar los voltajes requeridos. En

este enfoque, la rama más a la izquierda se usa para sintetizar el voltaje v_{a0} y la rama más derecha sintetiza el voltaje v_{b0}. La rama central actúa como el punto de conexión neutral del sistema de dos fases [18].

En términos promedio, cada tramo puede sintetizar voltajes entre 0 y V_{DC} y considerando un ejemplo sinusoidal, el uso óptimo del voltaje disponible en el bus se obtiene para:

$$v_{a0} = \frac{V_{DC}}{2} + m_a \frac{V_{DC}}{2} \text{sen}(\omega t) \tag{14}$$

donde $\bar{v}_{a0}$ es el valor medio para el voltaje conmutado v_{a0}, m_a es el índice de modulación, donde $0 \leq m_a \leq 1$. [18]

Lo mismo ocurre para el voltaje v_{b0} y la idea es eliminar la componente de DC modulando un ancho de pulso fijo con el 50% de ciclo de trabajo en la rama central:

$$v_{n0} = \frac{V_{DC}}{2} \tag{15}$$

El voltaje $\bar{v}_{an}$ se obtiene como la diferencia de (14) y (15):

$$\bar{v}_{an} = \bar{v}_{a0} - \bar{v}_{n0} = m_a \frac{V_{DC}}{2} \text{sen}(\omega t) \tag{16}$$

Lo mismo ocurre para el voltaje $\bar{v}_{b0}$ y considerando una frecuencia variable de $5Hz$ hasta $60Hz$ con un desfase de 90°entre sí, los voltajes de salida resultan:

$$\bar{v}_{an} = m_a \frac{V_{DC}}{2} \text{sen}(2\pi f t) \tag{17}$$

$$\bar{v}_{bn} = m_b \frac{V_{DC}}{2} \text{sen}\left(2\pi f t - \frac{\pi}{2}\right) \tag{18}$$

La conexión del esquema propuesto se resume en la Figura 2.9 donde cada una de las ramas del inversor son conectadas a los bobinados del motor monofásico [18].

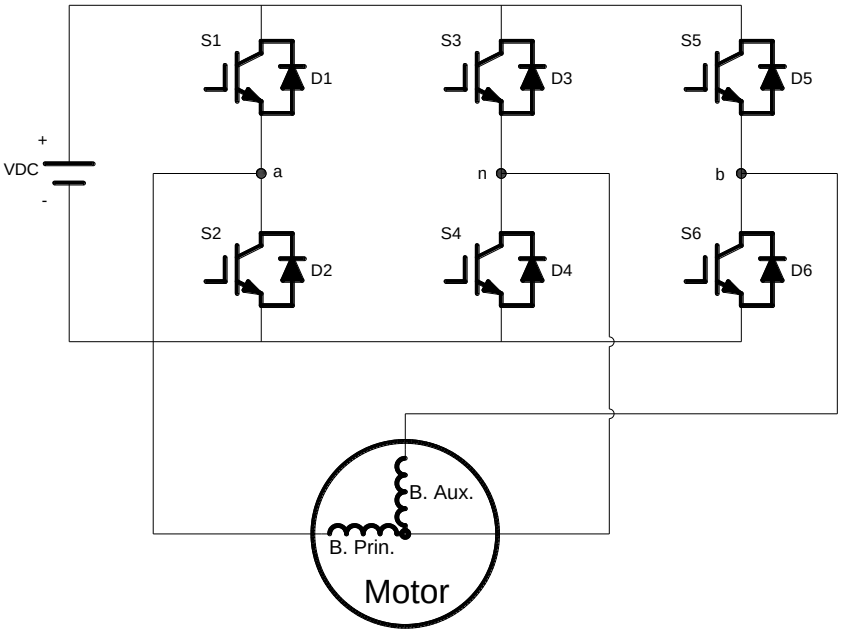

Figura 2.9 Esquema de conexión de la etapa de potencia del microinversor

Fuente: (Autores)

2.4.4 GENERACIÓN DE DISPAROS PARA LOS IGBTS

En la Figura 2.10 se observa el esquema de generación de los distintos pulsos para el encendido de los IGBTs. Se utilizan dos técnicas que son: SPWM (Modulación Sinusoidal de Ancho de pulsos) y PWM (Modulación por ancho de pulsos). Para esto resultan necesaria dos señales moduladoras desplazadas a 90° y una misma portadora para las tres ramas del inversor.

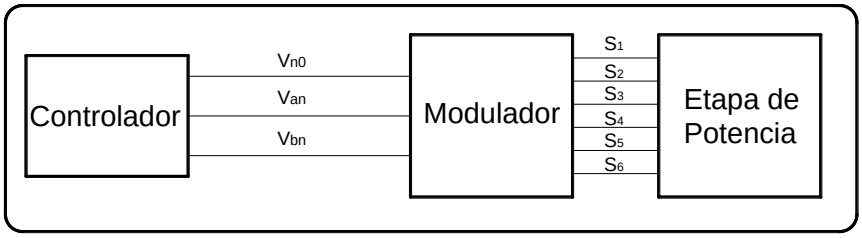

Figura 2.10 *Esquema de bloques de la generación de pulsos*

Fuente: (Autores)

2.5 DISEÑO DE LA TARJETA PCB

Para el diseño de la tarjeta PCB en el software Altium Designer se considerarán las siguientes etapas: rectificador monofásico, fuentes de alimentación, etapa de potencia, detección de cruce por cero y drivers.

2.5.1 FUENTE DE ALIMENTACIÓN DE 24V

Para el método propuesto, se diseñan las etapas que conforman el inversor las cuales requieren distintos niveles de voltaje en DC, partiendo de la tensión de $340V_{DC}$ que entrega el rectificador doblador se deben obtener mediante convertidores Buck las tensiones de $24V$ y $15V$. En la Figura 2.11 se presenta la función de un convertidor Buck que es reducir el voltaje de entrada.

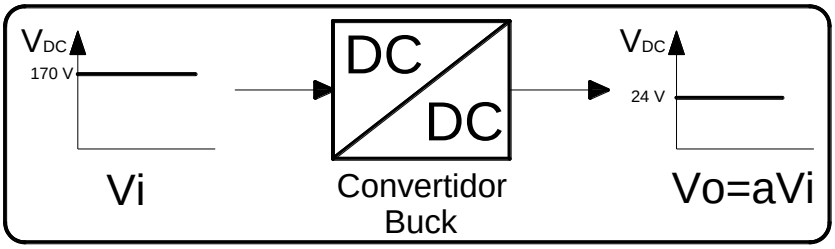

Figura 2.11 *Esquema de la función del convertidor Buck*

Fuente: (Autores)

En el diseño para la fuente de $24V$ se utilizó la herramienta de Texas Instruments WEBENCH donde se ingresan los siguientes datos: voltaje de salida, voltaje de entrada y la corriente requerida por el circuito. A partir de aquí se obtuvo una solución basada en el chip UCC28881 el cual integra el controlador y un MOSFET. En la Figura 2.12 se aprecia el diseño esquemático de la fuente de alimentación de $24V$ [19].

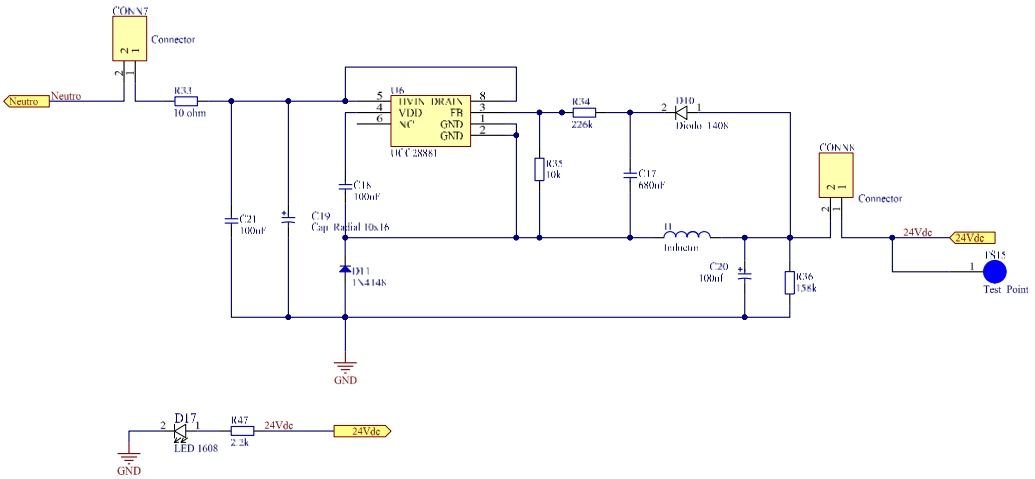

Figura 2.12 *Esquemático de la fuente de alimentación 24V*

Fuente: (Autores)

Los componentes necesarios a implementar en la fuente $24V$ se enumeran en el APÉNDICE A.

2.5.2 FUENTE DE ALIMENTACIÓN DE 15V

Con un procedimiento similar al que se utilizó para la fuente de $24V$ se realizó el diseño de una fuente de $15V$ como se muestra en la Figura 2.13. En la herramienta de Texas Instruments WEBECH se ingresaron los datos de voltaje y corriente obteniéndose una solución basada en el módulo de potencia LMZM23601SIL que maneja tensiones de entrada entre $4V$ y $36V$ con una corriente de $1A$ y salida variable entre $2.5V$ y $15V$, en la Figura 2.14 se detalla el diseño esquemático para la fuente de $15V$ [20].

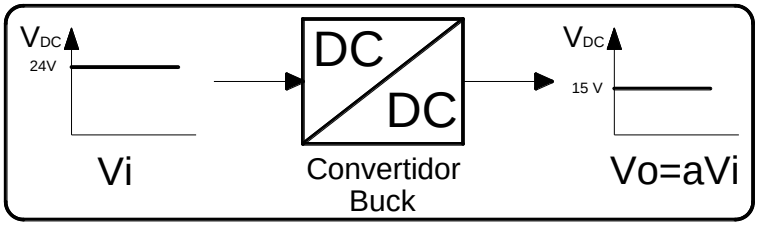

Figura 2.13 *Esquema de la fuente de alimentación 15V*

Fuente: (Autores)

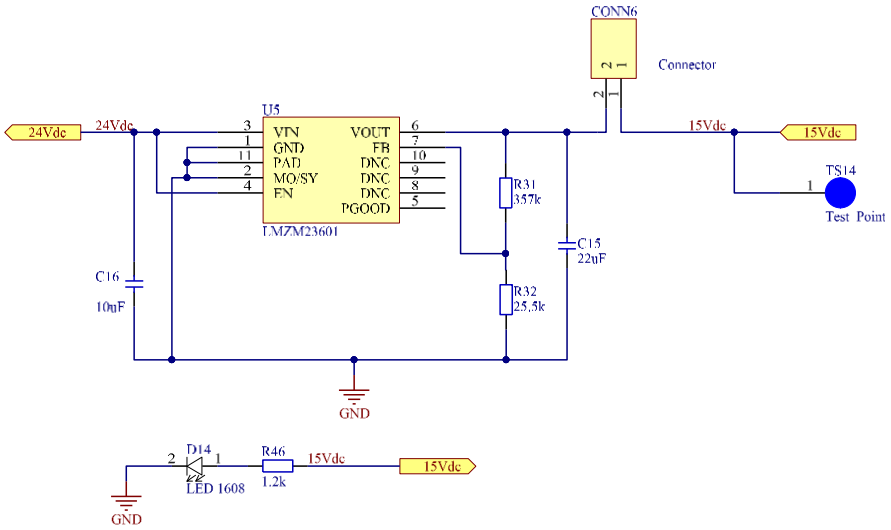

Figura 2.14 *Esquemático de la fuente de alimentación 15V*

Fuente: (Autores)

Los componentes a utilizar para la fuente de 15V se enumeran en el APÉNDICE B.

2.5.3 DETECTOR DE CRUCE POR CERO

La detección de cruce por cero se utilizará para la sincronización entre las fases: de la tensión generada en el microinversor y la tensión de la línea eléctrica. Este circuito genera un pulso en el momento que la señal cambia del semiciclo positivo al semiciclo negativo y viceversa. Una representación de la salida del detector de cruce por cero se visualiza en la Figura 2.15.

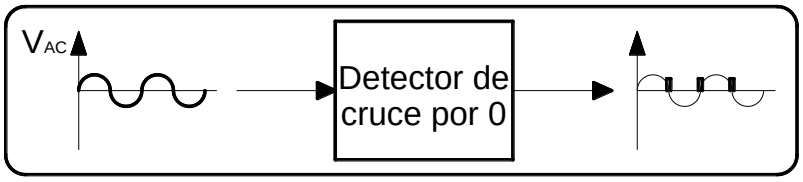

Figura 2.15 *Diagrama de la detección de cruce por cero*

Fuente: (Autores)

La solución para este circuito está dada por un chip H11AA1, el cual es un opto acoplador que permite el aislamiento entre la alta tensión de línea y la señal de

detección generada a la salida. En la Figura 2.16 se tiene el diseño esquemático del detector cruce por cero [21].

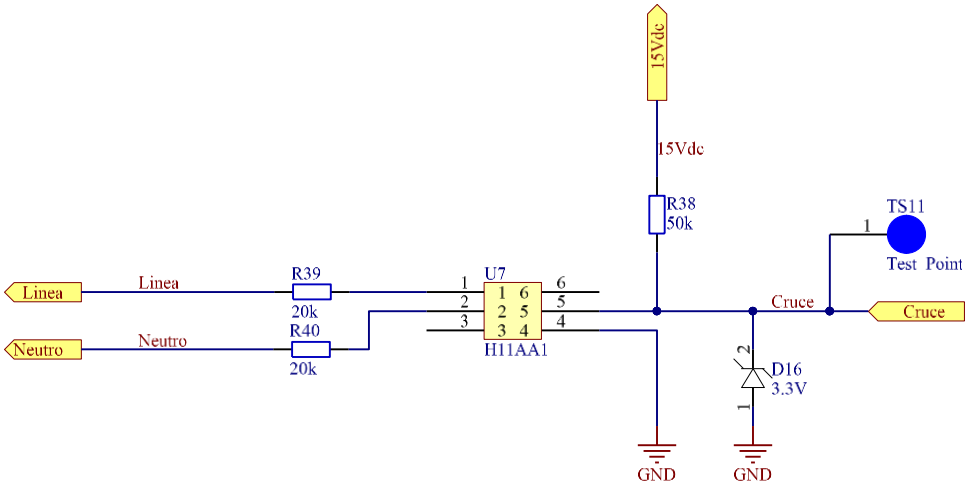

Figura 2.16 *Esquemático del detector de cruce por cero*

Fuente: (Autores)

En la Figura 2.17 se visualiza el diseño del circuito de detección para la activación del termóstato en donde este otorga la señal al microprocesador para determinar los arranques y paradas del motor en base a la temperatura del sistema de refrigeración. Para los motores que son utilizados en aplicaciones distintas a las de refrigeración este puerto eléctrico correspondería al interruptor manual para arranque/parada del motor.

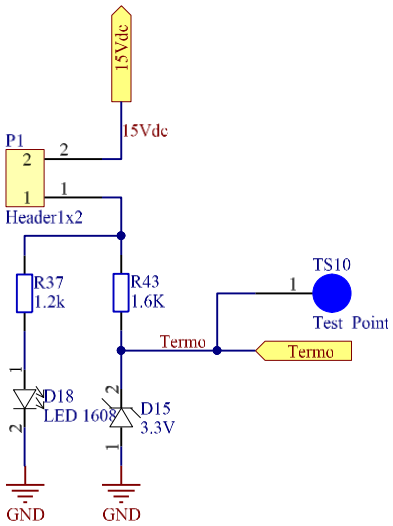

Figura 2.17 *Esquemático del termostato*

Fuente: (Autores)

Los componentes requeridos para el detector de cruce por cero y la representación del termostato se enumeran en el APÉNDICE C.

2.5.4 DRIVERS

Una vez que el microprocesador genera los pulsos estos no tienen la potencia suficiente para la activación de los IGBTs por lo que se utiliza el driver UCC27710.

Este driver posee una corriente de $1A$ a la salida y una tensión de salida entre $15V$ y $20V$, estas características son óptimas para el encendido de los transistores de potencia, también, sirven como aisladores entre los pulsos generados por el microprocesador y los IGBTs de potencia.

La salida de los drivers activa dos transistores, la primera salida está referida a GNG y estará conformado por los transistores (S2, S4, S6) y la segunda salida está referido a los emisores de los transistores anteriores estos serían (S1, S2, S3) como se presenta en la Figura 2.8.

Este proceso se repite tres veces como se visualiza en las Figuras: Figura 2.18, Figura 2.19 y Figura 2.20 [22].

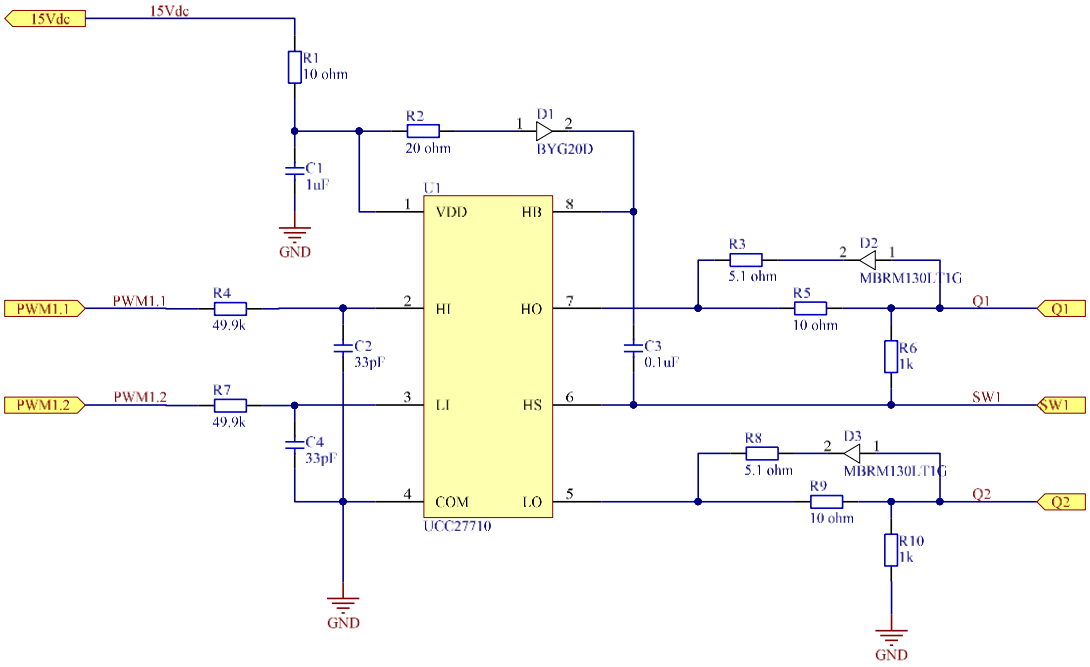

Figura 2.18 *Esquemático de la etapa de drivers 1*

Fuente: (Autores)

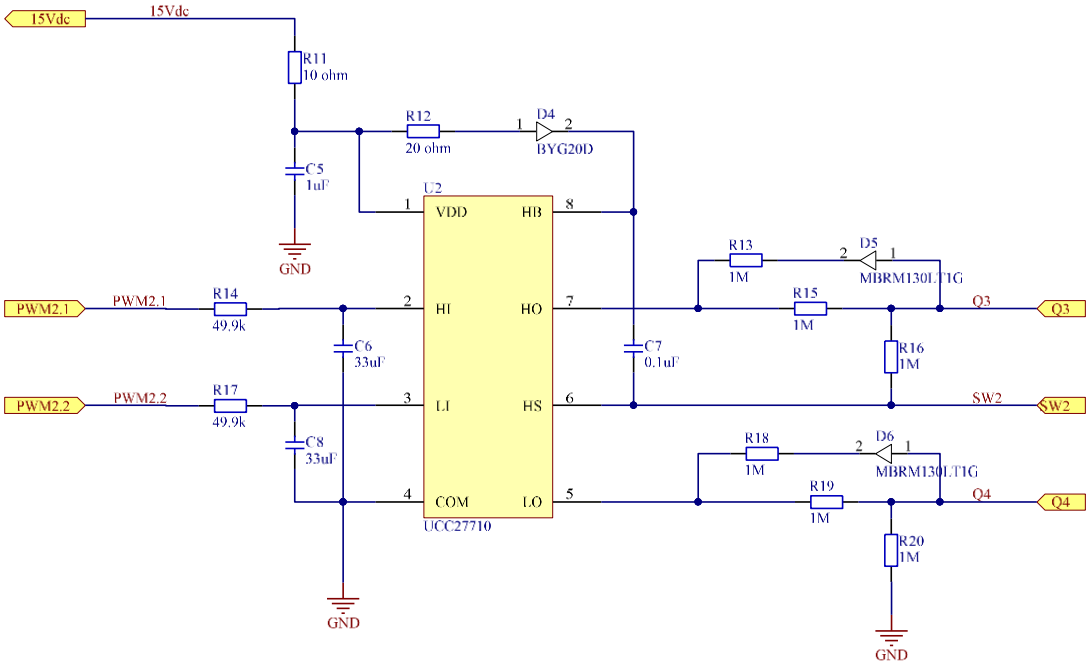

Figura 2.19 *Esquemático de la etapa de drivers 2*

Fuente: (Autores)

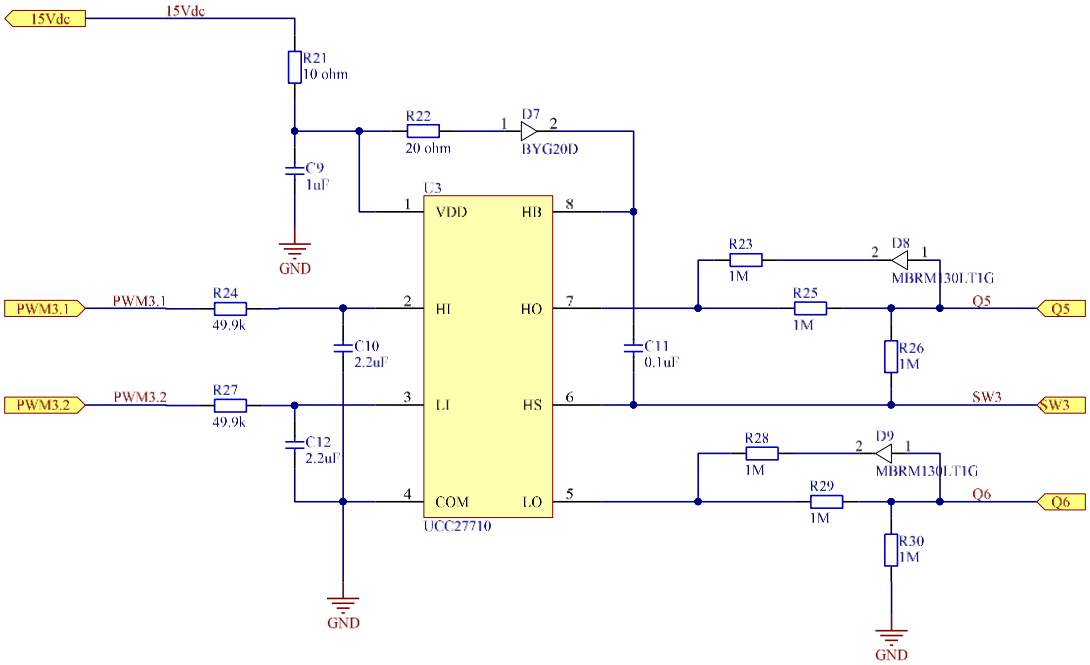

Figura 2.20 *Esquemático de la etapa de drivers 3*

Fuente: (Autores)

Los componentes requeridos para los drivers se enumeran en el APÉNDICE D.

2.5.5 ETAPA DE POTENCIA

Dentro del módulo de potencia 03NEC066V3 se tienen incluidas las tres ramas del inversor, estando además incorporados los diodos de rectificación. A estos se adicionan los condensadores y se obtiene el bus DC, como se aprecia en la Figura 2.21.

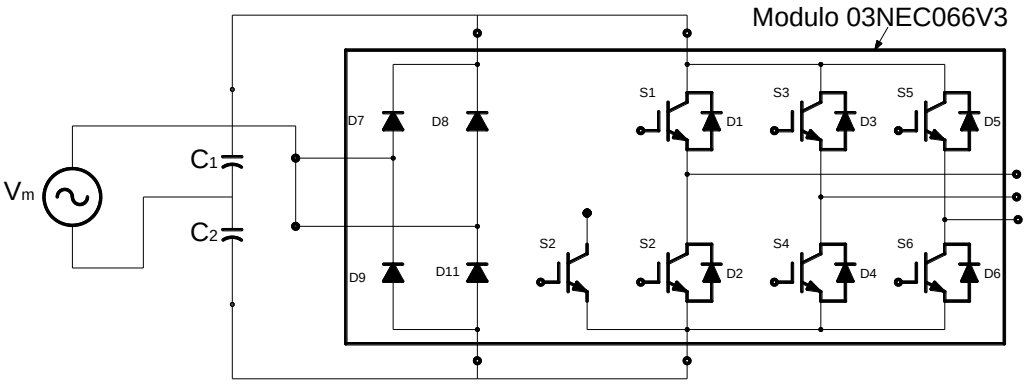

Figura 2.21 *Esquema de conexión del módulo de potencia*

Fuente: (Autores)

En la Figura 2.22 se presenta el esquema de conexión de la etapa de potencia.

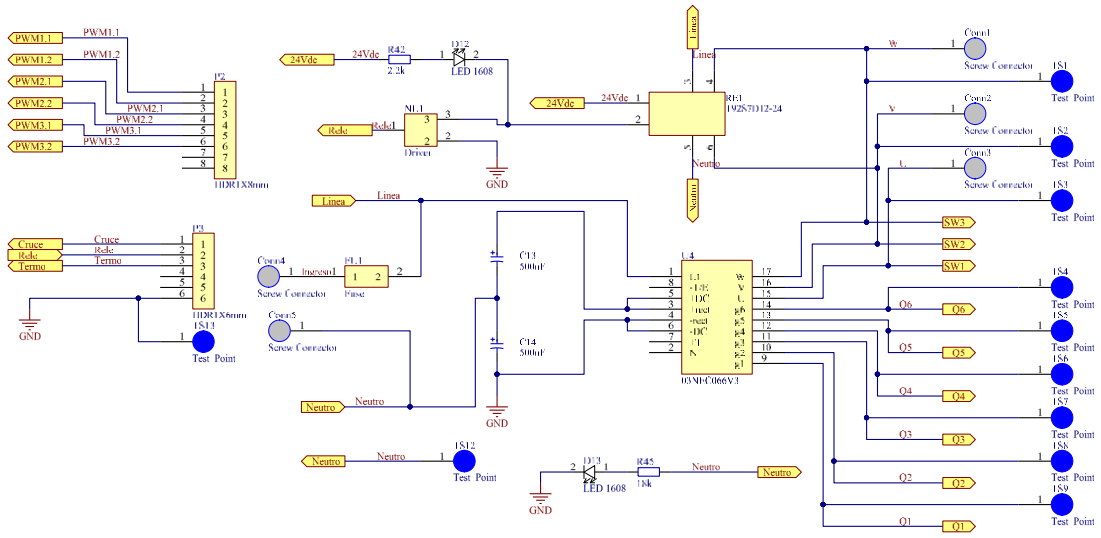

Figura 2.22 *Esquemático de la etapa de potencia*

Fuente: (Autores)

Los componentes requeridos para la etapa de potencia se enumeran en el APÉNDICE E.

En el software Altium Designer una vez realizado el diseño esquemático de las diferentes etapas del circuito a implementar, se exportan las etapas al área de trabajo de un archivo PCB con sus respectivos footprints considerando siempre la mejor ubicación para cada elemento.

Para facilitar el ruteo se utilizaron dos planos internos divididos en secciones, como se aprecia en la Figura 2.23 y Figura 2.24.

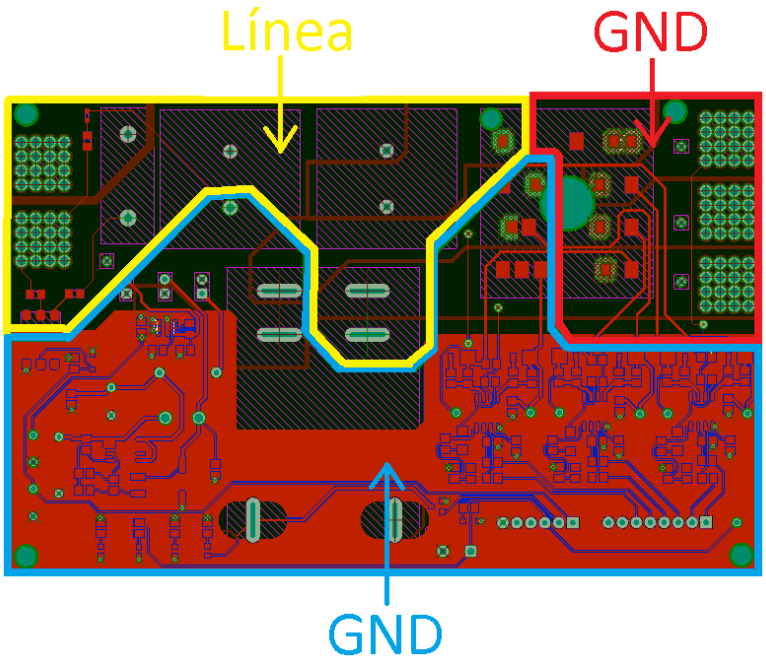

Figura 2.23 *Plano interno 1 de la placa PCB*

Fuente: (Autores)

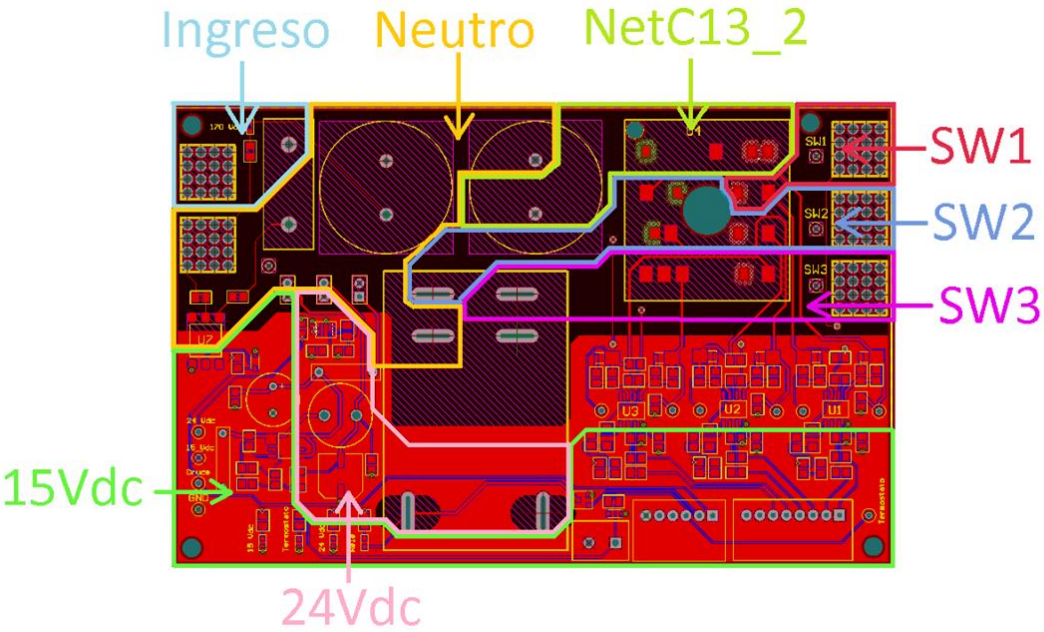

Figura 2.24 *Plano interno 2 de la placa PCB*

Fuente: (Autores)

CAPÍTULO 3: IMPLEMENTACIÓN Y ANÁLISIS DE RESULTADOS

En este capítulo se detalla el montaje e implementación del prototipo diseñado pudiendo observar las diferentes etapas de la placa PCB mencionadas en el capítulo 2.

El montaje de los componentes en la placa PCB y su implementación en el caso práctico, se lo realizó en las instalaciones de la Universidad Politécnica Salesiana – Grupo de Investigación de Energías (GIE) y Laboratorio de PCB.

Para el análisis de resultados se tomarán en cuenta los datos adquiridos en las simulaciones comparándolos con los datos adquiridos en el caso práctico.

3.1 MONTAJE DE LA PLACA PCB

El montaje de los distintos elementos en la placa PCB fue realizado por etapas. En la Figura 3.1 se observa el montaje de las fuentes de $24V$ y $15V$.

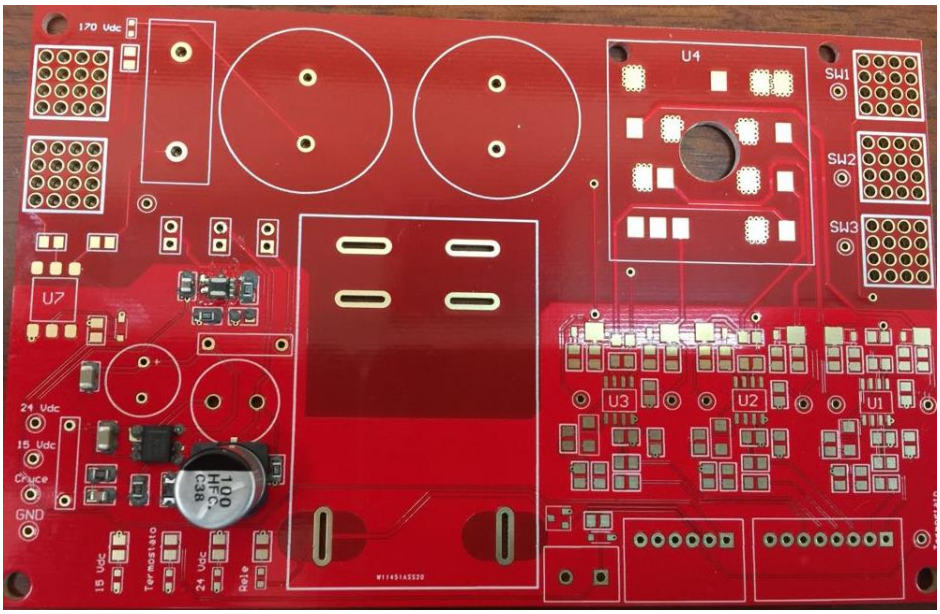

Figura 3.1 *Montaje de las fuentes de* $\mathbf{24V}$ *y* $\mathbf{15V}$

Fuente: (Autores)

La soldadura de los elementos de montaje superficial se realizó con el uso de un horno como se visualiza en la Figura 3.2 y para algunos componentes de agujero pasante se utilizó el método tradicional de soldadura con cautín.

Figura 3.2 *Horneado de la placa PCB*

Fuente: (Autores)

Como resultado final se obtuvo una placa PCB como se visualiza en la Figura 3.3 con todas las etapas mencionadas en el capítulo 2.

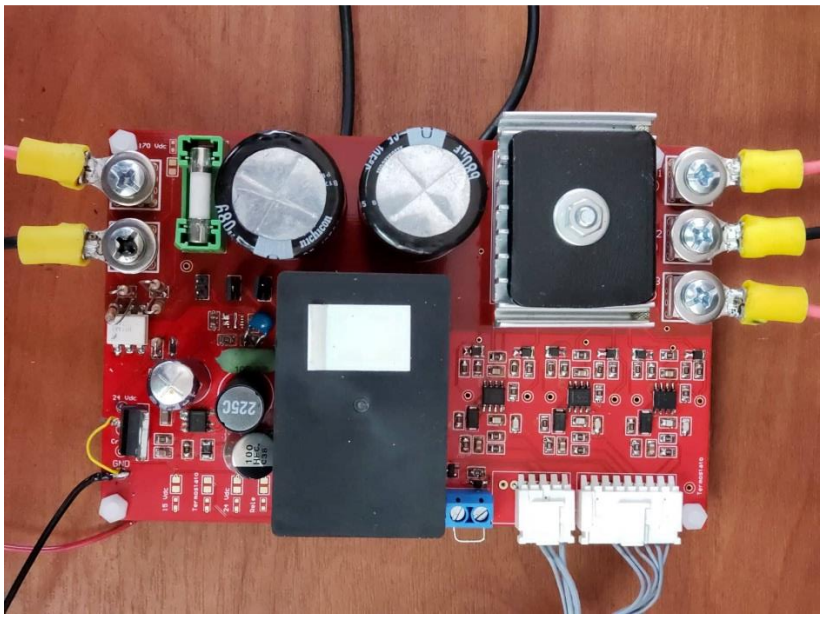

Figura 3.3 *Placa PCB*

Fuente: (Autores)

En la Figura 3.4 se detallan las diferentes etapas que conforman la placa PCB

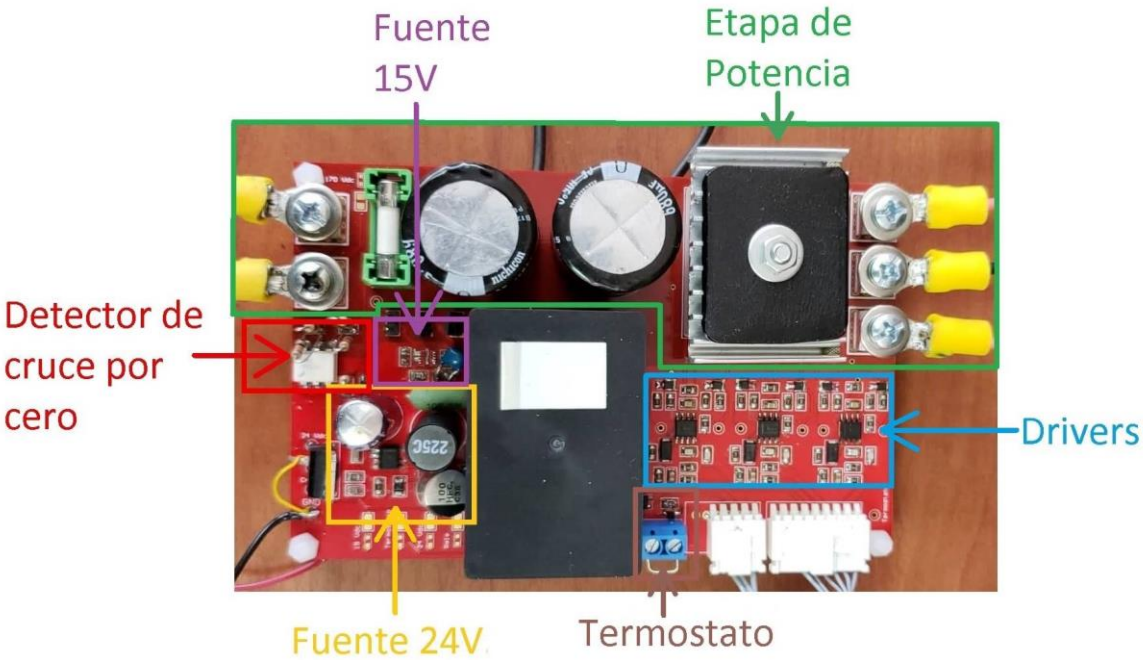

Figura 3.4 *Detalle de las etapas de la placa PCB*

Fuente: (Autores)

3.2 OBTENCIÓN DE DATOS EN LAS SIMULACIONES

En el capítulo 2 se detallan los diagramas de bloques desarrollados para simular el arranque del motor con el método tradicional y el método propuesto. En esta sección se muestran los datos obtenidos a la salida de dichas simulaciones con la ayuda del instrumento "Oscilloscope", los cuales serán analizados a continuación.

3.2.1 OBTENCIÓN DE DATOS PARA EL ARRANQUE CON EL MÉTODO TRADICIONAL

En la Figura 2.3 se presentó el diagrama de bloques para obtener la simulación en MATLAB/Simulink del arranque del motor con el método tradicional. Obteniendo a la salida los siguientes datos: velocidad del motor, corriente en el devanado principal y corriente en el devanado auxiliar.

En la Figura 3.5 se observa la corriente obtenida en el devanado principal en donde la corriente pico es de $8.15A$. A partir de $0.2s$ se alcanza el estado estacionario y la corriente adquiere un valor de $1.48A$.

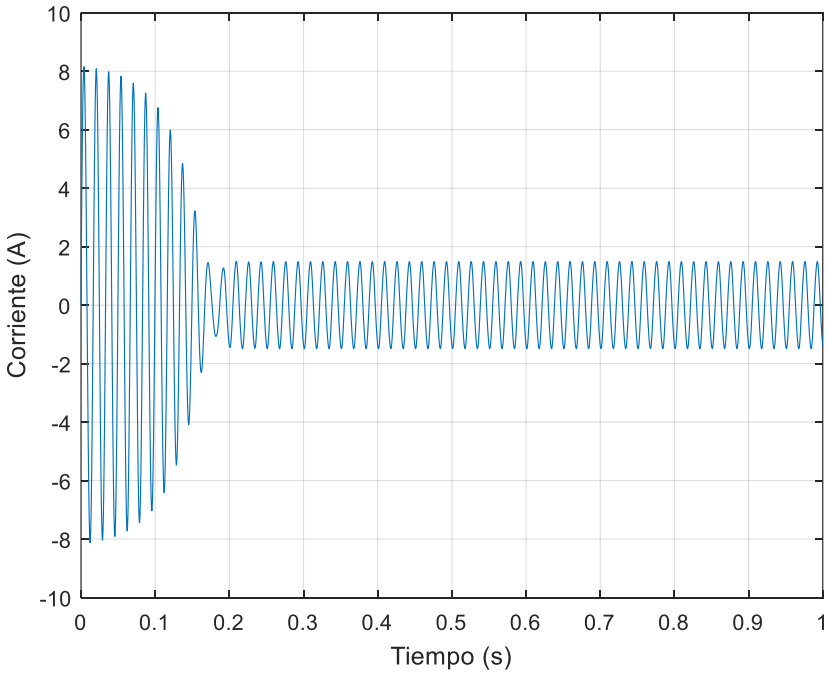

Figura 3.5 *Corriente del bobinado principal con el método de arranque tradicional*

Fuente: (Autores)

En la Figura 3.6 se visualiza la corriente que se obtiene en el bobinado auxiliar la cual toma un valor de $2.68A$ una vez alcanzado el estado estacionario.

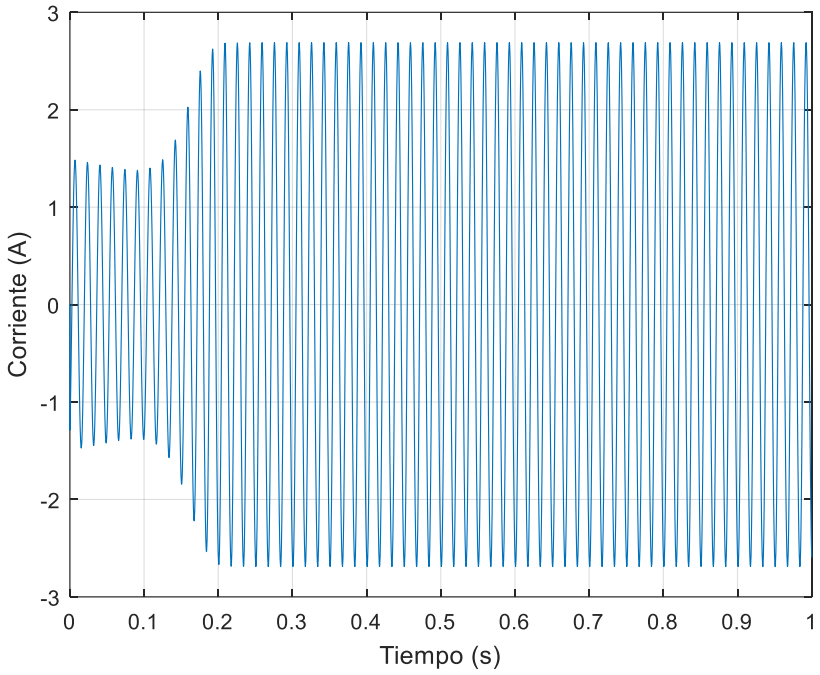

Figura 3.6 *Corriente del bobinado auxiliar con el método de arranque tradicional*

Fuente: (Autores)

En la Figura 3.7 se presenta la velocidad nominal del motor la cual alcanza 377 rad/s.

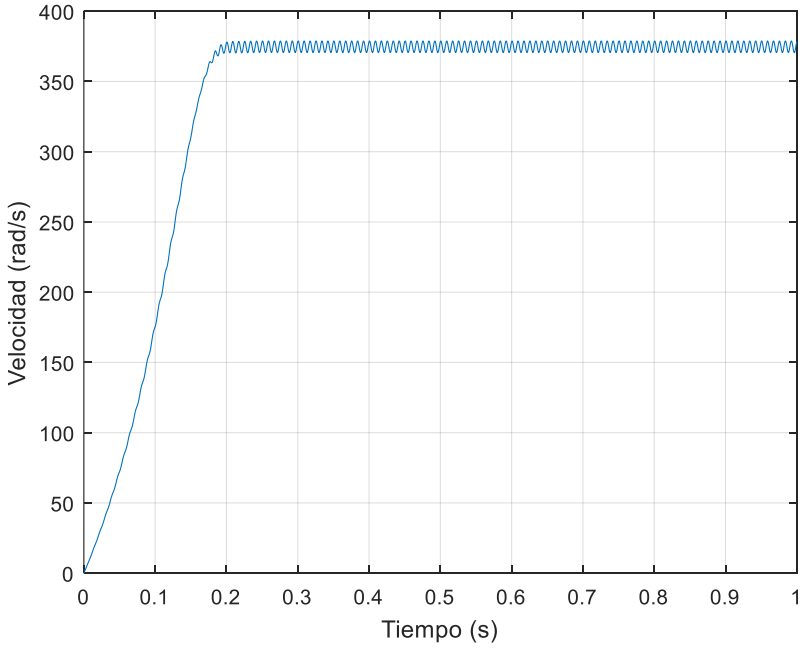

Figura 3.7 *Velocidad nominal del motor con el método de arranque tradicional*

Fuente: (Autores)

3.2.2 OBTENCIÓN DE DATOS PARA EL ARRANQUE CON EL MÉTODO PROPUESTO

En la Figura 2.5 se mostró el diagrama de bloques para obtener la simulación en MATLAB/Simulink del arranque del motor con el método propuesto. Al programarse una rampa tensión/frecuencia con una duración de $1s$ se obtienen los siguientes datos: velocidad del motor monofásico, corriente en el bobinado principal y corriente en el bobinado auxiliar.

En la Figura 3.8 se observa la corriente que se obtiene en el bobinado principal en donde la corriente pico es de $2.88A$.

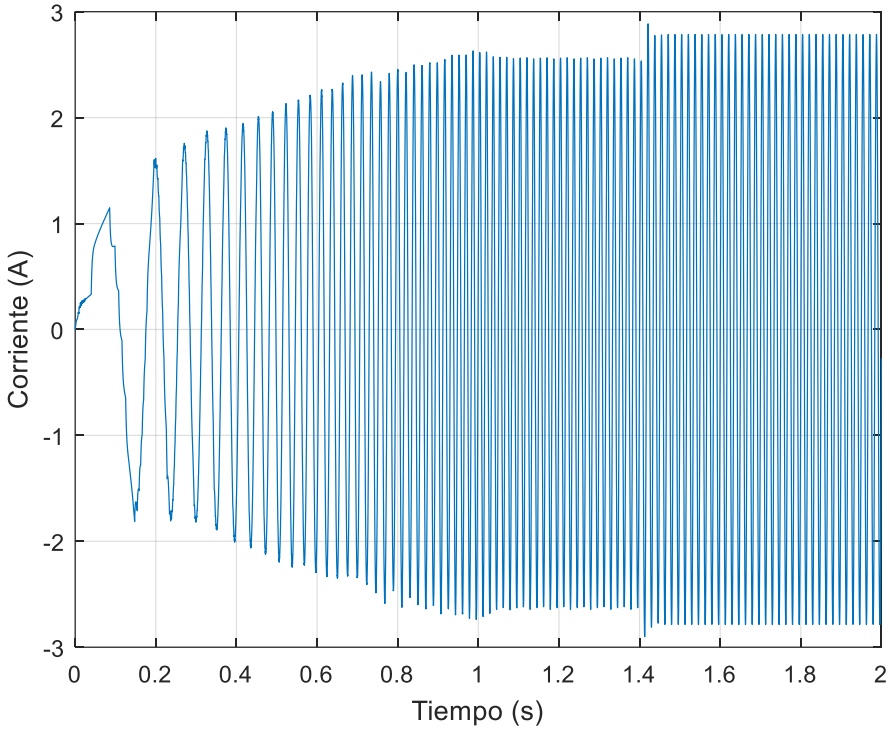

Figura 3.8 *Corriente del bobinado principal con el método de arranque propuesto*

Fuente: (Autores)

En la Figura 3.9 se visualiza la corriente que se obtiene en el bobinado auxiliar la cual tiene un pico máximo de $1A$. En el estado estacionario la amplitud de corriente es de $0.6A$ entre los tiempos $1.05s$ y $1.4s$. Al alcanzar el motor su velocidad final se apaga el microinversor y se lo conecta a la línea.

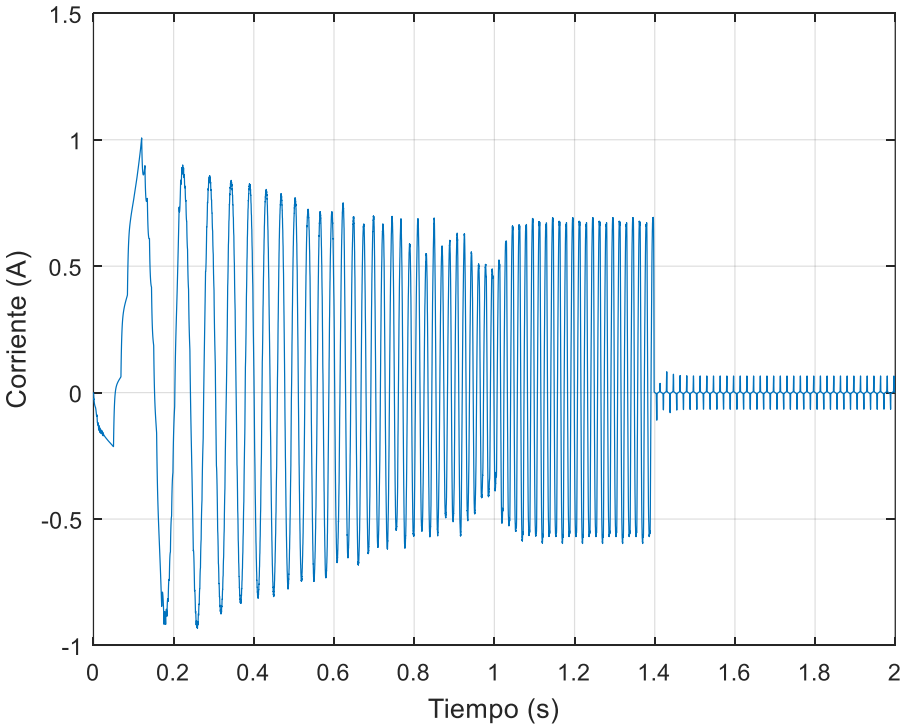

Figura 3.9 *Corriente del bobinado auxiliar con el método de arranque propuesto*

Fuente: (Autores)

Una de las etapas incluidas en la simulación del arranque del motor monofásico con el método propuesto es la detección de fase de línea la cual se logrará mediante el desfase de la onda de entrada, consiguiendo así que las dos señales coincidan las cuales son: la alimentación del circuito y la generada en el microinversor.

Esto sirve para realizar el intercambio entre la salida del microinversor y la línea eléctrica, así el motor quedará encendido sin ocupar la etapa de potencia del microinversor.

En la Figura 3.10 se presenta el transitorio de la corriente en el bobinado principal cuando se lleva a cabo el intercambio del microinversor a la línea eléctrica en el instante de $1.4s$.

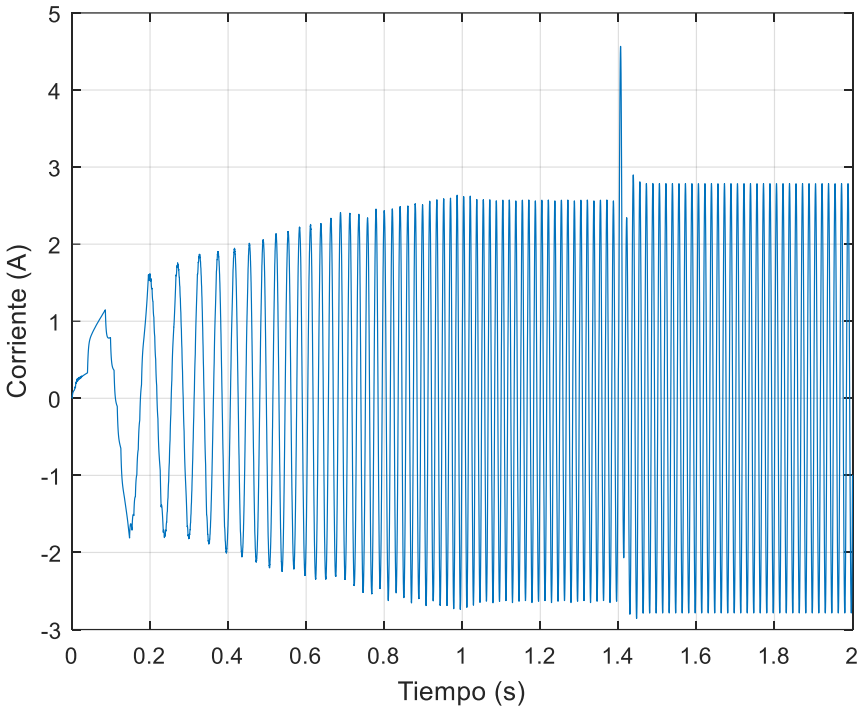

Figura 3.10 *Transitorio de la corriente del microinversor a la línea eléctrica*

Fuente: (Autores)

En la Figura 3.11 se observa un acercamiento de la Figura 3.10 en donde se presenta el transitorio de la corriente del microinversor a la línea eléctrica.

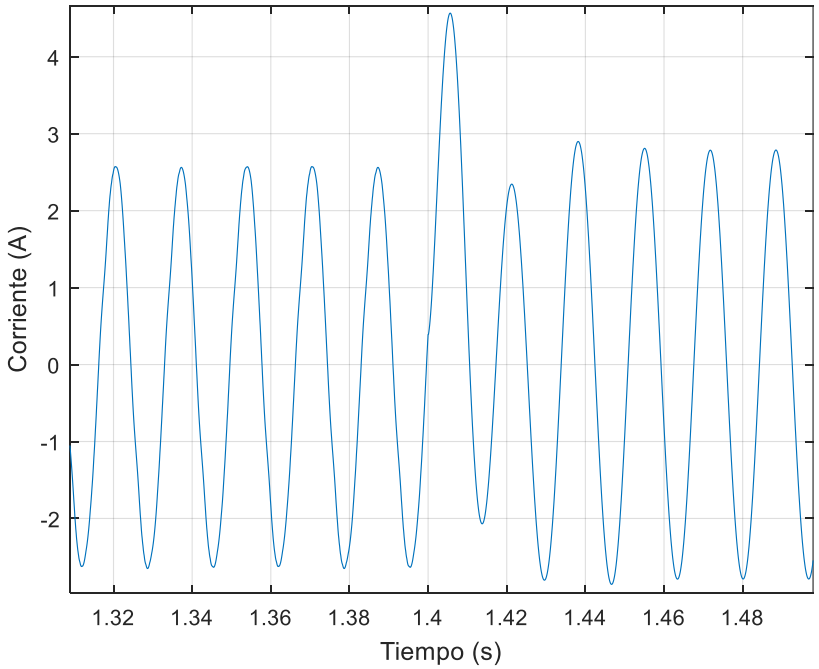

Figura 3.11 *Acercamiento del transitorio de la corriente del microinversor a la línea eléctrica*

Fuente: (Autores)

En la Figura 3.12 se presenta la evolución de la velocidad del motor monofásico la cual llega a un valor de 377 rad/s.

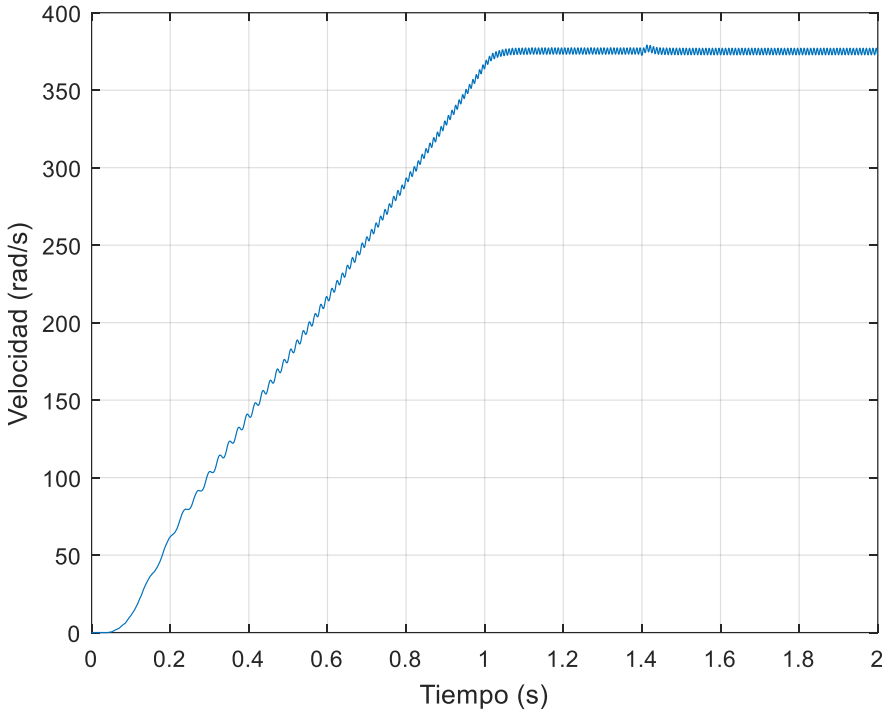

Figura 3.12 *Velocidad nominal del motor con el método de arranque propuesto*

Fuente: (Autores)

3.3 OBTENCIÓN DE DATOS EXPERIMENTALES

El montaje para la prueba experimental de la tarjeta desarrollada incluyó el uso de una tarjeta de control basada en el microprocesador ADSP-21369 desarrollada en el GIE. Además, como instrumentos de medición se utilizaron: osciloscopio Tektronix MSO 5034, punta de corriente aislada Tektronix TCPA 300, punta de tensión aislada Textronix P5200A. Mediante un ordenador se programó el microprocesador para que ejecute el algoritmo V/f el cual se detalla en el APENDICE J. La imagen del montaje experimental puede observarse en la Figura 3.13.

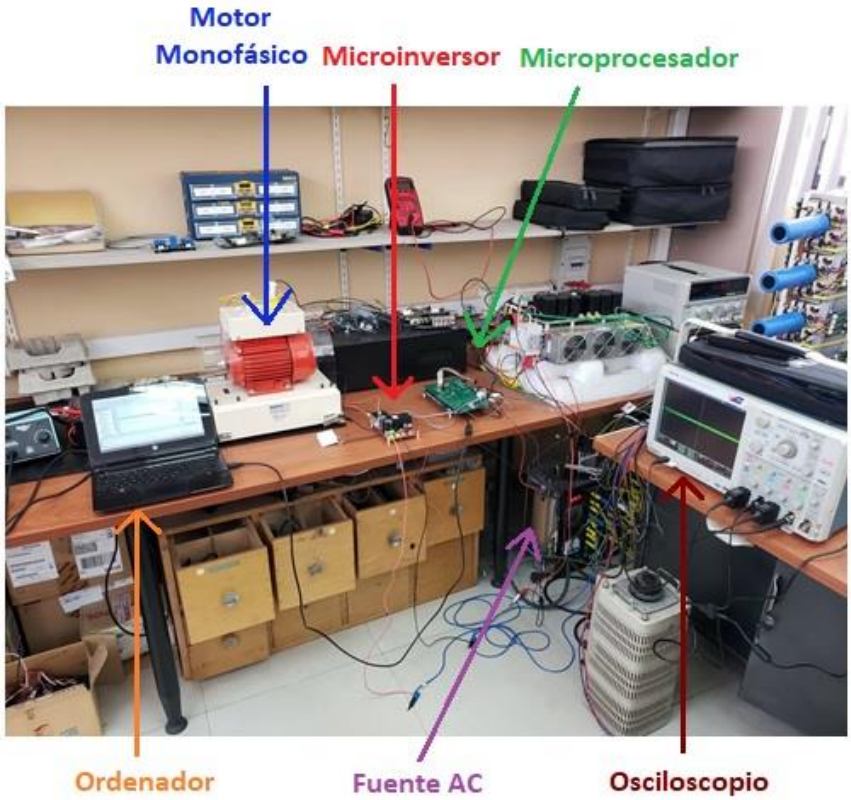

Figura 3.13 *Implementación en el Laboratorio*

Fuente: (Autores)

3.3.1 OBTENCIÓN DE DATOS EXPERIMENTALES CON EL MÉTODO DE ARRANQUE TRADICIONAL

El montaje mostrado en la Figura 3.13 se somete a un arranque tradicional en donde se conecta al bobinado auxiliar del motor un condensador en serie y se registra la evolución de la corriente tanto en el bobinado principal como en el bobinado auxiliar.

En la Figura 3.14 se observa la corriente obtenida en el bobinado principal al momento del arranque del motor monofásico con el método tradicional, la cual alcanza un pico de $7.62A$ y en el estado estacionario a partir de los $0.23s$ la corriente toma un valor de $1.03A$.

En la Figura 3.15 se visualiza la corriente registrada en el bobinado secundario en el instante que arranca el motor monofásico con el método tradicional, la cual alcanza un valor de $1.50A$.

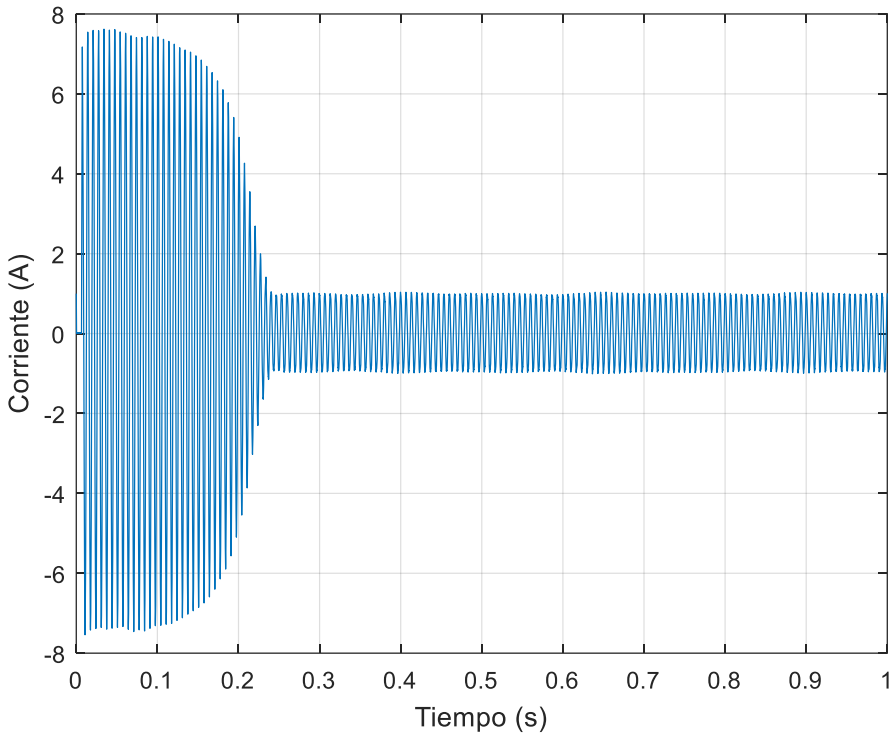

Figura 3.14 *Corriente experimental obtenida en el bobinado principal con el método de arranque tradicional*

Fuente: (Autores)

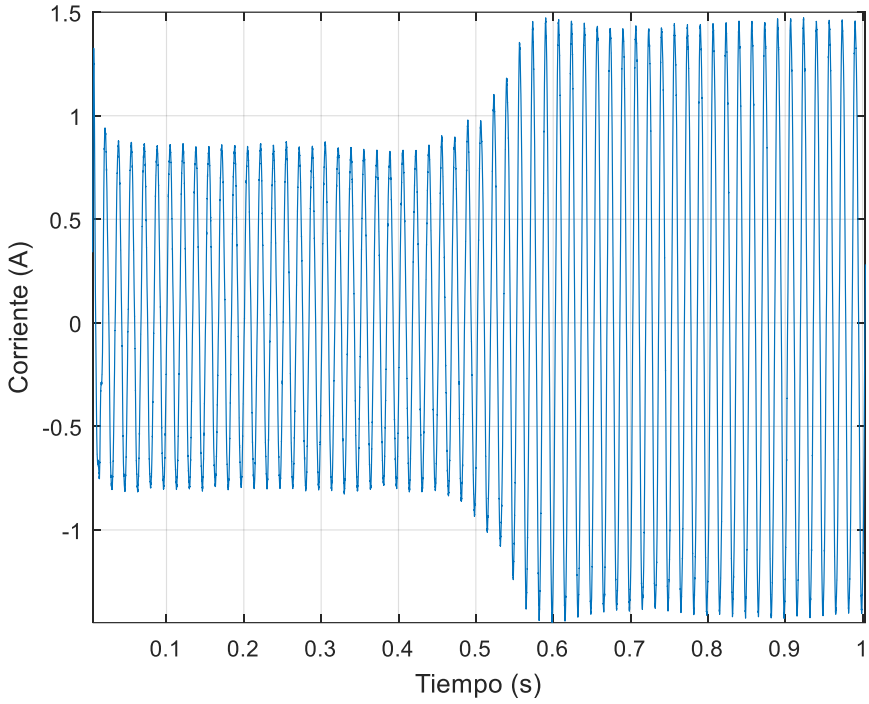

Figura 3.15 *Corriente experimental obtenida en el bobinado auxiliar con el método de arranque tradicional*

Fuente: (Autores)

3.3.2 OBTENCIÓN DE DATOS EXPERIMENTALES CON EL MÉTODO DE ARRANQUE PROPUESTO

En la Figura 3.16 se visualiza la corriente registrada en el bobinado principal en el instante del arranque del motor monofásico con el microinversor, la cual alcanza un pico máximo de $1.36A$, una vez alcanzado el estado estacionario el valor de la amplitud de corriente es de $1A$.

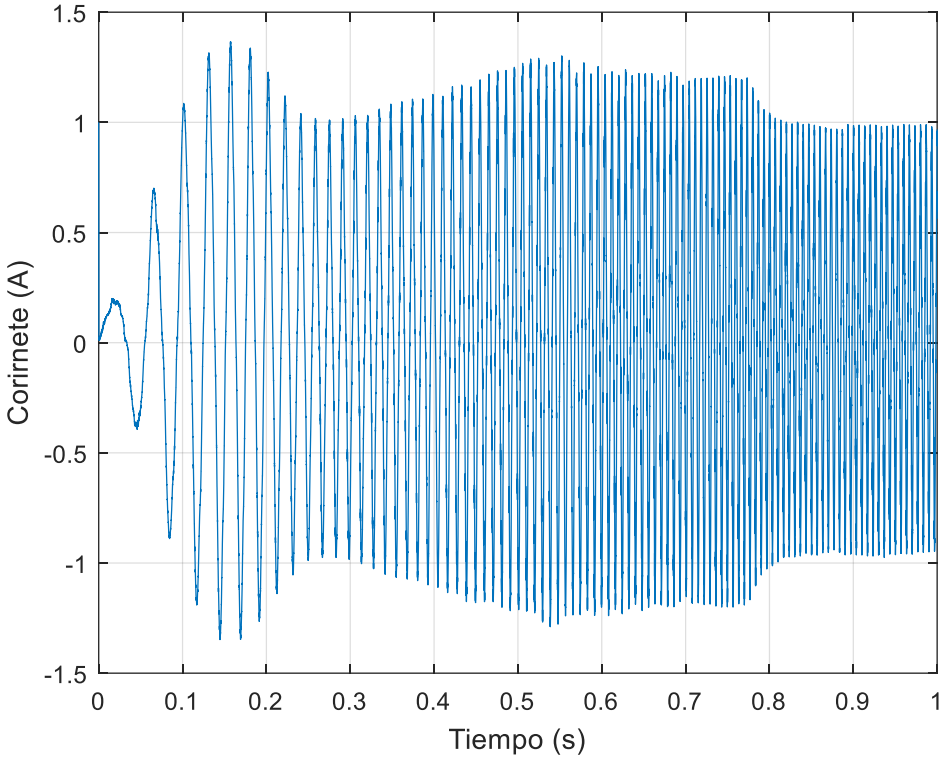

Figura 3.16 *Corriente experimental obtenida en el bobinado principal con el método de arranque propuesto*

Fuente: (Autores)

En la implementación se realizó un proceso de sincronización de fase donde se utilizó un detector de cruce por cero obteniendo como resultado una salida como se visualiza en la Figura 3.17 en donde se puede apreciar que en cada instante donde la señal paso por cero existe un flanco que será detectado por el microprocesador para realizar el ajuste de fase en las señales de línea y del microinversor.

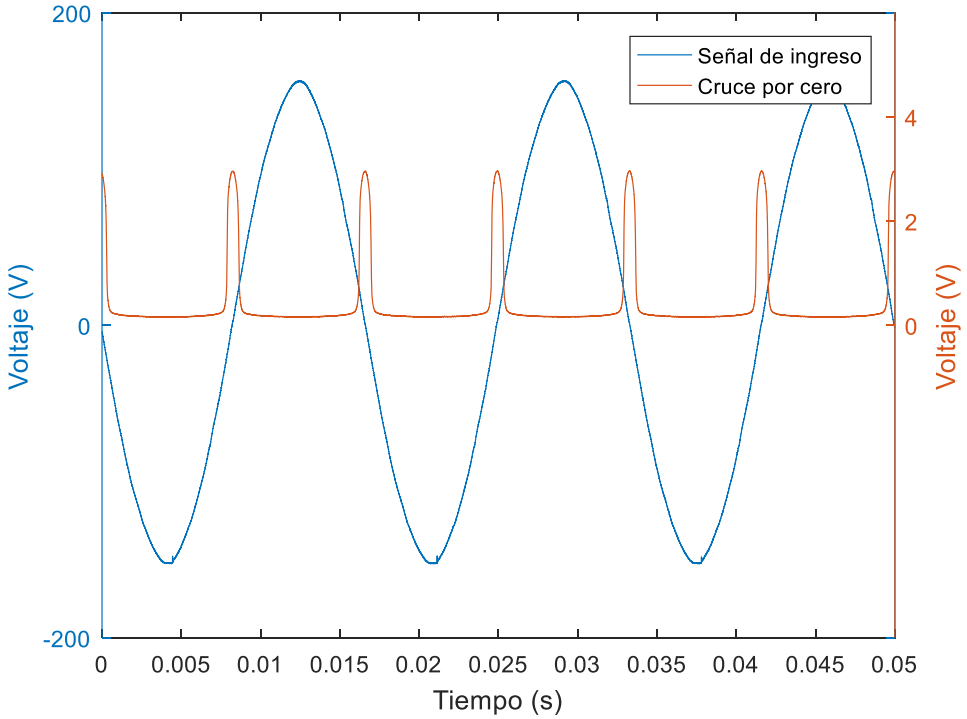

Figura 3.17 *Señal experimental del detector de cruce por cero*

Fuente: (Autores)

Una vez realizada la calibración de fase con las señales de: voltaje del microinversor y la señal de voltaje de la línea eléctrica. El motor se desconecta del microinversor y gracias al accionamiento del relé RE1 mostrado en la Figura 2.22, empieza a operar directamente conectado a la línea eléctrica, así la etapa de potencia solo trabaja en el instante en que el motor arranque. En la Figura 3.18 se visualiza el transitorio en la corriente del estator al momento de realizar el traspaso del motor a la línea eléctrica. En la Figura 3.19 se aprecia el acercamiento de la Figura 3.18 en donde se presenta el transitorio experimental de la corriente del microinversor a la línea eléctrica.

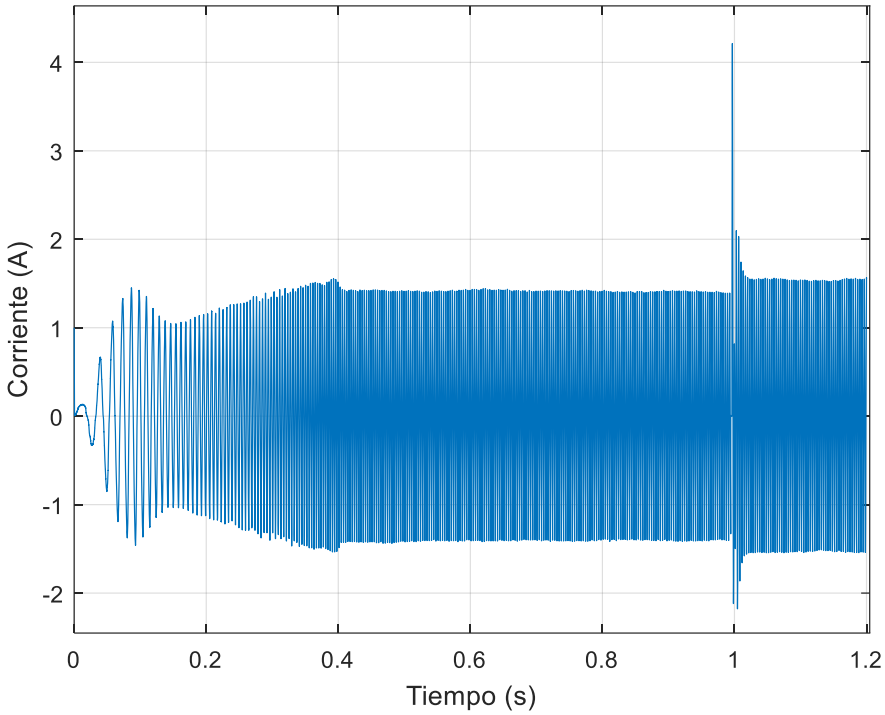

Figura 3.18 *Transitorio experimental de la corriente del microinversor a la línea eléctrica*

Fuente: (Autores)

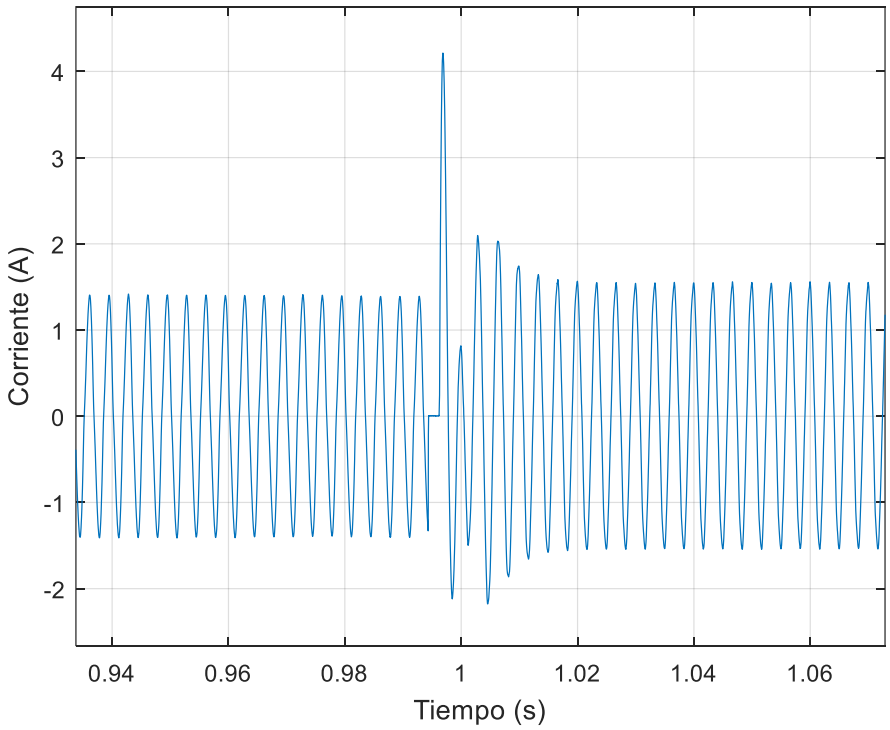

Figura 3.19 *Acercamiento del transitorio experimental de la corriente del microinversor a la línea eléctrica*

Fuente: (Autores)

En la Figura 3.20 se visualiza la corriente del bobinado auxiliar en el instante que el motor monofásico arranca en conjunto con el microinversor, la cual alcanza un valor máximo de $0.87A$.

De las gráficas de corriente presentadas en 3.16 y 3.20, puede apreciarse el crecimiento paulatino de la frecuencia la cual llega al valor nominal de $60Hz$ al cabo de 1s.

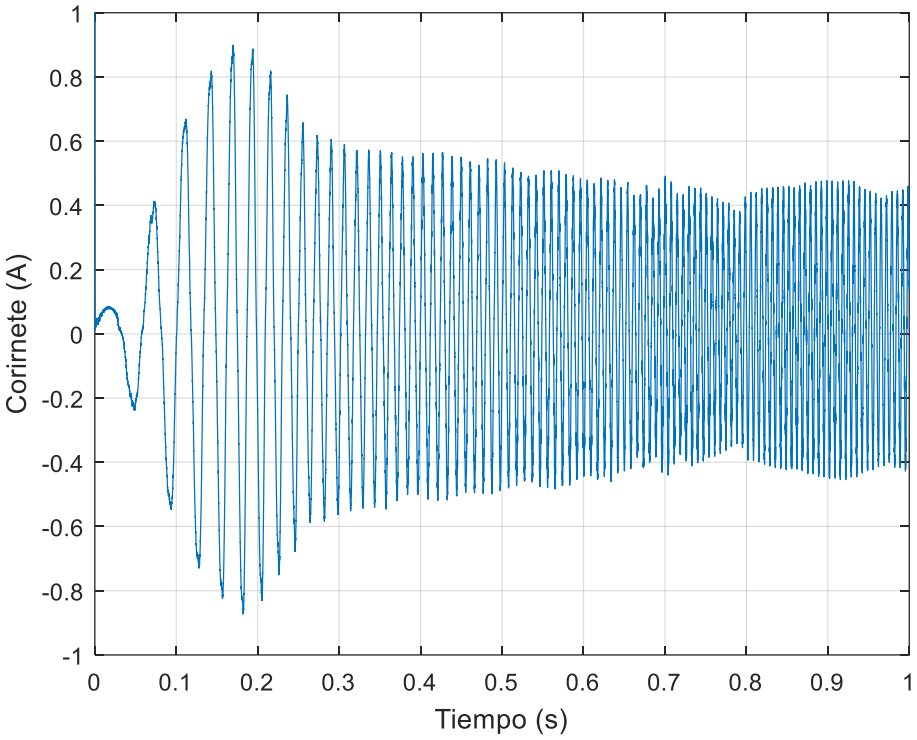

Figura 3.20 *Corriente experimental obtenida en el bobinado auxiliar con el método de arranque propuesto*

Fuente: (Autores)

3.4 ANÁLISIS DE RESULTADOS

En la tabla 3.1 se presentan los datos más relevantes obtenidos para el arranque con el método tradicional. Al comparar los valores de la simulación con los obtenidos para el caso experimental se observa que en el bobinado principal existe un pico de corriente en ambos casos durante los primeros instantes del arranque. La corriente disminuye cuando el motor está con la velocidad nominal.

La corriente pico máximo en el devanado auxiliar se da cuando el motor logra su velocidad nominal, no presentando ésta un pico de corriente en el arranque por el efecto reactivo que ofrece el capacitor en serie.

Tabla 3.1 Datos de la simulación vs datos de la prueba experimental utilizando el arranque tradicional

	Corriente pico bobinado principal	Corriente pico bobinado principal estado estacionario	Corriente pico bobinado auxiliar	Corriente pico bobinado auxiliar estado estacionario
Simulación	$8.15A$	$1.48A$	$2.68A$	$2.68A$
Prueba Experimental	$7.62A$	$1.03A$	$1.50A$	$1.50A$

En la Tabla 3.2 se observan los datos obtenidos con más relevancia del arranque con el método propuesto, comparando lo simulado con el caso práctico. Observando que con el inversor se obtuvo un arranque suave.

En el devanado auxiliar la corriente pico máximo se da cuando el motor logra su velocidad nominal esta no presenta un pico de corriente.

Tabla 3.2 Datos de la simulación vs datos de la prueba experimental utilizando el arranque propuesto

	Corriente pico bobinado principal	Corriente pico bobinado principal estado estacionario	Corriente pico bobinado auxiliar	Corriente pico bobinado auxiliar estado estacionario
Simulación	$2.88A$	$2.88A$	$1A$	$1.06A$
Prueba Experimental	$1.36A$	$1A$	$0.87A$	$0.87A$

Una comparación importante que puede hacerse a partir de las pruebas experimentales para los datos de corriente de arranque con el método tradicional y con el método propuesto, es que con el primer método existe un pico de corriente máximo de $7.62A$ comparado con el segundo método que llega a un pico de corriente de $1.36A$. Pudiendo ver que el microinversor cumple su función de un arranque suave para el motor monofásico.

Tabla 3.3 Datos del arranque tradicional vs datos del arranque propuesto

Prueba Experimental	Corriente pico bobinado principal	Corriente pico bobinado principal estado estacionario	Corriente pico bobinado auxiliar	Corriente pico bobinado auxiliar estado estacionario
Arranque tradicional	$7.62A$	$1.03A$	$1.50A$	$1.50A$
Arranque con el método propuesto	$1.36A$	$1A$	$0.87A$	$0.87A$

En la Figura 3.21 se superponen las dos señales de corriente del bobinado principal que corresponden a los dos métodos de arranque: tradicional (color azul) y propuesto (color naranja).

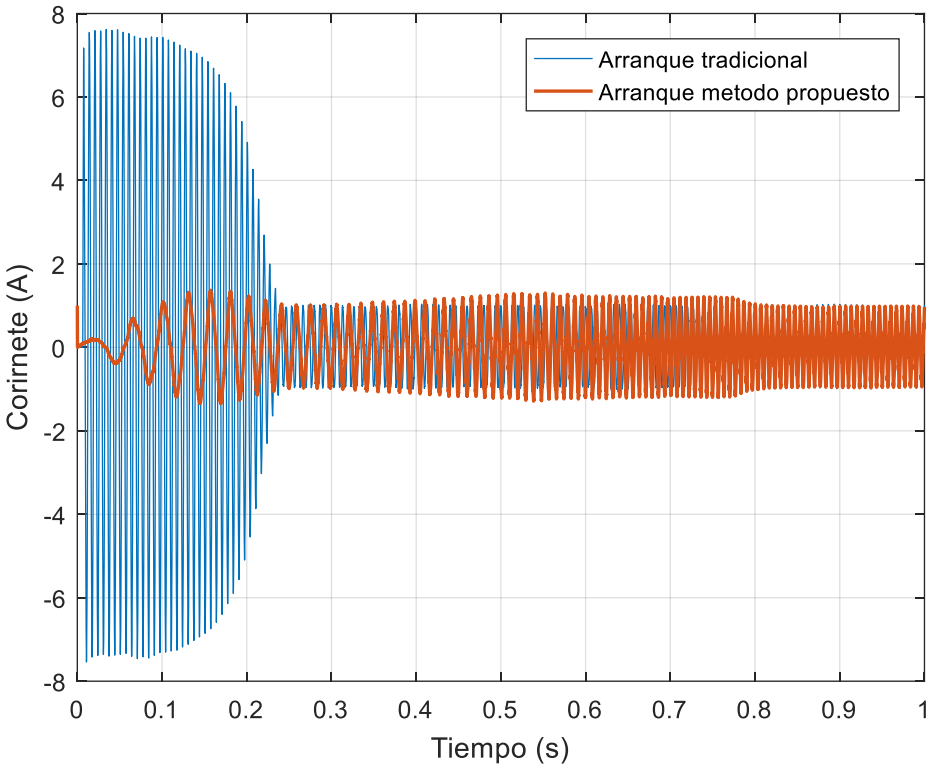

Figura 3.21 *Corrientes en el bobinado principal con el método tradicional y con el método propuesto*

Fuente: (Autores)

3.5 COSTOS ASOCIADOS CON LA IMPLEMENTACIÓN DEL PROTOTIPO

En esta sección se detallará el costo de las diferentes etapas que conforman el PCB además una suma total de las mismas para poder determinar el costo total del prototipo.

En la Tabla 3.4 se observa el costo de los elementos que conforman la etapa de drivers.

Tabla 3.4 Costo de la etapa de drivers

Cantidad	Componente	Valor	Precio ($)
6	Resistencias	49.9kΩ	0.0732
6	Capacitores	33pF	0.19356
9	Resistencias	10Ω	0.1098
3	Capacitores	1uF	0.09738
9	Resistencias	5.1Ω	0.11502
3	Diodos		0.54042
3	Capacitores	0.1uF	0.03528
6	Diodos		0.7314
6	Resistencias	1kΩ	0.0732
3	UCC27710		3.67575
		Total	**5.64501**

En la Tabla 3.5 se detalla el costo de los elementos que conforman las fuentes de $24V$ y $15V$.

Tabla 3.5 Costo de las fuentes de $\mathbf{24V}$ y $\mathbf{15V}$

Cantidad	Componente	Valor	Precio ($)
1	Resistencia	10Ω	0.29108
1	Capacitor	100nF	0.01138
1	Capacitor	10uF	0.10143
1	Capacitor	680nF	0.23856
1	Capacitor	100 uF	0.21692
1	Resistencia	10KΩ	0.14518
1	Resistencia	226KΩ	0.14518
1	Resistencia	158KΩ	0.3445
5	LED		0.243
2	Resistencia	2.2KΩ	0.0689
15	Test Point		2.571
1	Diodo		0.15574
1	Diodo		0.04995
1	UCC28881DR		0.81545
1	Inductancia		1.2369
2	Conector		0.15326
1	Capacitor	22uF	0.24438
1	Capacitor	10uF	0.24438
1	Resistencia	25.5KΩ	0.03445
1	Resistencia	357KΩ	0.03445
3	Resistencia	1.2KΩ	0.10335
1	Conector		0.07663
1	LMZM23601		4.03214
		Total	**11.55821**

En la Tabla 3.6 se muestra el costo de los elementos que conforman el detector de cruce por cero y el termostato.

Tabla 3.6 Costo del detector de cruce por cero y termostato

Cantidad	Componente	Valor	Precio ($)
2	Resistencia	33KΩ	0.03938
2	Resistencia	1.6KΩ	0.10018
2	Zener	3.3 V	0.08936
1	H11AA1		0.32835
1	Conector		0.2214
		Total	**0.77867**

En la Tabla 3.7 se visualiza el costo de los elementos que conforman la etapa de potencia siendo está la más costosa del prototipo.

Tabla 3.7 Costo de la etapa de potencia

Cantidad	Componente	Valor	Precio ($)
1	Driver Rele		0.17929
1	Fusible		1.09688
1	Porta - Fusible		0.3696
2	Capacitor		4.78894
1	Rele		12.151
1	U3NEC066V3		13.57
5	Conectores		8.465
1	Resistencia	18kΩ	0.05009
1	Conector 1x8		0.34419
1	Conector 1x6		0.44236
		Total	**41.45735**

En la Tabla 3.8 se aprecia el costo del prototipo recopilando los costos de las etapas que conforman en el PCB.

Tabla 3.8 Costo total del prototipo

Etapas	Precio ($)
Drivers	5.64501
Fuentes	11.55821
Termostato	0.77867
Etapa de Potencia	41.45735
Manufactura del PCB	1.50
Total	**60.93924**

Todos los componentes fueron adquiridos en la tienda en línea Digikey y la manufactura de la placa PCB se realizó en la empresa PCBWay [23] [24].

CAPÍTULO 4: CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

4.1 CONCLUSIONES

Los motores monofásicos no poseen par de arranque por lo tanto no pueden iniciar su marcha por si solos, requiriendo circuitería adicional.

Los inversores gracias a su versatilidad se vienen utilizando para el control de motores trifásicos, por lo cual se estudió la factibilidad de la implementación de un arrancador suave basado en un microinversor para motores monofásicos con potencias menores a 1Hp.

Antes de la implementación de la placa PCB se analizó el funcionamiento del motor monofásico al momento de su arranque, aplicando los dos métodos: convencional y con el microinversor, mediante simulaciones en el software Matlab/Simulink.

La herramienta utilizada para el diseño de la placa PCB fue el software Altium Designer con la cual se puede tener una reconstrucción 3D previa a la manufactura de la tarjeta lo cual permite descartar errores de diseño.

Durante la etapa de montaje de la tarjeta desarrollada se realizaron ajustes finos en los valores de algunos de los componentes obtenidos en el diseño original.

Para obtener los datos de corriente de los bobinados principal y auxiliar del motor monofásico en la implementación se utilizó un osciloscopio de 4 canales y sondas de corriente y voltaje.

Se demuestra la factibilidad de operar un motor monofásico excitando los dos bobinados mediante la señal conmutada proveniente de un inversor.

Se demuestra que un inversor de 3 ramas para uso típicamente en aplicaciones trifásicas puede ser adaptado para este tipo de aplicación.

La baja corriente de arranque obtenida para el motor puede tener un impacto altamente positivo en el sistema eléctrico en general.

El traspaso del motor a la línea eléctrica por medio del relé garantiza que la etapa de potencia opere solamente durante el arranque, en consecuencia, no requiere de un sistema de disipación voluminoso.

La detección de cruce por cero resulta crucial para asegurar un traspaso del motor, desde el inversor a la línea eléctrica, sin picos de corriente.

4.2 RECOMENDACIONES

Como trabajos futuros se debe analizar la posibilidad de incorporar el microprocesador a la tarjeta del microinversor de manera de hacer al diseño más compacto y autónomo. La cantidad de cómputo matemático requerida por el control V/f implementado es baja con lo cual un microprocesador de punto fijo y gama baja puede ser utilizado para tal fin.

Por el contrario, con procesadores con capacidades de cómputo más elevadas se puede estudiar la implementación de controles vectoriales tales como los típicamente utilizados en motores trifásicos.

REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

[1] G. C. Stone, «Condition monitoring and diagnostics of motor stator windings - A review,» *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation*, vol. 20, nº 6, pp. 2073 - 2080, December 2013.

[2] WEG , «Selección y aplicación de los motores trifásicos,» de *Motores Eléctricos Guía de Especificación*, Jaraguá do Sul, WEG, 2011, pp. 59 - 61.

[3] A. Z. Latt, N. N. Win, «Variable Speed Drive of Single Phase Induction Motor Using Frecuency Control Method,» *International Conference on Education Technology and Computer*, pp. 30-34, 2009.

[4] D. Castro, L. Ruz, «Campos electromagneticos en el vacÍo,» de *Teoria Electromagnética para estudiantes de Ingeniería*, vol. 1, Barranquilla, Universidad del Norte, 2012, p. 29.

[5] J. Fraile Mora, «Circuitos magnéticos y conversión de energía,» de *Máquinas Eléctricas*, Madrid, McGRAW -HILL, 2003, p. 8.

[6] F. Sánchez, T. Díaz, «Electromagnetismo. Conceptos básicos,» de *Electrotencia*, España, Universidad de la Coruña, 2011, pp. 10-11.

[7] T. Wildi, «Motores Monofásicos,» de *Máquinas Eléctricas y Sistemas de Potencia*, México D.F, Pearson Educación, 2007, p. 399.

[8] Área Tecnológica, «Tipos de Motores Eléctricos,» Areatecnologia.com, [En línea]. Available: http://www.areatecnologia.com/electricidad/tipos-de-motores-electricos.html?fbclid=IwAR3W1uooBfQt4MnCykTf9UWo4pAxB5ZA-hJhv-x39j6A-tOPzmluPRadmlA.

[9] S. J. Chapman, «Motores monofásicos y de uso especial,» de *Máquinas Eléctricas*, México D.F, McGraw - HILL, 2012, pp. 418 - 428.

[10] M. H. Rashid, «Diodos semiconductores de potencia y circuitos,» de *Electrónica de Potencia: circuitos, dispositos y aplicaciones*, México, Pearson Educación, 2004, pp. 33-56.

[11] M. Ned, M. Undeland Tore, P. Robbins William, «Panorama general de los interruptores de semiconductores de potencia,» de *Electrónica de potencia convertidores, aplicaciones y diseño*, México, Mc Graw Hill, 2009, p. 25.

[12] R. L. Boylestad, L. Nashelsky, «Aplicaciones del diodo,» de *Electrónica: teoría de circuitos y dispositivos electrónicos*, México, D.F, Pearson, 2009, p. 101.

[13] SEMIKRON, «MiniSkiip IGBT modules 03NEC066V3 DataSheet,» Semikron, 13 02 2009. [En línea]. Available: https://www.semikron.com/products/product-classes/igbt-modules/detail/skiip-03nec066v3-25232410.html.

[14] J. L.Díaz, A. Pardo, «Estrategías avanzadas de control en accionamientos de corriente alterna,» *Ciencia e Ingeniería*, vol. 25, nº 1, pp. 23-28, 2004.

[15] B. Akin, N. Garg, «Scalar (V/f) control of 3-phase induction motors,» Texas Instrument Incorporated, Texas, 2013.

[16] M. Ned, M. Undeland Tore, P. Robbins William, «Convertidores de modo de conmutación CC - CC,» de *Electrónica de potencia: convertidores, aplicaciones y diseño*, Mexico, McGraw - HILL, 2009, pp. 142 - 151.

[17] J.M. Aller, J.C. Viola, J.A. Restrepo, M. Fajardo, A. Ginart, J.W. Rengifo, J. D. Loja, J. D. Ochoa,, «Space Vector Control of Asymmetrical Single-Phase Induction Motors,» *2018 XIII International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, pp. 1684-1690, 2018.

[18] J.C. Viola, J.M. Aller, J.A. Restrepo, M. Fajardo, F. Qhizpi, «Grid Connected Inverter with Active Power Filter,» *In 2018 IEEE Third Ecuador Technical Chapters Meeting (ETCM)*, pp. 1-6, 2018.

[19] TEXAS INSTRUMENTS, «Converters,» UCC28881, [En línea]. Available: http://www.ti.com/product/UCC28881. [Último acceso: 07 2018].

[20] TEXAS INSTRUMENTS, «Buck Modules,» LMZM23601SIL, [En línea]. Available: http://www.ti.com/product/LMZM23601. [Último acceso: 07 2018].

[21] FAIRCHILD SEMICONDUCTOR, «Optocouplers,» H11AA1, 10 2005. [En línea]. Available: https://www.jameco.com/Jameco/Products/ProdDS/18825.pdf.

[22] TEXAS INSTRUMENTS, «Driver,» UCC27710, [En línea]. Available: http://www.ti.com/product/UCC27710. [Último acceso: 08 2018].

[23] D. Electronics, «Digikey.com,» Digikey Electronics - Electronic Components Distributor, [En línea]. Available: https://www.digikey.com/.

[24] PCBWay, «PCBWay,» Fabricación de PCB - Prototipos de PCB de forma sencilla, [En línea]. Available: https://www.pcbway.es/.

APÉNDICES

APÉNDICE A: COMPONENTES DE LA FUENTE DE 24V

Tabla A.1 Componentes requeridos para la fuente de 24V

Cantidad	Componente	Valor	Descripción
1	Resistencia	10Ω	R33
1	Capacitor	100nF	C18
1	Capacitor	10uF	C19
1	Capacitor	680nF	C17
1	Capacitor	100 uF	C20
1	Resistencia	226KΩ	R34
1	Resistencia	10KΩ	R35
1	Resistencia	158KΩ	R36
1	LED		D14
1	Resistencia	2.2KΩ	R47
1	Test Point		TS15
1	Diodo		D10
1	Diodo		D11
1	UCC28881DR		U6
1	Inductancia		I1
1	Conector		CONN7
1	Conector		CONN8

APÉNDICE B: COMPONENTES DE LA FUENTE DE 15V

Tabla B.1 Componentes requeridos para la fuente de 15V

Cantidad	Componente	Valor	Descripción
1	Capacitor	10uF	C16
1	Capacitor	22uF	C15
1	Resistencia	357KΩ	R31
1	Resistencia	25.5KΩ	R32
1	Resistencia	1.2KΩ	R46
1	Test Point		TS14
1	Conector		CONN6
1	LED		

1	LMZM23601		U5

APÉNDICE C: COMPONENTES DEL DETECTOR DE CRUCE POR CERO

Tabla C.1 Componentes requeridos para el cruce por cero y termostato

Cantidad	Componente	Valor	Descripción
2	Resistencia	33KΩ	R39 - R40
1	Resistencia	1.2KΩ	R41
1	Resistencia	1.6KΩ	R38
1	Zener	3.3 V	D15
1	LED		D18
1	Test Point		TS11
1	H11AA1		U7
1	Conector		P1
1	Resistencia	1.2kΩ	R37
1	Resistencia	1.6kΩ	R43
1	Zener	3.3V	D16
1	LED		D17
1	Test Point		TS10

APÉNDICE D: COMPONENTES PARA LOS DRIVERS

Tabla D.1 Componentes requeridos para los drivers

Cantidad	Componente	Valor
3	RHI	49.9kΩ
3	CHI	33pF
3	RLI	49.9kΩ
3	CLI	33pF
3	Rbias	10Ω
3	Cvdd	1uF
3		2uF
3	Rboot	5.1Ω
3		20Ω
3	Dboot	
3	Cboot	0.1uF
3		0.2uF
6	Roff	5.1Ω
6	Dgate	
6	Ron	10Ω

6	RGS	1kΩ
3	UCC27710	

APÉNDICE E: COMPONENTES PARA LA ETAPA DE POTENCIA

Tabla E.1 Componentes requeridos para la etapa de potencia

Cantidad	Componente	Valor	Descripción
1	Resistencia	2.2kΩ	R42
1	LED		D19
1	Driver Rele		NU1
1	Fusible		FU1
1	Porta - Fusible		
1	Capacitor		C13
1	Capacitor		C14
1	Rele		RE1
1	U3NEC066V3		U4
5	Conectores		
11	Test Point		
1	LED		D12
1	Resistencia	18kΩ	R45
1	Conector 1x8		
1	Conector 1x6		

APÉNDICE F: VISTA EN DOS DIMENSIONES DEL PCB

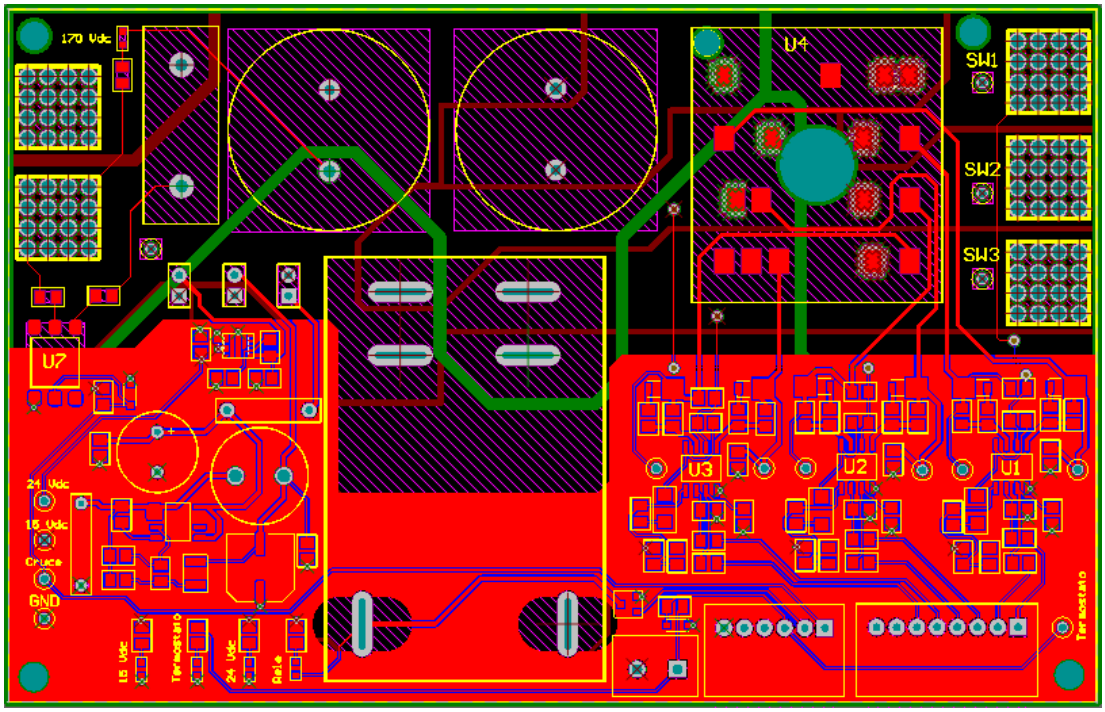

Figura F.1 *Vista en dos dimensiones del PCB*

APÉNDICE G: VISTA EN TRES DIMENSIONES DEL PCB

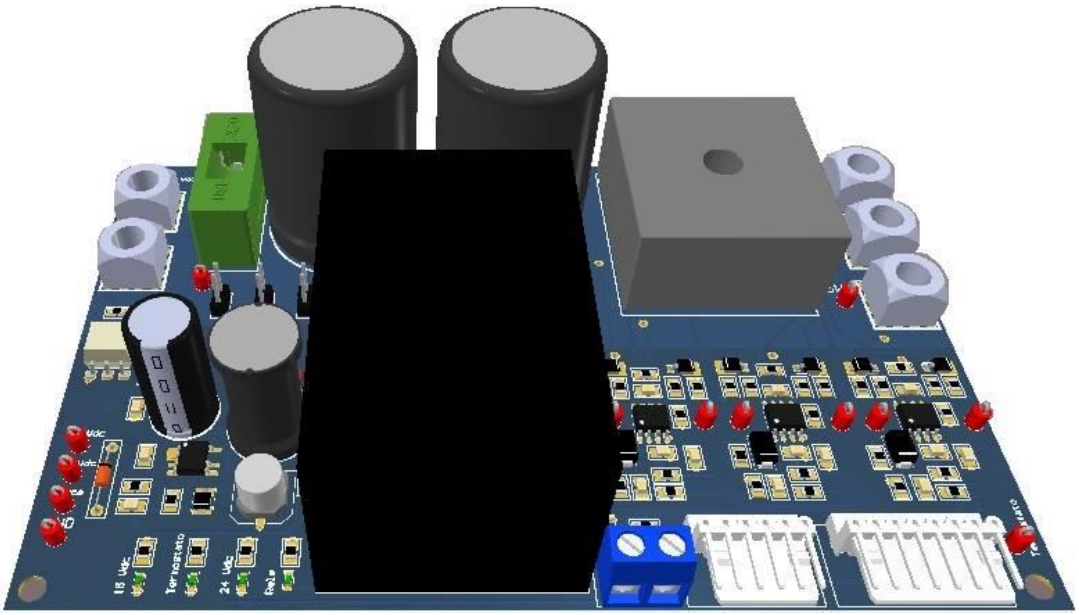

Figura G.1 *Vista en tres dimensiones del PCB*

APÉNDICE H: IMÁGENES OBTENIDAS CON EL OSCILOSCOPIO

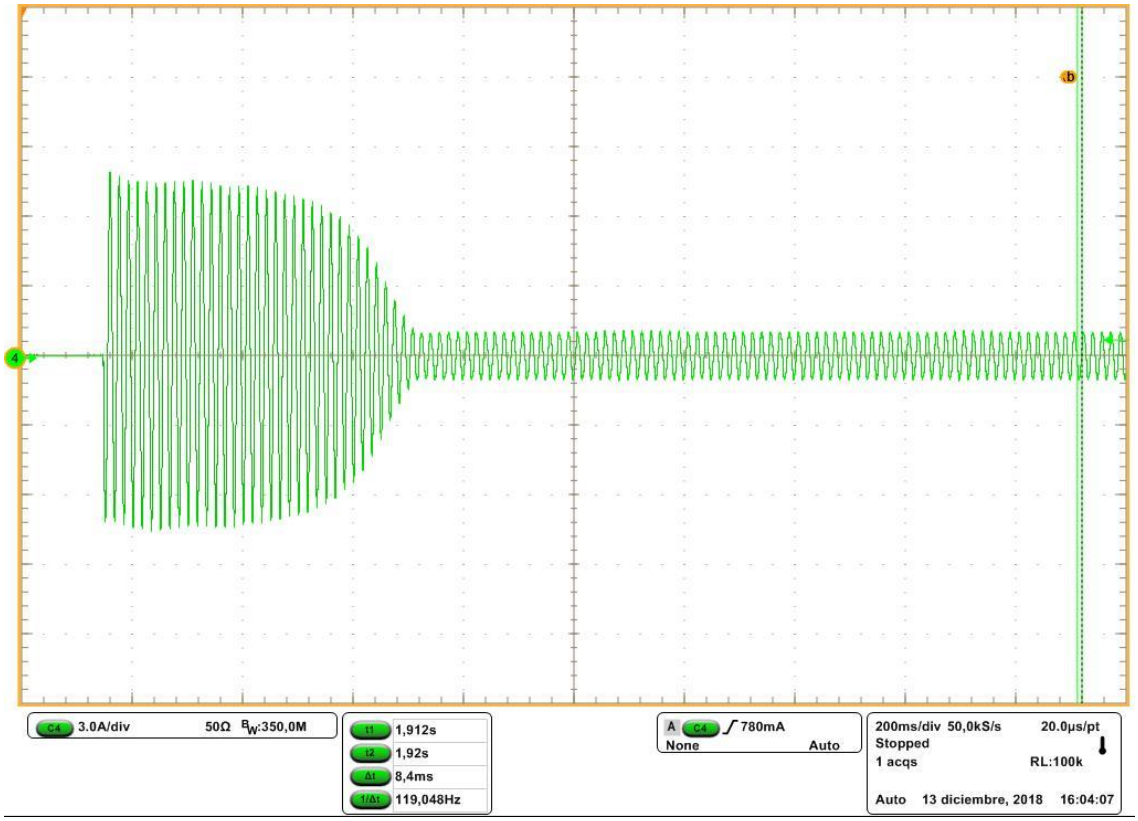

Figura H.1 *Corriente experimental en el bobinado principal con el método de arranque tradicional*

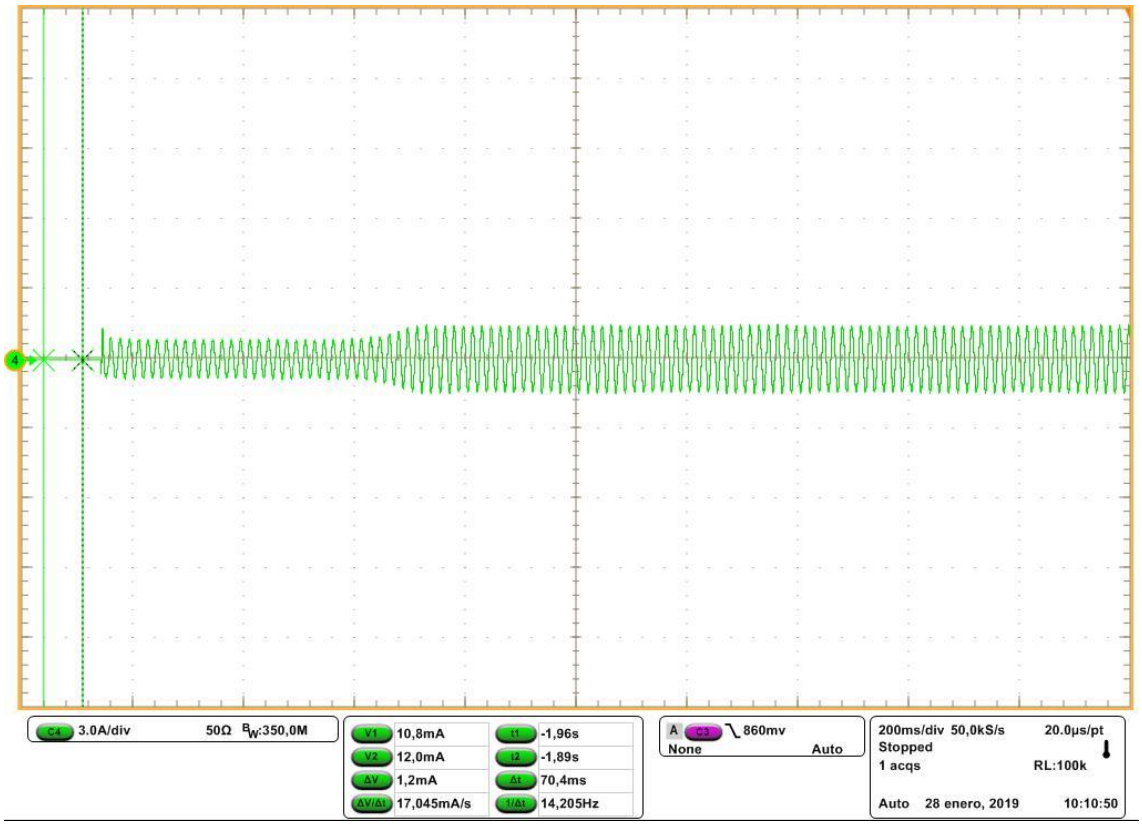

Figura H.2 *Corriente experimental en el bobinado auxiliar con el método de arranque tradicional*

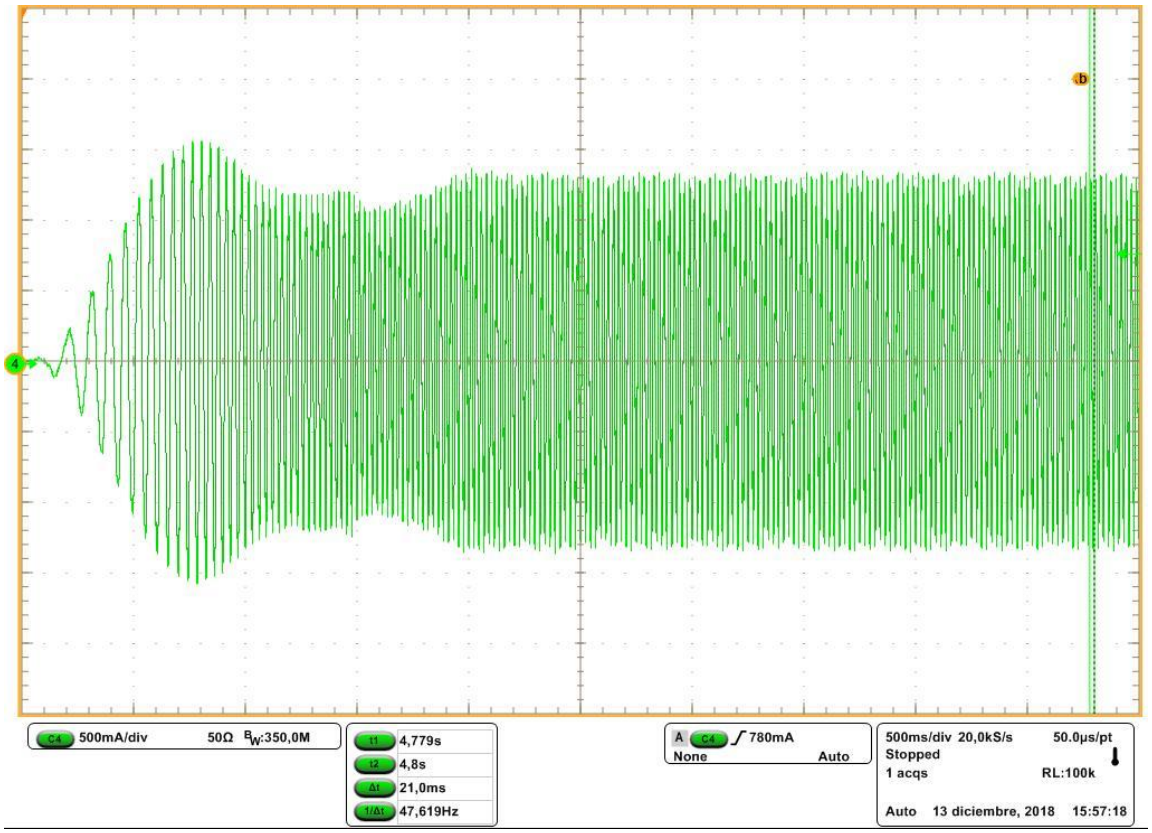

Figura H.3 *Corriente experimental en el bobinado principal con el método de arranque propuesto*

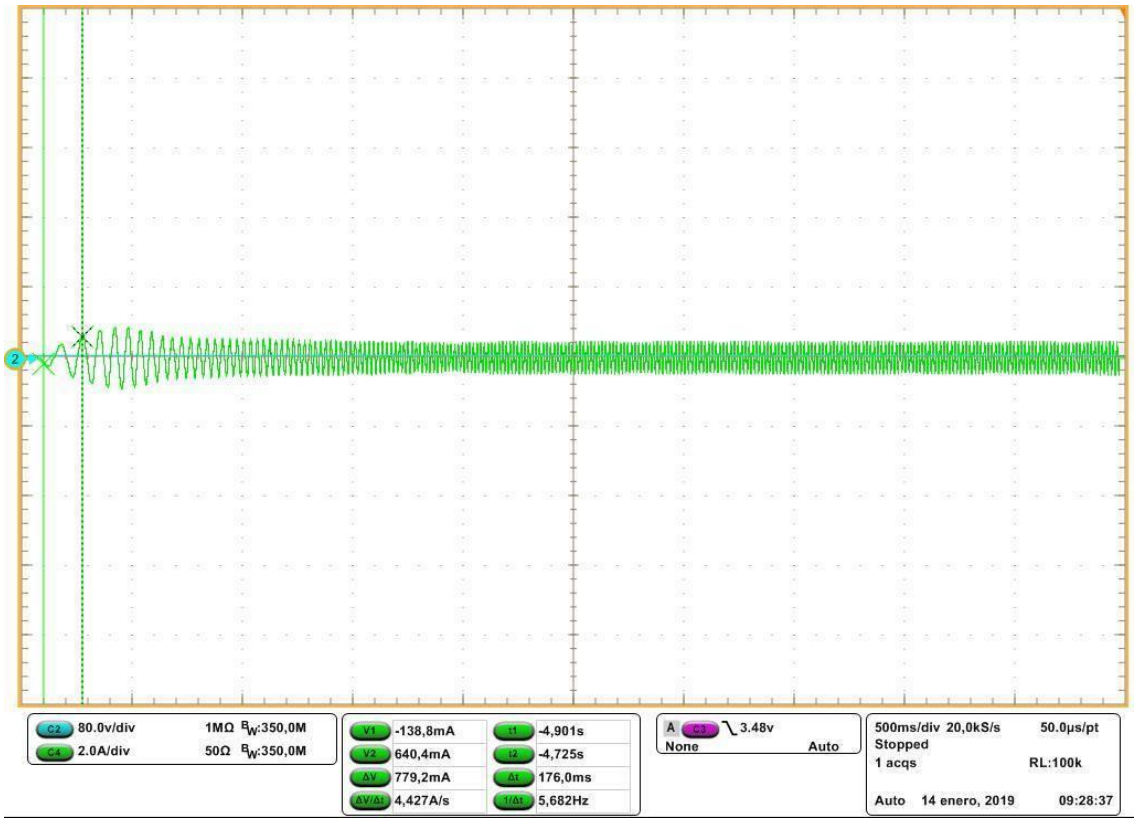

Figura H.4 *Corriente experimental en el bobinado auxiliar con el método de arranque propuesto*

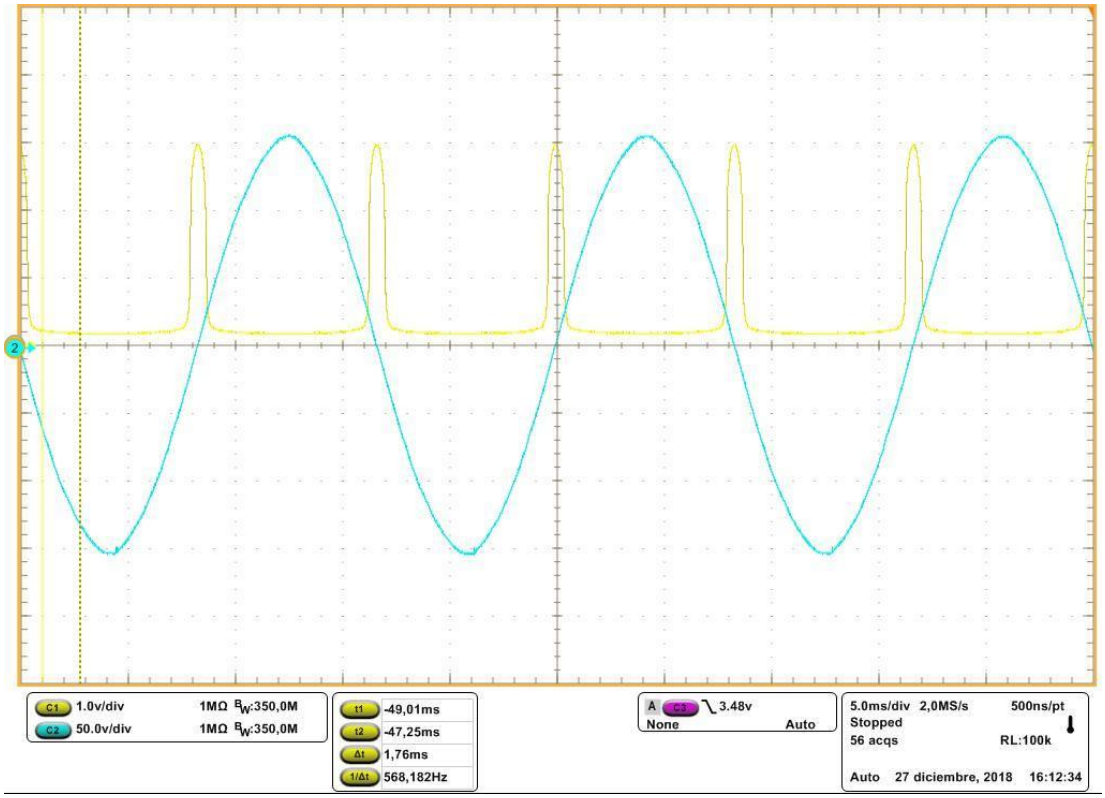

Figura H.5 *Señal experimental del detector de cruce por cero*

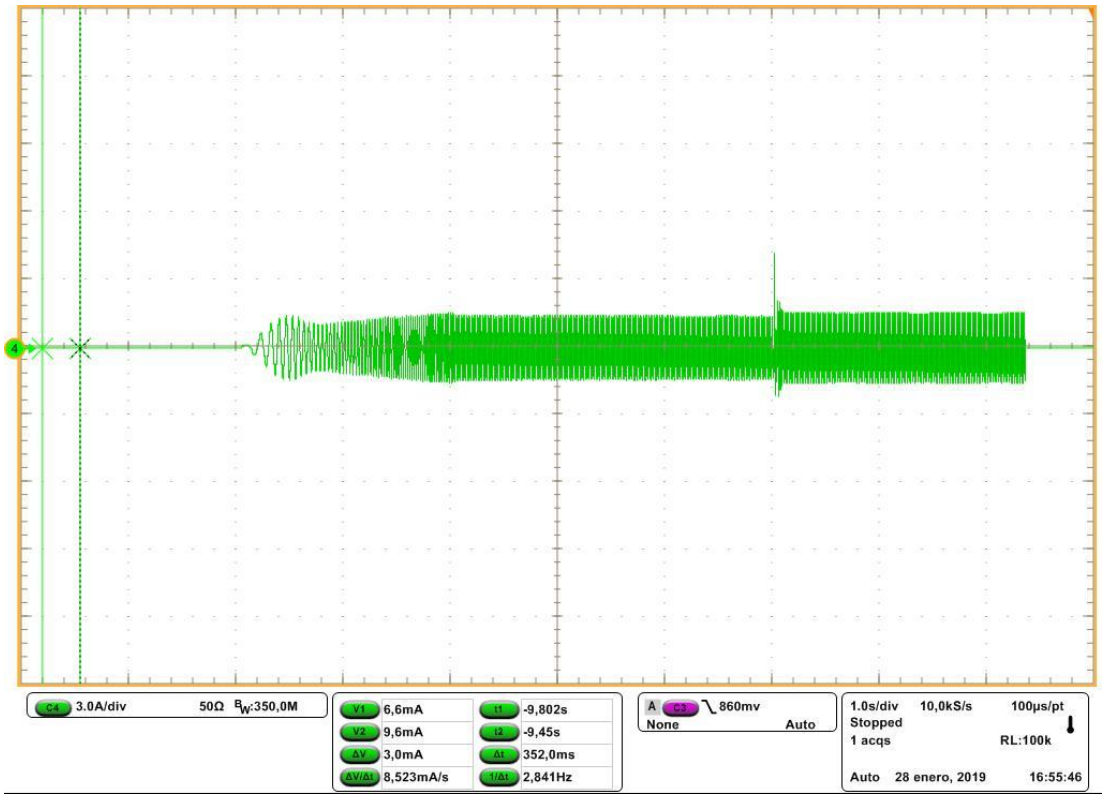

Figura H.6 *Transitorio experimental de la corriente del microinversor a la línea eléctrica*

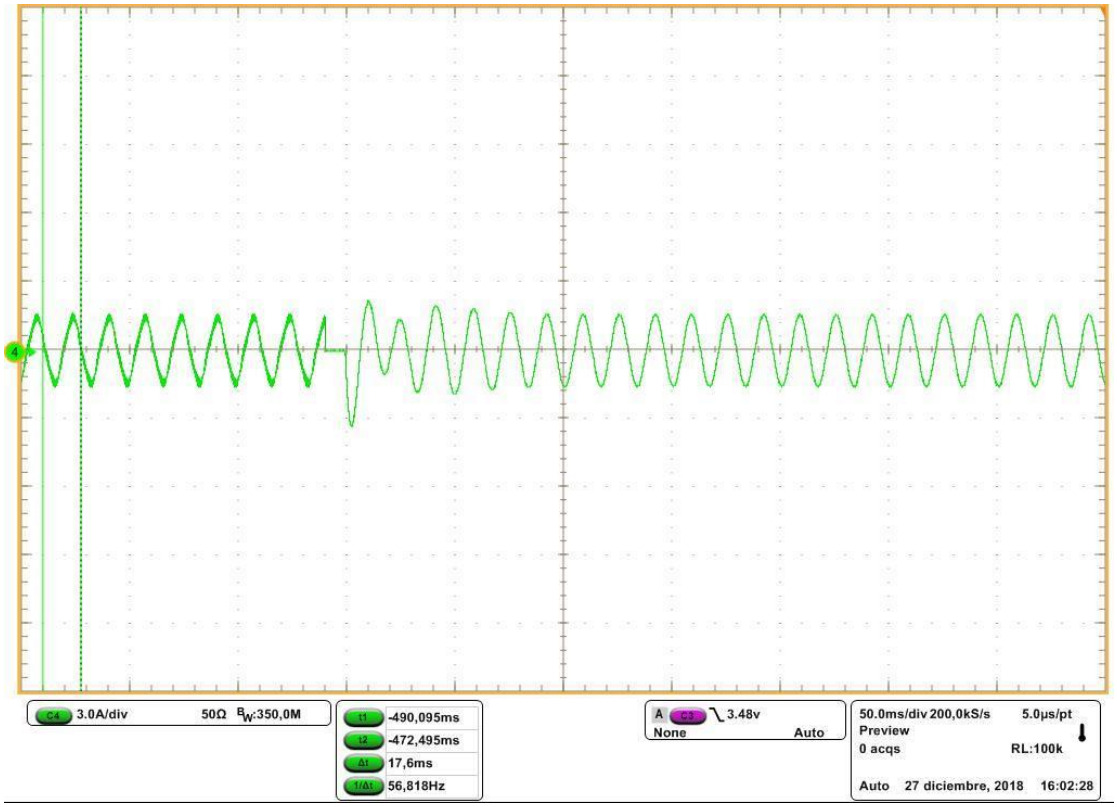

Figura H.7 *Acercamiento del transitorio experimental de la corriente del microinversor a la línea eléctrica*

APÉNDICE I: ALGORITMO DEL MICROPROCESADOR

```
/*****************************************************************
*************

 * Maq1Fv1b.c
 * Programa básico de prueba para generación de PWM en el
Arrancador Suave
 * para arranque de la máquina monofásica mediante V/f constante

*****************************************************************
************/

 #include "Settings.c"

 section("seg_sdram") float data1[LEN];
 section("seg_sdram") float data2[LEN];
 section("seg_sdram") float data3[LEN];
 section("seg_sdram") float data4[LEN];

 #define VERSION_L  0x0C000003
 #define VERSION_H  0x0C000004
 int version;

int main( void )
{

 int tmp,i,j,k=0,tmpa,tmpb,tmpc,flip;
 int nbusy,mcnt;
 float d_ang,ang,AmpA=0.0, AmpB=0.0, AmpC=0.0, f=3;
 float
Vdc1,Vdc2,V_Un,I_Ui,I_Vi,I_Wi,T_Ui,T_Vi,T_Wi,VswA,VswB,VswC,D_A,D
_B,D_C, Fla=0, Flb=0, Te=0;
 float Ra=6.4, Rb=11.11;

 int pulse[]={1200,200};

 InitPLL_SDRAM();
// InitSRU();
 tmp=*((int *)SYSCTL);
 *((int *)SYSCTL)=tmp|0x0130000 |IRQ0EN | IRQ1EN;

 tmp=(*((int *)EPCTL))&0xFFFFFFE7;
 *((int *)EPCTL)=tmp|0x20;
 tmp=*((int *)AMICTL3);
 *((int *)AMICTL3)=AMIEN|
 BW32|
// PKDIS|
 WS4|
 HC1|
 IC1|
 AMIFLSH|
 RHC1|//;//|
 PREDIS;
```

```
asm ("bit set mode2 IRQ0E;") ;
asm ("bit set mode2 IRQ1E;") ;


interrupt(SIG_IRQ1, g_isr1);


SetIOP1(PWM_RESET,00);
asm("nop;");
asm("nop;");
SetIOP1(PWM_OFF,00);
asm("nop;");
SetIOP1(PWM_MAX,PWMMAX);

asm("nop;");
asm("nop;");
asm("nop;");
SetIOP1(PWMDT,63);
asm("nop;");
SetIOP1(PWMPMIN,10);
asm("nop;");
SetIOP1(PWM_ON,00);
asm("nop;");
SetIOP1(CLK_SEL,00);

asm("nop;");
asm("nop;");
SetIOP1(PWM_A1_1,(0));
SetIOP1(PWM_A2_1,(0));
SetIOP1(PWM_A3_1,(0));
SetIOP1(PWM_A4_1,(0));
SetIOP1(PWM_A1_2,(0));
SetIOP1(PWM_A2_2,(0));
SetIOP1(PWM_A3_2,(0));
SetIOP1(PWM_A4_2,(0));

SetIOP1(0x0C000060,0xF);
SetIOP1(0x0C000061,0xF);
SetIOP1(0x0C000062,0xF);
SetIOP1(0x0C000063,0xF);
SetIOP1(0x0C000064,0xF);

SetIOP1(PWM_RDYA,0);
asm("nop;");
SetIOP1(PWM_RDYB,0);
asm("nop;");
SetIOP1(PWM_RDYC,0);
asm("nop;");

asm("nop;");

nbusy=25;

mcnt=(56+nbusy)*256+nbusy;
SetIOP1(CNT_ADQ,mcnt);
```

```
 tmp=0;
 j=0;
 seed=0;
 ang=0;


for(i=0;i<LEN;i++)
{
 do{
      asm("nop;");
   }while(seed!=2);
      seed=0;


      Vdc1=300;


      d_ang=2*M_PI*f*(1/Fs);
      ang+=d_ang;
      if(ang>2*M_PI) ang-=2*M_PI;

      VswA=0.5*Vdc1+AmpA*sinf(ang);
      VswB=0.5*Vdc1+AmpB*sinf(ang-0.5*M_PI);
      VswC=0.5*Vdc1+AmpC*sinf(ang-M_PI);

      f+=0.5*57e-4;          //f-f0=60-3 Hz
      if(f>60.0) f=60.0;

      AmpA+=0.5*120e-4;
      if(AmpA>120.0) AmpA=120.0;

      AmpB+=0.5*120e-4;
      if(AmpB>120.0) AmpB=120.0;

      AmpC+=0.5*120e-4;
      if(AmpC>120.0) AmpC=120.0;

      D_A=VswA/Vdc1;
      D_B=VswB/Vdc1;
      D_C=VswC/Vdc1;


      if(D_A>1.00) D_A=1.00;
      if(D_A<0.00) D_A=0.00;

      if(D_B>1.00) D_B=1.00;
      if(D_B<0.00) D_B=0.00;

      if(D_C>1.00) D_C=1.00;
      if(D_C<0.00) D_C=0.00;


      SetIOP1(PWM_A1_1,(int)(D_A*PWMMAX));
      SetIOP1(PWM_A1_2,(int)(D_B*PWMMAX));

      SetIOP1(PWM_A2_1,(int)(D_C*PWMMAX));
```

```
      SetIOP1(PWM_RDYA,0);
      SetIOP1(PWM_RDYB,0);
      SetIOP1(PWM_RDYC,0);

      k++;

    if(k==1)
    {
            data1[j]=D_A;
            data2[j]=Vdc2;
            data3[j]=I_Ui;//Flb;
            data4[j]=I_Wi;//Te;//V_Un;
            j++;

            if(j==LEN-1) j--;

            k=0;
    }

//   if(i==LEN-1) i--;

// if((GetIOP1(0x0C000070)&0x1)!=1) i=LEN;
}

SetIOP1(0x0C000060,0x0);
SetIOP1(0x0C000061,0x0);
SetIOP1(0x0C000062,0x0);
SetIOP1(0x0C000063,0x0);

for(j=0;j<100;j++)
 {
   asm("nop;");
   asm("nop;");
   asm("nop;");
  }

SetIOP1(PWM_A3_1,(int)(PWMMAX));
      SetIOP1(PWM_RDYA,0);

for(j=0;j<100000000;j++)
 {
   asm("nop;");
   asm("nop;");
   asm("nop;");
  }


 SetIOP1(PWM_OFF,00);

 for(;;)
  {
   asm("nop;");
   asm("nop;");
   asm("nop;");
  }

}
//FIN MAIN
```