



Proyecto Final
2025

Controlador de motor trifásico para instalaciones de baja tensión

Tesina

Elian Andrenacci, Lucas Manuel Carra

Índice

1. Abstract	3
2. Marco teórico	3
2.1. Conversor DC-DC	3
2.1.1. Flyback	4
2.1.2. Forward	4
2.1.3. Medio puente	4
2.1.4. Puente completo	5
2.1.5. Push-pull	5
2.1.6. Análisis del convertidor de puente completo y push-pull	5
2.1.7. Comparativa push-pull contra puente completo	7
2.1.8. Características de un transformador de ferrite	7
2.1.9. Análisis del transformador ¹	9
2.1.10. Aspectos constructivos del transformador	11
2.2. Motor trifásico a inducción	15
2.2.1. Introducción	15
2.2.2. Principio de funcionamiento	15
2.2.3. Control mediante inversor (VFD)	16
2.3. Inversor	16
2.4. HMI	16
2.4.1. Fuente de alimentación	17
2.4.2. Display	17
2.4.3. Funcionamiento del puerto I^2C	17
2.4.4. Extensión de GPIO	18
2.5. Modulación	21
2.5.1. Modulación de vector espacial	21
2.5.2. Patrón SVM	23
2.5.3. Comunicación SPI	24
3. Desarrollo de proyecto	25
3.1. Conversor DC-DC	25
3.1.1. Selección de topología	25
3.1.2. Requerimientos mínimos eléctricos	26
3.1.3. Diseño de transformador	27
3.1.4. Diseño y simulación de circuito de commutación	29
3.1.5. Diseño de circuito de control	36
3.1.6. Diseño de circuito impreso	38
3.1.7. Limitaciones detectadas en la implementación	41
3.1.8. Dificultades encontradas	42
3.2. Inversor	48
3.2.1. Introducción	48
3.2.2. Topología de puente trifásico	49
3.2.3. Selección de los transistores de potencia	49
3.2.4. Circuito de disparo	51
3.2.5. Aislación galvánica de las señales de control	52

¹FLoriani, 2010.

3.2.6. Simulación	53
3.2.7. Diseño de circuito impreso	54
3.3. HMI	56
3.3.1. Fuente de alimentación	56
3.3.2. Estructura del código	57
3.3.3. Display	60
3.3.4. Configuración Wi-Fi	62
3.3.5. Memoria no volátil	63
3.3.6. Comunicación SPI	64
3.3.7. GPIO - MCP23017	66
3.4. Modulación	78
3.5. Montaje y disipación térmica	79
4. Ensayos y Verificación	83
4.1. Introducción	83
4.2. Ensayo funcional	83
4.3. Ensayo de la modulación	86
4.3.1. Integridad de la señal	86
4.3.2. Simetría de pulsos	89
4.3.3. Índice de modulación	90
4.4. Rendimiento	93
4.4.1. Eficiencia del conversor	94
4.4.2. Eficiencia del inversor	97
4.4.3. Rendimiento del variador	97
4.5. Durabilidad	98
5. Conclusiones	98
6. Bibliografía	100
7. Índice de Figuras y Tablas	102
8. Anexo	106
8.1. Cálculo de transformador	106
8.2. Costos de proyecto	107

1. Abstract

Este trabajo presenta el diseño, implementación y validación de un controlador de motor trifásico para instalaciones de baja tensión, compuesto por un convertidor DC-DC aislado y un inversor trifásico gobernado por modulación de vectores espaciales (SVM). El convertidor, de topología push-pull, eleva una entrada de 12 Vdc a un bus de continua de 320 Vdc, optimizando el uso del transformador de ferrita y los semiconductores. El inversor sintetiza tensiones trifásicas ajustables en frecuencia y amplitud para accionar un motor de inducción, manteniendo la relación V/f y priorizando la eficiencia con conmutación ordenada. El sistema incorpora una HMI basada en ESP32 con interfaz local (display SH1106, teclado matricial, expansión de GPIO con MCP23017) y configuración vía Wi-Fi; la lógica de control en STM32 se coordina mediante un enlace SPI maestro-esclavo. Se desarrollaron PCB dedicadas para potencia y control, con aislamiento galvánico y protecciones. Los ensayos funcionales abarcan integridad de la modulación, simetría de pulsos, índice de modulación y pruebas de rendimiento eléctrico y térmico, confirmando la viabilidad del enfoque para aplicaciones de bajo costo, mantenimiento simple y operación segura en ambientes de potencia moderada. El documento detalla criterios de diseño magnético, consideraciones constructivas, arquitectura de firmware y resultados de laboratorio.

Durante las pruebas experimentales se pudo comprobar una limitación térmica en la etapa de conversión, restringiendo la operación continua a potencias del orden de 1/6HP, manteniendo la capacidad de sobrecarga transitoria de hasta 1/3HP.

Palabras clave: variador de frecuencia, SVM, push-pull, inversor trifásico, conversión DC-DC.

2. Marco teórico

2.1. Conversor DC-DC

Un conversor DC-DC es un dispositivo que convierte potencia de un nivel de tensión continua a otro. Estos existen de dos tipos básicos:

- Lineales
- Por conmutación

Los lineales tienen un gran control de la tensión de salida y un ruido muy bajo, a costas de un rendimiento muy bajo, solo se utilizan para bajos niveles de potencia. Los conmutados son sistemas con características opuestas, donde se fortalece en fuentes de alto rendimiento, volumen reducido y manejo de grandes potencias. La ventaja de este segundo grupo se encuentra en la relación de tensión entrada-salida muy alta y corrientes considerables; como desventajas vamos a tener niveles de ruido generados elevados y complejidad en la estabilidad del lazo cerrado ya que no son sistemas lineales.

Estos conversores conmutados se encuentran divididos en dos grandes grupos:

- Aislados
- Directos

El primero se distingue por el uso de un transformador de alta frecuencia para la transferencia de energía, pudiendo lograr una relación entrada-salida mucho más

alta aunque con un sistema más complejo y costoso; mientras que el segundo es más eficiente, tiene un menor costo, tamaño y un control más simple, aunque con relaciones de tensión entrada-salida mucho más reducidas.

Dadas las condiciones del proyecto, se decidió utilizar un conversor aislado dentro de los cuales se encuentran varias topologías distintas, entre ellas se encuentran más comúnmente la flyback, forward, medio puente, puente completo y push-pull. En este caso, por motivos que explicaremos en cada una de las diferentes topologías, se optó por la configuración push-pull, es por eso que centraremos el análisis particularmente en este modelo, además de revisar algunas conceptos del puente completo, otro circuito que cumplía con las condiciones pero que quedará finalmente descartado.

A continuación detallaremos algunas de ellas para justificar la elección²:

2.1.1. Flyback

El convertidor flyback funciona almacenando energía en forma de flujo en el transformador mientras se hace circular corriente por el primario, cuando esta corriente se desvanece, la energía se transfiere al secundario y se disipa en la carga. En esta topología el transformador actúa mas como un inductor que como un transformador ideal. Sus ventajas son la simplicidad del diseño y el bajo costo, lo que la hace ideal para aplicaciones de baja potencia. No obstante, sus desventajas incluyen mayores pérdidas por conmutación, elevados picos de tensión en el transistor del primario y una eficiencia limitada cuando se trabaja con potencias medias o altas, motivo por el cual no se profundizará en este circuito.

2.1.2. Forward

La topología Forward, transfiere la energía directamente desde la entrada hacia la salida. A diferencia del Flyback, no hay almacenamiento de energía en el transformador durante el ciclo de conducción, por lo que es necesaria la inclusión de un inductor de salida para filtrar la corriente continua. Esta topología ofrece una mejor eficiencia en potencias intermedias y reduce significativamente los picos de tensión sobre el transistor del primario. Sin embargo, requiere circuitos adicionales, como devanados de desmagnetización para evitar la saturación del núcleo del transformador.

2.1.3. Medio puente

Para un requerimiento de potencia más exigente, se recurre a topologías más robustas como la Half-Bridge. Este tipo de conversor utiliza dos interruptores que se activan alternadamente, aplicando una forma de onda alterna simétrica sobre el primario del transformador. Esto permite que el transformador trabaje de manera más eficiente y que la energía se transfiera en ambos semiciclos del conmutado. Esto lleva a los interruptores a trabajar a la mitad de la tensión de entrada, reduciendo el estrés eléctrico sobre los componentes y mejorando la confiabilidad. Como desventaja, se necesitarán capacitores de acoplamiento de gran tamaño y un control de PWM más preciso. Es común verla en fuentes conmutadas de media y alta potencia.

²Martín Pantaleo, 2007.

2.1.4. Puente completo

La topología Full-Bridge representa la solución más eficiente y robusta para aplicaciones de alta potencia³. Emplea cuatro interruptores organizados en un puente completo, lo que permite aplicar toda la tensión de entrada al primario del transformador en cada ciclo de conmutación. Maximiza el uso del núcleo del transformador y permite un diseño más compacto en términos de densidad de potencia. Además, el hecho de operar con formas de onda simétricas reduce significativamente el contenido armónico y mejora la eficiencia total del sistema. Sin embargo, su principal desventaja es la complejidad, requiriendo un mayor número de componentes activos y un control más sofisticado, así como una protección más robusta contra fallos.

2.1.5. Push-pull

En este caso se utiliza un transformador con punto medio y dos transistores que lo controlan en forma alternada. Es una topología reductora-elevadora con un costo reducido, con circuitos de control sencillos debido a que ambos transistores tienen la referencia a masa en común; la desventaja principal es que los interruptores deben soportar al menos el doble de la tensión de entrada. Típicamente usado para sistemas de baja tensión de entrada, altas corrientes y para potencias bajas y medianas⁴.

2.1.6. Análisis del convertidor de puente completo y push-pull

Ambos conversores constan de tres bloques principales: la etapa de conmutación en puente del lado primario, el transformador de alta frecuencia y la etapa rectificadora de lado del secundario, como puede observarse en las figuras 1 y figuras 2

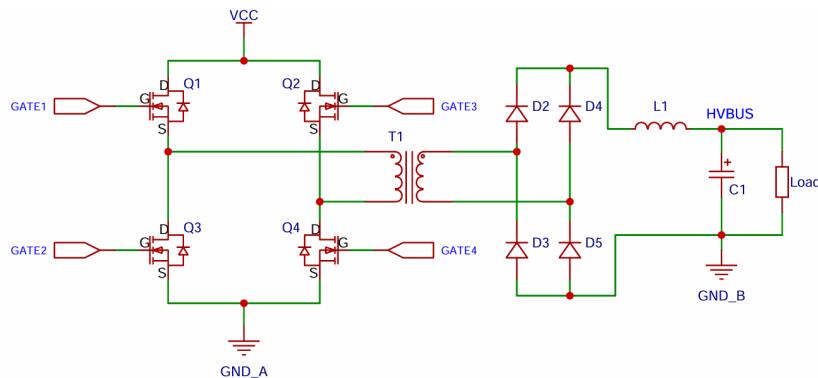


Figura 1: Esquema de un convertidor de topología puente completo.

³Considerando altas potencias a todas aquellas que superen al menos 1KW.

⁴Valenzuela, Simón María, 2024.

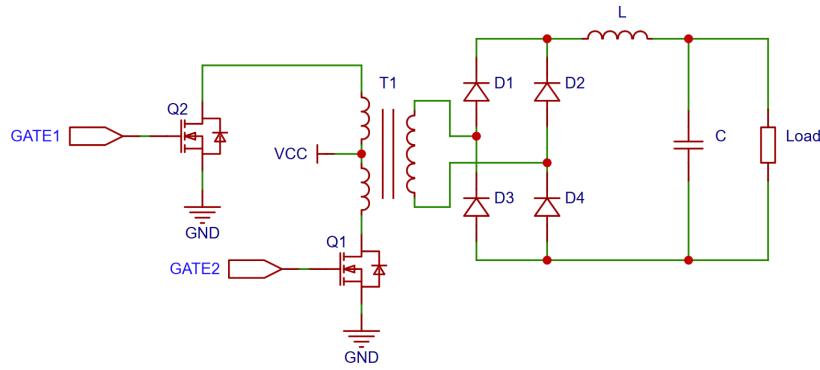


Figura 2: Esquema de un conversor de topología push-pull.

Etapa del primario - puente completo El conmutador del primario esta formado por cuatro transistores de potencia dispuestos en configuración H. Mediante las respectivas señales de control a las compuertas de estos se puede manejar la corriente a través del primario del transformador en dos direcciones alternas. Al activar dos interruptores diagonales Q1 y Q4, se aplica la tensión de entrada al transformador en un sentido, y al activar el otro par Q2 y Q3, se aplica en el sentido opuesto. Esto produce una tensión alterna pulsante en el primario, cuya frecuencia está definida por el controlador y es central en el transformador.

Etapa del primario - push-pull El conversor push-pull utiliza dos transistores de conmutación (Q1 y Q2) conectados a un transformador T1, cuyo primario está dividido en dos devanados simétricos (un devanado con punto medio) y el secundario en uno solo. La operación se basa en la conmutación alternada de Q1 y Q2, de modo que cada transistor energiza su respectivo devanado primario durante medio ciclo, invirtiendo la polaridad del flujo magnético en el núcleo. Esta conmutación alternada permite un aprovechamiento más eficiente del transformador, reduciendo el tamaño del núcleo y distribuyendo la disipación térmica.

Transformador de alta frecuencia A partir de aquí, las funciones y comportamientos en ambos modelos es similar. El transformador tiene tres funciones esenciales: elevar la tensión, aislación galvánica entre entrada y salida y permitir la transferencia eficiente de energía a frecuencias elevadas (por el orden de las decenas de kHz). La relación de espiras se calcula de forma tal que se obtenga una tensión de salida en el secundario tras la rectificación. Es fundamental el diseño adecuado del núcleo y el control de las pérdidas por histéresis y perdidas por efecto pelicular.

Etapa del secundario En el secundario se ubica un puente rectificador de diodos rápidos o bien una etapa síncrona con MOSFETs para reducir pérdidas, que convierte la tensión alterna inducida en el secundario en una tensión continua. Posteriormente, una bobina para mantener la corriente constante y un conjunto de capacitores de filtrado para suavizar la tensión, reduciendo el rizado y entregando una salida estable. Se deben considerar protecciones contra sobretensión, rizado excesivo y corriente de pico en esta etapa.

2.1.7. Comparativa push-pull contra puente completo

El conversor push-pull y el puente completo son topologías aisladas que emplean un transformador para transferir energía entre el primario y el secundario, pero difieren en su configuración y prestaciones. El push-pull utiliza dos transistores y un primario con dos devanados simétricos, conmutados de forma alternada para invertir la polaridad del flujo magnético; es más económico y de control más sencillo, aunque presenta mayores tensiones sobre los transistores y un menor aprovechamiento del núcleo. En cambio, el puente completo emplea cuatro transistores y un único devanado primario, logrando una utilización más eficiente del transformador y menores esfuerzos de tensión en los semiconductores, a costa de una mayor complejidad de control y un incremento en el costo de implementación. Estas diferencias podrán observarse más gráficamente en el cuadro 1

Característica	Push-Pull	Puente Completo (Full-Bridge)
Cantidad de transistores	2	4
Estructura del primario	Dos devanados simétricos	Un solo devanado
Aprovechamiento del transformador	Menor, cada devanado conduce medio ciclo	Máximo, todo el devanado conduce en cada medio ciclo
Tensión máxima sobre los transistores	Aproximadamente $2 \times V_{in}$	Aproximadamente V_{in}
Complejidad de control	Moderada (comutación alternada de 2 transistores)	Mayor (comutación de 4 transistores)
Rango de potencia típico	Medio (decenas a pocos cientos de vatios)	Medio-alto a alto (cientos de vatios a kW)
Eficiencia	Buena, pérdidas debido a magnetización residual	Alta, mejor aprovechamiento del núcleo
Costo	Más económico (menos transistores y drivers)	Mayor (más componentes y drivers)

Cuadro 1: Comparación entre topologías Push-Pull y Puente Completo (Full-Bridge).

2.1.8. Características de un transformador de ferrite

A diferencia de los transformadores utilizados en sistemas de baja frecuencia, los que se conectan a la tensión de red, los transformadores empleados en fuentes conmutadas operan a frecuencias elevadas, típicamente entre 20kHz y 500kHz, lo que permite reducir significativamente el tamaño del núcleo y de los devanados, así como mejorar la eficiencia global del sistema. Para esta aplicación, se utilizan núcleos de ferrita, debido a sus propiedades específicas para alta frecuencia.

La ferrita es un material cerámico compuesto por óxidos de hierro combinados con otros elementos metálicos como manganeso, zinc o níquel. Su principal ventaja es su alta resistividad eléctrica, lo que minimiza las corrientes parásitas (eddy currents)

incluso cuando el flujo magnético varía rápidamente, como ocurre en los conversores conmutados. Además, las ferritas presentan bajas pérdidas por histéresis a frecuencias elevadas, en comparación con núcleos metálicos tradicionales como el hierro al silicio.

Las ferritas utilizadas en transformadores de potencia pertenecen generalmente a las familias MnZn (manganoso y zinc) para frecuencias medias y altas potencias o NiZn (níquel y zinc) para frecuencias más elevadas y bajas potencias. La selección del tipo de ferrita y su geometría depende directamente de la frecuencia de conmutación, la potencia a transferir, el tipo de topología y los márgenes térmicos del sistema.

Parámetros relevantes en el diseño del transformador Para el diseño y modelado de un transformador con núcleo de ferrita en aplicaciones conmutadas, se deben tener en cuenta varios parámetros clave:

- **Forma del núcleo:** Las geometrías más comunes incluyen los núcleos tipo EE, EI, ETD, EFD, PQ y toroidales. Cada una presenta ventajas distintas en términos de facilidad de arrollado, disipación térmica y volumen magnético útil.
- **Material del núcleo:** El tipo de ferrita define las propiedades magnéticas del transformador, incluyendo la frecuencia óptima de operación, las pérdidas por histéresis, la saturación magnética y la estabilidad térmica. Elegir un material adecuado es fundamental para evitar sobrecalentamientos y mantener la eficiencia.
- **Relación de transformación:** Esta determina la relación entre la tensión de salida y entrada. Debe seleccionarse cuidadosamente para garantizar la transferencia eficiente de energía sin saturar el núcleo.
- **Inductancia de magnetización:** Esta define la capacidad del núcleo para almacenar energía en cada ciclo. Un valor muy bajo nos va a extraer mucha corriente aun sin carga, lo que disminuye su eficiencia y un valor muy alto hará que funcione mejor en vacío, pero limitará la transferencia de potencia.
- **Resistencia óhmica de los devanados:** Esta influye directamente en las pérdidas por efecto Joule (I^2R). Es importante minimizar esta resistencia utilizando conductores de adecuada sección y longitud, especialmente en aplicaciones de alta corriente.
- **Pérdidas magnéticas:** En alta frecuencia, las pérdidas por histéresis y por corrientes parásitas crecen con la frecuencia y el flujo magnético. Por eso se opera con una densidad de flujo relativamente baja para evitar saturación y sobrecalentamiento.
- **Diámetro del alambre:** Este está directamente relacionado con la resistencia y la capacidad de conducción de corriente. Se debe seleccionar un calibre que soporte la corriente de pico sin sobrecalentarse, considerando además el efecto pelicular (skin effect) que se vuelve relevante a altas frecuencias. En algunos casos se emplea alambre esmaltado múltiple o Litz wire para reducir estas pérdidas.
- **Acoplamiento entre devanados:** Se busca un acoplamiento estrecho (alta induc-tancia mutua) para reducir el contenido de armónicos, mejorar la transferencia de energía y disminuir las sobretensiones asociadas al fenómeno de leakage inductivo. En algunos diseños se emplean técnicas de arrollado intercalado (interleaved windings).

- **Carrete o bobina:** El diseño del soporte donde se enrollan los alambres afecta la facilidad de construcción, el aislamiento entre devanados y la disipación térmica. Debe permitir distancias de seguridad entre primario y secundario, y materiales plásticos con buen aislamiento dieléctrico y resistencia térmica. Además, proveerá un apoyo mecánico del dispositivo a la PCB.

2.1.9. Análisis del transformador⁵

Para el cálculo de un transformador se utilizan reglas empíricas ya que resulta complejo el análisis puramente teórico. A continuación, se detallará una serie de pasos para poder construir un transformador de núcleo de ferrita.

Dimensiones del núcleo La forma y dimensión del núcleo nos determina la densidad de potencia que este debe manejar por unidad de volumen, esto es equivalente a la densidad de potencia disipada por el transformador por unidad de superficie de disipación. Estas pérdidas se dan en el hierro y el cobre y aumentan con la corriente y, como consecuencia, con la densidad de corriente J en el cobre. Existen dos parámetros geométricos que determinan las características disipativas y que quedan referenciados en la figura 3, uno es la sección transversal del núcleo A_c y la sección transversal de la ventana W_a . De la multiplicación de estas dos se obtiene el producto de áreas A_p .

$$A_p = A_c W_a \quad (1)$$

⁵FLoriani, 2010.

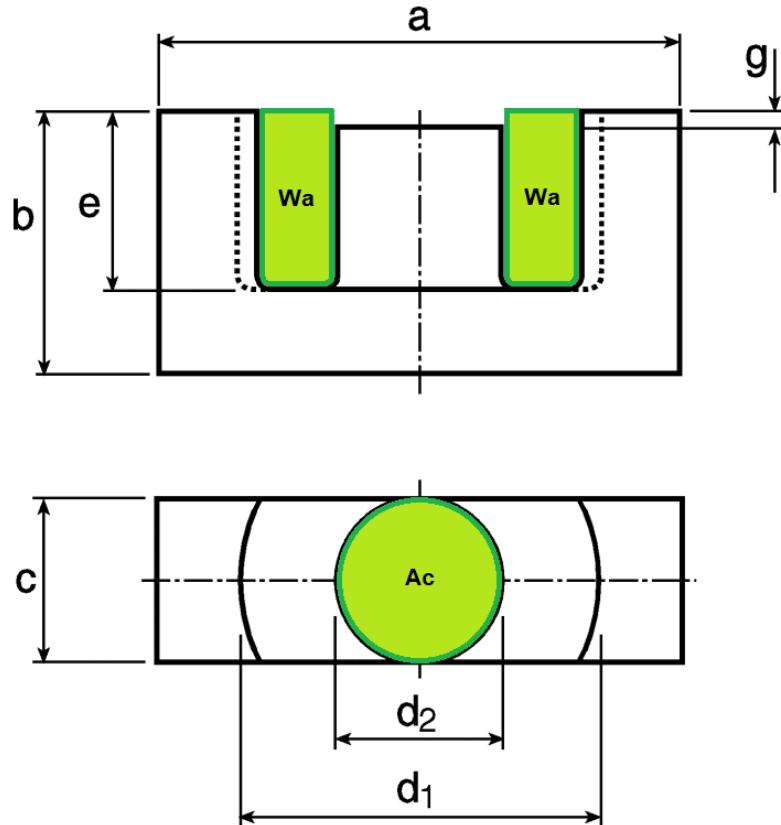


Figura 3: Esquema de media mitad del núcleo de ferrita señalando el área de ventana y el área de la sección transversal.

Una vez conocida el área correspondiente del núcleo, es posible estimar la densidad de corriente admisible en los conductores de cobre, en función del salto térmico que experimenta el transformador. Cabe destacar que, a medida que aumentan las dimensiones del núcleo, la densidad de corriente permitida tiende a disminuir. Esto se explica porque la disipación térmica crece a un ritmo menor en comparación con el volumen total en el que se genera el calor.

Este comportamiento puede expresarse mediante la siguiente relación empírica:

$$J = k_j A_p^{-x} \quad (2)$$

donde k_j es una constante que depende del salto térmico considerado, del tipo de núcleo utilizado y de la proporción entre las pérdidas por conducción en el cobre y las pérdidas en el material magnético. Para un incremento de temperatura de 15°C, el valor de k_j es 420, mientras que, para un salto térmico de 30°C, se toma como 297. En cuanto al exponente x , este varía entre 0.12 y 0.17 para núcleos laminados, y tiene un valor de 0.24 en el caso de núcleos de ferrita.

El diseño del transformador también exige conocer la corriente media de entrada y la eficiencia del convertidor. Estos se obtienen con las siguientes fórmulas:

$$I_{in} = \frac{P_{in}}{V_{in}} \quad (3a)$$

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} \quad (3b)$$

La corriente eficaz máxima en el primario $I_{inMaxrms}$, está relacionada con la corriente media de entrada mediante un factor de topología k_t , propio de la arquitectura del convertidor. Esta relación queda expresada así:

$$I_{inMaxrms} = \frac{I_{in}}{k_t} = \frac{P_{in}}{V_{in} k_t} \quad (4)$$

El número de espiras del primario que podrán ser alojadas en la sección de la ventana W_a , cuando tiene una densidad de corriente J , depende del factor de devanado k_u y el factor del primario k_p . El factor k_p es la relación entre la superficie ocupada por el devanado primario y la superficie de la ventana.

Por otro lado, la cantidad de espiras que pueden disponerse en la sección de ventana del núcleo, W_a , depende de la densidad de corriente J , del factor de ocupación del bobinado k_u , y del factor del primario k_p , que representa qué proporción del área de ventana corresponde al devanado primario. La relación se puede expresar de la siguiente forma:

$$n_1 I_{in} = k_u k_p W_a J \Rightarrow W_a = \frac{n_1 I_{in}}{k_u k_p J} = \frac{n_1 P_{in}}{V_{in} k_t k_u k_p J} \quad (5)$$

Aplicando la ley de Faraday al devanado de magnetización y considerando el tiempo de encendido, se puede deducir el área del núcleo necesaria para evitar saturación

$$E dt = n d\phi \Rightarrow V_{in} T_{on} = n_1 B A_c \Rightarrow A_c = \frac{V_{in}}{2 n_1 B f} \quad (6)$$

Si se buscan expresiones prácticas para el diseño, se puede determinar el valor del producto área A_p en cm^4 , que incluye simultáneamente la ventana y la sección del núcleo, combinando los parámetros previamente definidos. Esto da como resultado:

$$A_p = \left(\frac{P_{in} 10^4}{2 k_t k_u k_p k_j B f} \right)^{1,31} [cm^4] \quad (7)$$

En configuraciones tipo puente completo, se adopta típicamente un valor de $k_t = 1$ y $k_p = 0,41$. El factor de llenado del devanado k_u , por su parte, depende de cómo está dispuesto el conductor dentro del carrete, del tipo de núcleo y del grosor de los aislamientos. Este suele variar entre 0.2 y 0.7. Para diseños prácticos, se suele asumir un valor representativo de k_u igual a 0.4.

2.1.10. Aspectos constructivos del transformador

En esta etapa se analizarán los aspectos constructivos importantes que deben ser controlados durante la fase de diseño. En caso contrario, podrán generarse efectos nocivos desde un punto de vista funcional.

Inductancia de dispersión En un transformador real, parte del flujo magnético generado no se concatena con los demás devanados que lo componen. Este flujo se denomina flujo de dispersión y puede representarse eléctricamente como una inductancia en serie con cada devanado.

Cada devanado crea su propia inductancia de dispersión. Por ejemplo, el flujo de la corriente del primario que no se concatena con el secundario genera la inductancia de dispersión del primario, y viceversa para el secundario. Si el transformador posee

múltiples devanados secundarios, también existirán inductancias de dispersión entre ellos.

La inductancia de dispersión se puede reducir mediante:

- Disminución del número de espiras.
- Reducción del espesor de cada devanado.
- Aumento del ancho de los devanados.
- Disminución del espesor de la aislación entre devanados.
- Uso de devanados acoplados (bifilares o multifilares).

Medición de la inductancia de dispersión Se realiza mediante el cortocircuito del devanado opuesto y la medición de la inductancia del devanado restante. Este método es una aproximación válida bajo la condición de que la inductancia de magnetización sea mucho mayor que la de dispersión $L_p \gg L_d$, lo cual suele cumplirse.

Capacidad distribuida En los transformadores existen múltiples capacidades distribuidas que pueden modelarse como capacidades parásitas equivalentes concentradas. Este modelo no es único y varía según la banda de frecuencia de operación. Esta capacidad equivalente del primario no puede medirse confiablemente con un puente debido a su dependencia de las condiciones de operación. Reducción de la capacidad parásita

- Aumentar el espesor de la aislación entre la primera capa y el núcleo.
- Reducir el ancho del bobinado.
- Incrementar el número de capas.
- Evitar grandes diferencias de potencial entre bobinados.
- No usar devanado bifilar.
- Utilizar blindaje electrostático entre primario y secundario conectado a masa.

Cabe destacar que muchas de estas medidas aumentan la inductancia de dispersión, por lo que el diseño óptimo es un compromiso entre inductancia y capacidad parásita, habitualmente determinado experimentalmente.

Efecto Pelicular Los transformadores que trabajan en altas frecuencias, como el caso de las SMPS, sufren de los efectos de la concentración de la corriente en la parte exterior del conductor de cobre, llamado efecto pelicular o skin. Tal efecto es mayor a medida que aumenta la frecuencia. Esto produce una disminución de la superficie útil de conducción, aumentando las pérdidas en el cobre. Cuando se trabaja con frecuencias demasiado elevadas, es conveniente utilizar devanados multifilares, es decir, para crear una cierta sección transversal de cobre se coloca un cierto número de conductores de menor sección en paralelo, cada uno de los cuales debe poseer una sección que asegure una pérdida admisible por efecto Joule. Para resolver tal problema se emplean gráficos que representan la sección transversal máxima, a un porcentaje de pérdida determinado, en función de la frecuencia.

Efecto combinado de la inductancia de dispersión y la capacidad parasita Cuando el transformador funciona en conmutación (como en una SMPS), el cierre del interruptor carga simultáneamente la inductancia de dispersión y la capacidad parásita. La frecuencia de resonancia de este sistema LC está dada por:

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_p C_p}} \quad (8)$$

Pérdidas en un transformador Las pérdidas en un transformador se pueden clasificar en pérdidas en el cobre, por efecto Joule o pérdidas en el núcleo ferromagnético, por histéresis y corrientes parásitas.

Las pérdidas en el cobre se calculan a partir de la resistencia total de los devanados y la corriente eficaz. La resistencia del alambre de cobre R_{Cu} se obtiene con la longitud de la espira media l_m , la cantidad de espiras n , la resistividad del cobre ρ_{Cu} y la sección del cobre A_w :

$$R_{Cu} = \rho_{Cu} \frac{n l_m}{A_w} \quad (9)$$

$$P_{CuTot} = P_{n1} + P_{n2} + P_{n3} \quad (10)$$

Las pérdidas en el núcleo ferromagnético dependen de la variación máxima de inducción magnética \hat{B} y la frecuencia. Las pérdidas por histéresis P_h son proporcionales a la frecuencia y las pérdidas por corrientes parásitas P_e , son proporcionales al cuadrado de la frecuencia. El valor de x oscila entre 1.7 y 2.2 para núcleos laminados.

$$P_{e+h} = k_h f^x \hat{B}^x + k_e f^2 \hat{B}^2 \quad (11)$$

En transformadores de ferrita se obtienen pérdidas muy bajas en altas frecuencias por lo que las pérdidas por corrientes parásitas son despreciables.

$$P_e = k_e f^a \hat{B}^c \quad (12)$$

Un hecho importante es que, para un transformador ya construido, un aumento en la frecuencia puede disminuir las pérdidas del núcleo si se reduce el número de espiras y la inducción se mantiene.

La variación de inducción máxima se calcula con la variación de la corriente magnetizante ΔI y esta se obtiene conociendo la tensión aplicada V_{in} , la inductancia de magnetización o inductancia del primario L_p , donde se supone que la inductancia de dispersión es despreciable, y el tiempo de conducción T_{on} .

$$\hat{B} = \frac{\mu_0 \mu_e n_1}{l_e} \Delta I \quad (13)$$

$$\Delta I = \frac{V_{in} T_{on}}{L_p} \quad (14)$$

Conocida la \hat{B} y la frecuencia, se obtiene la pérdida específica del núcleo P_{e+h} usando los gráficos del fabricante, y multiplicando por la masa del núcleo se halla la potencia total disipada.

Un transformador se considera equilibrado cuando

$$P_{CuTot} = P_{e+h} \quad (15)$$

En topologías como la Flyback, donde se requiere minimizar la inductancia de dispersión y obtener un transformador equilibrado, suele trabajarse con la mayor \hat{B} admisible para reducir el número de espiras.

Inductor con corriente continua superpuesta Los inductores son componentes clave en SMPS. La energía almacenada se calcula usando la ley de inducción de Faraday e integrando y aplicando la ley de Ampere

$$E = n \frac{d\phi}{dt} = L \frac{di}{dt} \quad (16)$$

$$L = \frac{n\phi}{I} = \frac{nA_c B}{I} \quad (17)$$

Aplicando (16) y (17) a la ecuación de energía en un inductor:

$$\frac{LI^2}{2} = \frac{nA_c B}{2} I \Rightarrow L = \frac{nA_c B}{I} \quad (18)$$

Si se tiene en cuenta que la inducción magnética y la tensión sobre los bornes del inductor se calcula como:

$$B = \mu_0 \mu_r H \quad (19)$$

$$fem = \frac{d\phi}{dt} = \frac{dB}{dt} A_c \quad (20)$$

Si el volumen del núcleo V_c se calcula como:

$$V_c = A_c l_e \quad (21)$$

Se puede decir que, introduciendo (21) y (19) en (18) Se obtiene que la energía en el inductor es proporcional. Con esto se podrá la inductancia:

$$L = \frac{\mu_0 \mu_r A_c}{l_e} n^2 = A_l n^2 \quad (22)$$

Donde A_l es el factor de inductancia del núcleo y es equivalente a la inversa de la reluctancia:

$$A_l = \frac{1}{R} \quad (23)$$

Determinación de las dimensiones del núcleo Es interesante obtener el producto de área para poder seleccionar un núcleo específico. Juntando (2),(18) y (5) se podrá obtener:

$$A_p = \left(\frac{L I^2 10^4}{k_j k_u k_p B} \right)^{1/3} \quad [\text{cm}^4] \quad (24)$$

Para un inductor tipo buck-boost continuo o boost discontinuo, se usa $k = k_j k_u = 0,7$.

Se obtendrá un mínimo número de espiras dado la inductancia y el área transversal del núcleo A_c . Esto se puede lograr de dos formas, considerando que la inducción

máxima no debe saturar al núcleo o que la variación máxima de inducción magnética está limitada por las pérdidas del núcleo con la ecuación (18).

$$n_{min} = \frac{L I_{max}}{B_{max} A_c} 10^4 \quad o \quad n_{min} = \frac{L \Delta I}{\hat{B} A_c} 10^4 \quad \text{con } A_c [cm^4] \quad (25)$$

Para hallar la longitud de entrehierro l_g , lo que determinará la reluctancia, aplicando la ecuación (22) y considerando a $\mu_e = 1$

$$l_g = \frac{\mu_o n^2 A_c}{L} \quad (26)$$

Este valor corresponde al entrehierro total en la columna central del núcleo con espacio total de aire. Si se realiza con separación entre los semi-núcleos, se usa $l_g/2$ en cada uno.

2.2. Motor trifásico a inducción

2.2.1. Introducción

El motor trifásico de inducción es una máquina eléctrica rotativa que convierte energía eléctrica en energía mecánica. Es el tipo de motor más utilizado en la industria debido a su robustez, bajo mantenimiento y buena relación costo-rendimiento. Su funcionamiento se basa en el principio de la inducción electromagnética, según el cual una corriente eléctrica puede generarse en un conductor expuesto a un campo magnético variable.

El motor está compuesto principalmente por el estator, la parte fija y contiene los devanados trifásicos alimentados por una corriente alterna trifásica, y el rotor, la parte móvil que gira dentro del estator y suele ser de tipo jaula de ardilla, formado por barras conductoras cortocircuitadas en sus extremos mediante anillos.

2.2.2. Principio de funcionamiento

Cuando el estator recibe una tensión trifásica equilibrada, en cada uno de sus devanados circula una corriente alterna desfasada 120° eléctricos respecto de las demás. Como resultado, cada fase genera un campo magnético alterno que, al combinarse con los otros dos, produce un campo magnético giratorio que mantiene su magnitud constante y rota a una velocidad síncrona, determinada por la frecuencia de alimentación y el número de polos del motor. La ecuación (27) muestra la forma de calcular la velocidad síncrona en revoluciones por minuto (RPM):

$$n_s = \frac{120 \times f}{p} \quad (27)$$

Donde f es la frecuencia de la red y p es el numero de polos del motor.

Campo magnético giratorio y generación del par El campo magnético giratorio del estator corta los conductores del rotor, generando una fuerza electromotriz inducida (f.e.m.) debido al movimiento relativo entre el campo y el rotor. Como las barras del rotor forman un circuito cerrado, se generan corrientes inducidas que interactúan con el campo del estator, produciendo fuerzas electromagnéticas que originan el par motor y provocan el giro del rotor en el mismo sentido que el campo giratorio.

El rotor nunca alcanza exactamente la velocidad síncrona ya que si lo hiciera no existiría movimiento relativo ni inducción. La diferencia entre la velocidad síncrona y la velocidad del rotor se denomina deslizamiento, y su valor depende de la carga mecánica aplicada.

2.2.3. Control mediante inversor (VFD)

En los sistemas modernos, la velocidad de giro del motor es controlada mediante un inversor de frecuencia (VFD). Este dispositivo ajusta la frecuencia y la tensión aplicadas al motor, modificando así la velocidad del campo magnético giratorio del estator y, en consecuencia, la velocidad del rotor.

Sin embargo, al cambiar la frecuencia también se ve afectada la reactancia inductiva de los devanados del estator, que está dada por $X_L = 2\pi f L$. Si la frecuencia disminuye y la tensión se mantiene constante, la corriente magnetizante aumenta excesivamente, saturando el núcleo del motor y provocando sobrecorrientes. Por el contrario, si la frecuencia aumenta sin ajustar la tensión, el flujo magnético disminuye y el motor pierde par.

Por esta razón, el inversor varía simultáneamente la tensión y la frecuencia manteniendo aproximadamente constante la relación V/f , de modo que el flujo magnético del motor se mantenga constante. Esto permite que el motor desarrolle un par nominal constante en todo el rango de velocidades, asegurando un funcionamiento estable, eficiente y sin sobrecalentamiento.

2.3. Inversor

La etapa inversora tiene como función principal convertir la tensión continua proveniente del bus DC en una tensión alterna trifásica que permita alimentar cargas equilibradas, tales como motores eléctricos o sistemas de potencia trifásicos. Este proceso se realiza mediante un conjunto de interruptores electrónicos de potencia, típicamente transistores MOSFET o IGBT, dispuestos en una configuración de puente trifásico.

Cada una de las tres ramas del inversor está formada por dos transistores conectados en serie entre el bus positivo y negativo, con el punto medio de cada rama constituyendo una de las fases de salida. Mediante la conmutación secuencial y controlada de estos dispositivos, se obtiene una forma de onda alterna en cada fase, desfasada 120° entre sí, logrando así un sistema trifásico equilibrado.

El inversor permite controlar tanto la magnitud como la frecuencia de la tensión de salida a partir del valor del bus DC, lo que resulta fundamental en aplicaciones de control de velocidad de motores de corriente alterna o en sistemas de conversión de energía, como inversores fotovoltaicos o variadores de frecuencia.

El diseño de la etapa inversora debe considerar aspectos eléctricos y térmicos relevantes, tales como las corrientes máximas por fase, la tensión máxima de los transistores, las pérdidas por conmutación y conducción, y la correcta dissipación térmica mediante disipadores o ventilación forzada. Asimismo, es fundamental la incorporación de elementos de protección que aseguren un funcionamiento confiable frente a transitorios o cortocircuitos.

2.4. HMI

La principal función de este módulo es poder darle al usuario una interfaz de configuración y control del comportamiento del sistema. Habitualmente son dispositivos

que leen y controlan las variables del sistema y se las presenta al usuario en un formato amigable, abstrayéndolo de variables eléctricas y transformando la información colectada en su representación final y más adecuada para la aplicación para la cual se la diseño. Además, interactúa con dispositivos eléctricos y electrónicos a través de puertos de comunicación, entradas y salidas para poner en ejecución lo configurado por el humano.

Creemos que es indispensable la aislación eléctrica entre la etapa de potencia y control en el dispositivo para evitar por todos los medios posibles que haya daños en alguno de los circuitos lógicos. Esto nos obliga a utilizar una circuitos eléctricamente aislados.

2.4.1. Fuente de alimentación

Al tener una entrada de tensión continua desde el exterior del dispositivo, será necesario utilizar convertidor DC/DC aislado. Estos dispositivos son por lo general ruidosos en relación a la necesidad de un microcontrolador, por lo que debemos poder separar esta etapa en dos:

- Aislada
- Regulada

2.4.2. Display

El display es una de las principales partes de una HMI, es el medio de representación de la información para el usuario. Muchas veces pueden ser únicamente un display, táctil, pequeño o grande, siempre de acuerdo a la función que deba cumplir el dispositivo y la necesidad que pueda presentarse para el usuario. En el caso del variador de frecuencia, se plantea para zonas remotas, de difícil acceso, remoto o poco concurrido, por lo que no dispondremos de un display muy sofisticado y, en consecuencia de alto valor económico.

Se trata de un display OLED pequeño de 1,3" conformado por una matriz gráfica de leds que responde a una memoria RAM de 132 x 64 que puede ser manipulada a través de un puerto I^2C esclavo con su línea de comunicación de datos (SDA) y la línea de clock (SCL) que deben estar conectadas a positivo mediante una resistencia de pull-up.

2.4.3. Funcionamiento del puerto I^2C

Durante la transferencia de datos, el dato será leído desde el flanco ascendente de la línea de clock hasta su flanco decreciente, lo que permitirá cambiar el dato que se pretende escribir cuando su estado es bajo, tal como lo indica la Figura 4.

Cada bloque de comunicación se da entre las condiciones de *start* y *stop*. Durante el reposo del bus, las líneas de datos y clock permanecen en estado alto. Cuando el maestro del bus lleva la línea de datos a GND con la línea de clock en alto, se establece la **condición de start**; luego de llevar a cabo la comunicación, la línea de datos permanece en estado bajo, el clock hace un último cambio a estado alto, para finalmente generar la **condición de stop** llevando la línea de datos estado alto tal como indica la Figura 5.

Para que cada transacción se lleve a cabo en forma exitosa, el maestro debe enviarle al esclavo un comando, en ocasiones se debe enviar o esperar información y siempre se debe esperar que el lector de cada byte envíe un bit de *acknowledge* para asegurarnos que al otro lado del bus existe un dispositivo escuchando.

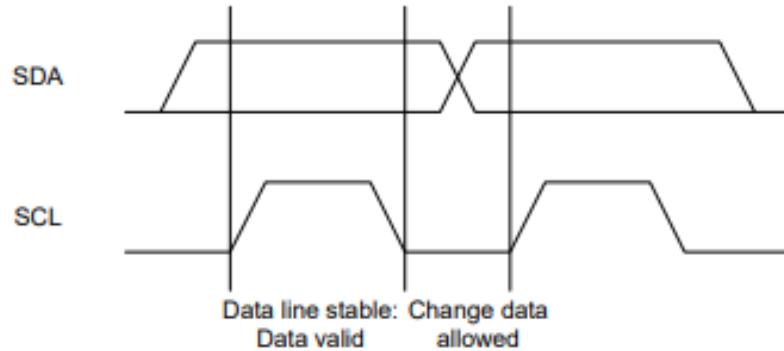


Figura 4: Diagrama temporal de transferencia de datos I^2C .

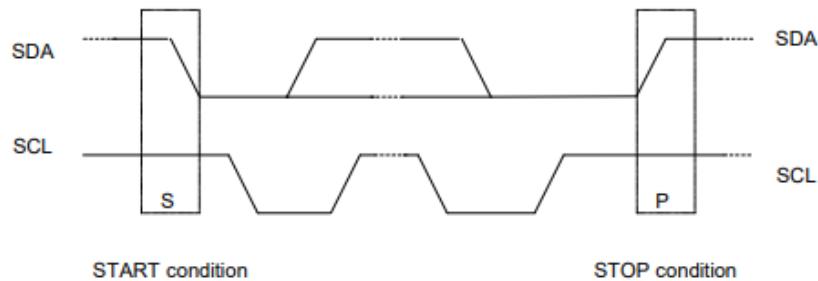


Figura 5: Condiciones de *start* y *stop* I^2C .

Para generar esta condición se debe dar lo expuesto en la figura 6, el maestro envía un pulso extra de clock para que el dispositivo que está leyendo el dato, lleve la línea de datos a GND. Si esto no ocurriese, significa que la comunicación ha quedado inconclusa.

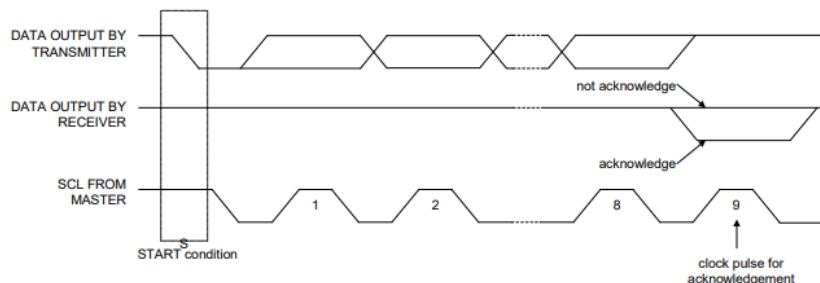


Figura 6: Condiciones de *start* y *stop* I^2C .

De la hoja de datos del SH1106, el controlador del display que se utilizará, obtenemos un esquemático el referencia de la figura 7.

2.4.4. Extensión de GPIO

Debido a la cantidad de entradas y salidas que deben ser controladas, para no disponer de un microcontrolador con una encapsulado más grande, se dispondrá de

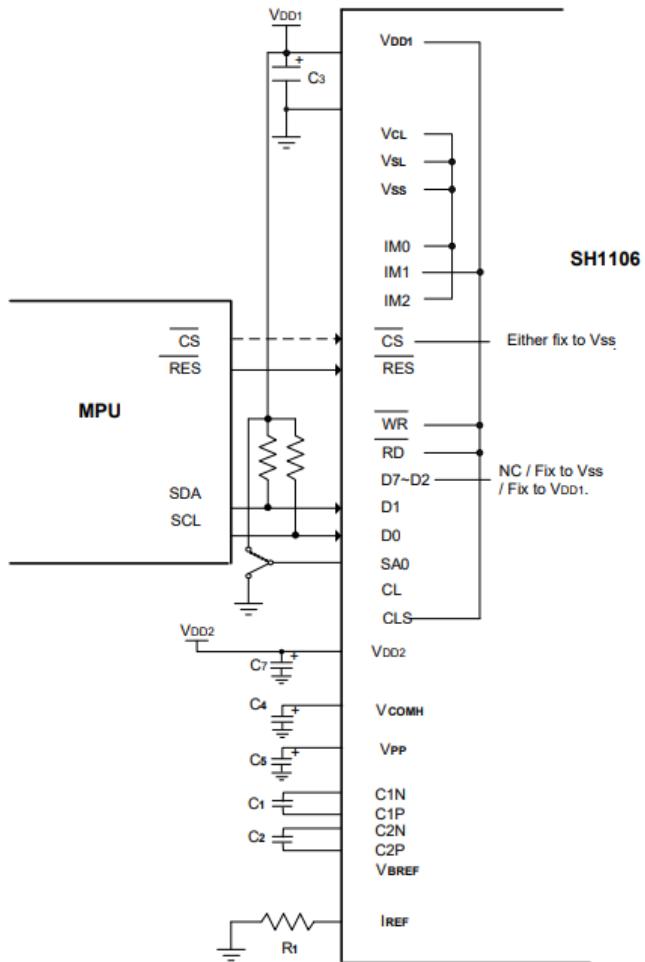


Figura 7: Diagrama de conexión SH1106.

un extensor de GPIO con control por puerto I^2C . El extensor MCP23017 tiene un comportamiento idéntico al del display arriba mencionado, razón por la cual se no se ahondará en detalles en esta sección del documento.

Colocar un chip para esta función permite además lograr una aislación adicional entre los GPIO y el microcontrolador. Si bien esta separación existe, las referencias de tensión no quedarán separadas y eso no evitará que debamos colocar un optoacoplador en cada pin que interactúe con señales eléctricas desde el exterior del HMI para evitar problemas. Cada una de ellas se activará colocando el cátodo del led del optoacoplador a GND, lo que evitirá así que el sistema externo deba suministrar tensión.

El circuito aproximado teórico sería algo similar al de la figura 8:

Los diferentes entradas y salidas serán las siguiente:

Entradas y salidas aisladas Las entradas aisladas servirán como control para dispositivos de automatización de procesos como un PLC. Todas ellas tendrán un optoacoplador para aislar eléctricamente la parte lógica del sistema del exterior.

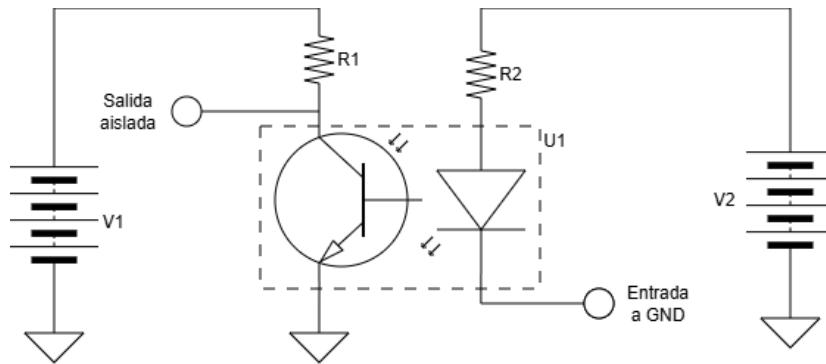


Figura 8: Esquema teórico de las entradas aisladas optoacopladas.

Además se dispondrá de una salida analógica de 0-10V que representará la frecuencia de salida del variador de frecuencia, siendo 0V la representación de 0Hz y 10V la de 150Hz.

Al ser una salida analógica para informar una condición hacia el exterior del sistema, se utilizará un optoacoplador al final del conversor digital analógico.

Salida a relé El relé servirá de señalización para el usuario o automatizador de procesos que se disparará ante una parada de emergencia. Se dispondrá de un relay con sus contactos normal abierto y normal cerrado.

Debido al consumo de corriente de la bobina, para no sobre cargar las fuentes de alimentación del microcontrolador, se opta por aislar eléctricamente el circuito que controla el relay.

Termoswitch Es un componente de protección del variador de frecuencia, no disponible para el usuario, con la intención de proteger a los dispositivos que controlan la potencia del sistema (variador de frecuencia e inversor).

Si bien es una señal que quedará circunscrita al dispositivo, la aislación eléctrica es necesaria ya que no es deseable tener ningún punto de contacto posible entre la etapa de potencia y la de control.

Buzzer Señalización audible para dar al usuario que indique que está pulsando alguno de los botones del teclado matricial disponibles en panel frontal.

El dispositivo será controlado sin ningún circuito de seguridad ya que quedará montado sobre la misma placa de control.

Teclado El teclado será el medio por el cual el usuario podrá interactuar con el dispositivo. Se podrá configurar y controlar al variador de frecuencia a través de un teclado matricial simple de 2x4.

Esta circuitería no necesita ser optoacoplada ya que no tiene exteriorización de las señales.

2.5. Modulación

La modulación cumple un rol fundamental en el control de inversores, ya que permite sintetizar tensiones alternas a partir de una fuente de corriente continua. Para lograr esto, se varían parámetros de la señal como la amplitud, la frecuencia y el ciclo de trabajo de modo que el convertidor pueda generar una forma de onda que reproduzca la referencia deseada.

En la actualidad existen diversas técnicas de modulación aplicables al control de inversores trifásicos, cada una con un nivel diferente de complejidad y desempeño. Las más utilizadas son las basadas en PWM, como la modulación sinusoidal y sus variantes optimizadas, que permiten regular la tensión efectiva aplicada al motor mediante el ajuste del ciclo de trabajo. Una alternativa más avanzada es la modulación por vectores espaciales (SVM), que optimiza la utilización del bus de continua y reduce la distorsión armónica al considerar el inversor como un sistema vectorial. Finalmente, en niveles superiores de control aparece el Field Oriented Control (FOC), que combina técnicas de modulación con estrategias de control orientadas al flujo y al par para lograr un comportamiento más preciso y dinámico del motor. Estas opciones cubren la mayoría de las necesidades en variadores industriales y de propósito general.

Ventajas de la Modulación SVM frente a técnicas PWM convencionales La elección de la modulación SVM se fundamenta en su capacidad para maximizar el desempeño del inversor en comparación con técnicas PWM convencionales. Al operar mediante una representación vectorial de las tensiones del inversor, la SVM permite una utilización más eficiente del bus de continua, obteniendo mayor tensión de salida disponible sin incrementar la frecuencia de conmutación. Además, reduce significativamente la distorsión armónica y mejora la calidad de la forma de onda aplicada al motor, lo que se traduce en un funcionamiento más suave, menor calentamiento y mayor eficiencia energética. Estas características hacen que la SVM sea especialmente adecuada para variadores donde se busca un control preciso, buena respuesta dinámica y un rendimiento eléctrico óptimo.

2.5.1. Modulación de vector espacial

La modulación por vectores espaciales (SVM, Space Vector Modulation) es una técnica avanzada generalmente utilizada en inversores trifásicos para generar señales de salida que aproximen de la mejor manera posible una tensión senoidal. A diferencia del PWM sinusoidal tradicional, que trata cada fase por separado, SVM considera al inversor como un sistema único capaz de generar un conjunto limitado de tensiones discretas. Estas tensiones pueden representarse como vectores en un plano bidimensional (plano $\alpha - \beta$) mediante la transformación de Clarke⁶.

El principio fundamental de la SVM se basa en que un inversor trifásico puede generar seis vectores activos y dos vectores nulos figura 9, que en conjunto forman un hexágono regular en el plano vectorial. El objetivo de la técnica consiste en aproximar un vector de referencia rotante, que representa la tensión trifásica deseada, utilizando combinaciones temporales de estos vectores disponibles. Dentro de cada periodo de conmutación, el algoritmo determina en qué sector del hexágono se encuentra el vector de referencia y selecciona los dos vectores activos correspondientes junto con un vector nulo. A partir de esto se calculan los tiempos durante los cuales cada vector debe aplicarse para reproducir, en promedio, la tensión deseada en ese intervalo.

⁶Keliang Zhou and Danwei Wang, 2002.

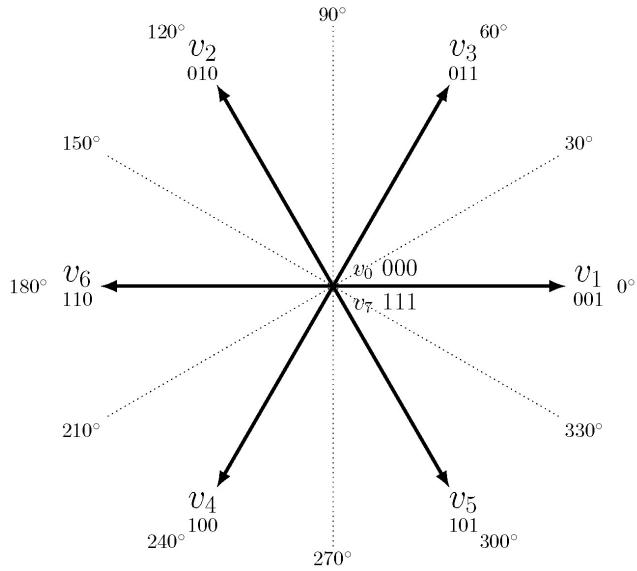


Figura 9: Hexágono con los ocho vectores básicos.

La implementación de SVM también define una secuencia óptima de conmutación que minimiza el número de cambios de estado en los interruptores, reduciendo pérdidas por conmutación y mejorando la eficiencia global del inversor. El resultado es una forma de onda más cercana a una sinusode ideal, con menor distorsión armónica y una utilización más eficiente del bus de continua en comparación con PWM sinusoidal. De hecho, la SVM permite obtener aproximadamente un quince por ciento más de tensión útil sin aumentar la frecuencia de conmutación, lo que se traduce en un mejor desempeño energético y térmico del sistema.⁷

⁷Yngve Solbakken, 2017.

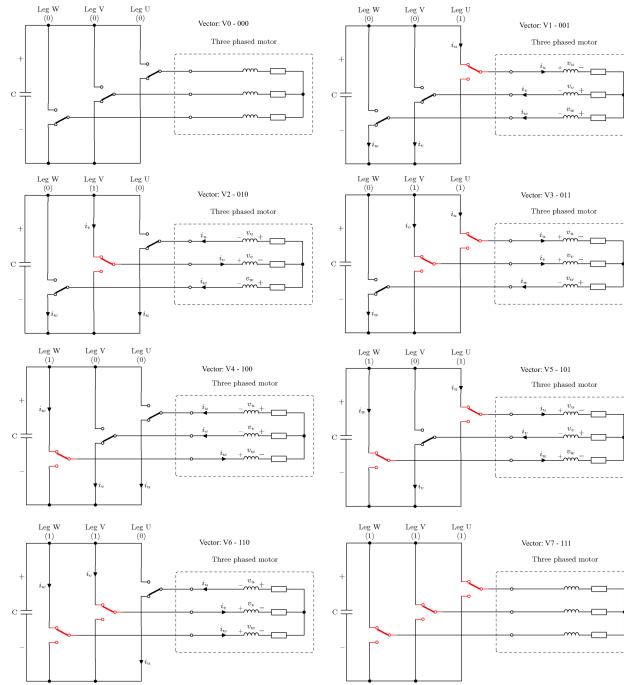


Figura 10: Vectores con sus representaciones en el puente H trifásico.

Además de estas ventajas, la modulación SVM se integra de manera natural con estrategias avanzadas de control como el Field Oriented Control, que requieren una modulación precisa y estable para mantener el desacoplamiento entre el control de flujo y de par del motor. Gracias a su enfoque vectorial y su excelente respuesta dinámica, SVM se ha convertido en la técnica preferida para variadores modernos que buscan lograr alta eficiencia, baja distorsión y un control preciso del comportamiento eléctrico y mecánico del motor.

2.5.2. Patrón SVM

Se interpreta el vector activo del hexágono como la representación espacial del campo magnético resultante en el estator del motor. Dentro de cada uno de los seis sectores del hexágono se produce la conmutación entre dos vectores activos y los dos vectores nulos. Durante la primera mitad del sector predomina uno de los vectores activos, mientras que en la segunda mitad predomina el otro, garantizando así la transición suave del vector resultante⁸.

Los tiempos de aplicación de cada vector son determinados a partir de las siguientes constantes:

$$A = \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} T \quad (28)$$

$$B = \frac{3}{\pi} T \quad (29)$$

⁸Ayman Y. Yousef, 2015.

donde T corresponde al período de conmutación del inversor.

Completando con las ecuaciones (28) y (29), los tiempos de permanencia de cada vector son obtenidos mediante las ecuaciones 30, 31 y ??:

$$t_1 = I_{mod} A \cos \alpha - \frac{t_2}{2} \quad (30)$$

$$t_2 = I_{mod} B \sin \alpha \quad (31)$$

$$t_0 = \frac{T}{2} - t_1 - t_2 \quad (32)$$

En estas expresiones, α es el ángulo eléctrico dentro del sector correspondiente del hexágono, mientras que el índice de modulación I_{mod} permite ajustar la amplitud de la tensión de salida generada por el inversor.

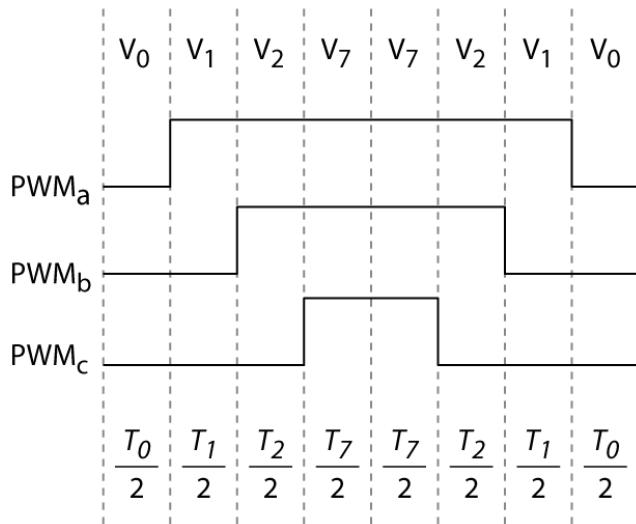


Figura 11: Patrón de conmutación de los transistores.

9

2.5.3. Comunicación SPI

Debido a la alta demanda que introduce la modulación y con el objetivo de modularizar las funcionalidades, se decidió separar el HMI de la modulación, motivo por el cual se utilizó un microcontrolador aparte que se comunicará con el HMI mediante un puerto SPI.

Este puerto de comunicación es un maestro-esclavo, multi esclavo y full duplex que fue creado para comunicaciones de corta distancia y alta velocidad, normalmente de hasta 125MHz, aunque puedan encontrarse casos de mayor velocidad en dispositivos avanzados. Requiere de al menos cuatro pines de conexión que involucran un pin de clock, uno de selección de esclavo (por cada esclavo extra, se sumará una señal adicional) y los pines de comunicación propiamente dichos MOSI (*Master output - Slave input*) y MISO (*Master input - Slave output*) que intercomunicarán a todos los dispositivos intervenientes en la comunicación.

El esquema de conexión habitual tiene el formato de la figura 12

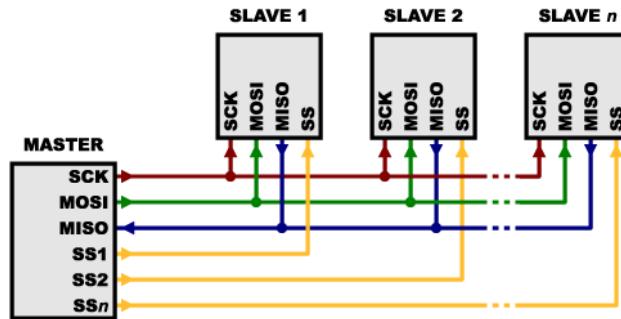


Figura 12: Circuito de conexión SPI.

Configuración Al igual que el I^2C , este puerto de comunicación puede variar el momento en el que lee el dato y cuales son los estados de clock que espera tener para permitir el cambio en el bus de información.

Modo	CPOL	CPHA	Clock IDLE	Comportamiento
0	0	0	Estado bajo	Dato en flanco creciente, escrito en flanco decreciente
1	0	1	Estado bajo	Dato en flanco decreciente, escrito en flanco creciente
2	1	0	Estado alto	Dato en flanco decreciente, escrito en flanco creciente
3	1	1	Estado alto	Dato en flanco creciente, escrito en flanco decreciente

Cuadro 2: Modos de operación SPI

Para esta comunicación se estableció el modo 0 simplemente para adoptar uno en particular.

3. Desarrollo de proyecto

3.1. Conversor DC-DC

3.1.1. Selección de topología

El módulo conversor debe:

- Elevar de 12Vdc a 320Vdc,
- mantener una tensión de salida estable frente a variación de carga,
- ofrecer un arranque suave para no exigir en exceso a los componentes,
- y permitir desactivar el bus dc.

Para cumplir con estos requerimientos se implementó una topología de conversor aislado en configuración pushpull.

Esta topología fue seleccionada por su adecuada capacidad de manejo de potencia para el tipo de carga prevista y por su ventaja de permitir una elevada relación entre la tensión de entrada y la de salida. A diferencia de la topología flyback, el convertidor

push-pull transfiere energía durante ambos semiciclos del ciclo de conmutación, optimizando así la utilización del núcleo del transformador. Si bien requiere transistores capaces de soportar el doble de la tensión de entrada y un transformador con derivación central y, aunque el convertidor en puente completo ofrece una mayor eficiencia y menor generación de calor, el push-pull presenta una construcción más simple y un menor costo al necesitar menos componentes.

Otra ventaja importante de esta topología es que, como se puede aplicar toda la tensión de entrada al primario en cada ciclo, permite el uso de transformadores con menor relación de espiras, simplificando el diseño magnético, reduciendo pérdidas por histéresis y permitiendo operar a frecuencias de conmutación más altas. Esto último, además, posibilita el uso de inductores y capacitores de menor tamaño.

El aislamiento galvánico que brinda el transformador permite formar una barrera entre el bus de alta tensión y el de baja tensión, lo que se traduce a una mayor seguridad tanto en instalación y funcionamiento, como en el ensayo para el operario. Además, esto habilitó un diseño más seguro y modular, facilitando la integración del conversor con otros subsistemas como el del control general.

3.1.2. Requerimientos mínimos eléctricos

Se establecieron los requerimientos mínimos que el convertidor debe cumplir, a partir de los cuales se realizaron los cálculos de diseño. Los parámetros principales se resumen a continuación:

Parámetro	Valor
Frecuencia (f)	50 kHz
Tensión entrada (V_{in})	12 V
Tensión salida (V_{out})	320 V
Potencia salida (P_{out})	400 W
Rendimiento (η)	0,8

Cuadro 3: Requerimientos mínimos

Con estos valores, y asumiendo un ciclo de trabajo suficientemente elevado para considerar la corriente de entrada como continua, se obtienen las siguientes expresiones:

$$I_{in} = \frac{P_{out}}{V_{in} \eta}$$

$$I_{out} = \frac{P_{out}}{V_{out}}$$

Corrientes	Valor [A]
Entrada	37.04
Salida	1.25

Cuadro 4: Valores calculados de corrientes

3.1.3. Diseño de transformador

Selección del núcleo Se seleccionó un núcleo de ferrita ETD36 debido a su geometría optimizada para aplicaciones de conmutación y su facilidad de montaje. Este modelo ofrece un equilibrio adecuado entre la capacidad para manejar el flujo magnético y minimizar pérdidas, evitando la saturación bajo las condiciones de diseño. Además, su tamaño compacto y buena disipación térmica lo hacen apropiado para la potencia prevista.

A continuación, en la tabla 5 se listan sus características más importantes, junto a sus características magnéticas en la tabla 6 y sus dimensiones físicas en la tabla 7 para el cálculo posterior.

En la figura 13 se pueden ver referencias de las medidas descriptas.

Parámetro	Valor
Aleación	MgZn
Forma	ETD36
Material	GP95
Color	Negro

Cuadro 5: Información general del núcleo ETD36

Parámetro	Valor
B_{sat}	400 mT
μ_i (25°C)	3300

Cuadro 6: Características magnéticas del núcleo ETD36

Parámetro	Valor
Largo efectivo l_e	97.5 mm
Área transversal A_c	70.88 mm ²
Área ventana A_w	231 mm ²
Volumen efectivo V_e	20757 mm ³
Dimensión A	36 mm
Dimensión B	26 mm
Dimensión C	21.5 mm
Dimensión D	14 mm
Dimensión E	9.5 mm
Dimensión F	11.2 mm

Cuadro 7: Parámetros geométricos y efectivos del núcleo ETD36

Relación de transformación y cálculo de espiras El cálculo inicial de la relación de transformación arrojó un valor de 1:26.6, sin embargo, tras las pruebas experimentales,

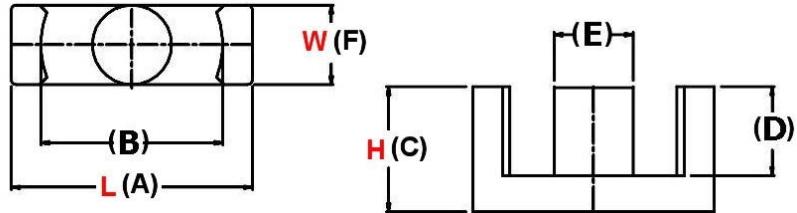


Figura 13: Referencias de medidas del transformador.

se incorporó un margen de seguridad para aumentarla dado que a máxima carga la tensión del secundario tiende a disminuir. Para mantener la tensión dentro del rango admisible del bus de continua, se incrementó la relación a 1:45, equivalente a un factor de 1.7.

El devanado primario se compone de 3 + 3 espiras con punto medio, y el secundario consta de 135 espiras.

Sección de conductores Para la elección de la sección del conductor se adoptaron densidades de corriente típicas de 2 a 5 A/mm^2 , valores comunes en bobinados de transformadores. En el primario se seleccionó una densidad de $3 A/mm^2$ y en el secundario de $5 A/mm^2$, considerando la cantidad de espiras necesarias.

Suponiendo una forma de onda cuadrada con ciclo de trabajo del 45 %, la corriente RMS del primario resulta 13.8 A, lo que determina secciones de $4.6 mm^2$ para el primario y $0.3 mm^2$ para el secundario. Finalmente, se utilizaron conductores de $5 mm^2$ en el primario y doble alambre de $0.4 mm$ de diámetro en el secundario. No se verifica la ocupación de la ventana del núcleo por lo que se incrementa la densidad de corriente del secundario a $10 A/mm^2$ y se bobina con un solo alambre de $0.4 mm$ de diámetro.



Figura 14: Imagen de transformador del conversor.

3.1.4. Diseño y simulación de circuito de conmutación

El circuito de conmutación del conversor debe manejar corrientes elevadas, por lo que la selección de los transistores de potencia y del circuito de excitación de compuerta es crítica. En la figura 15 se muestra el diagrama circuital simplificado del convertidor.

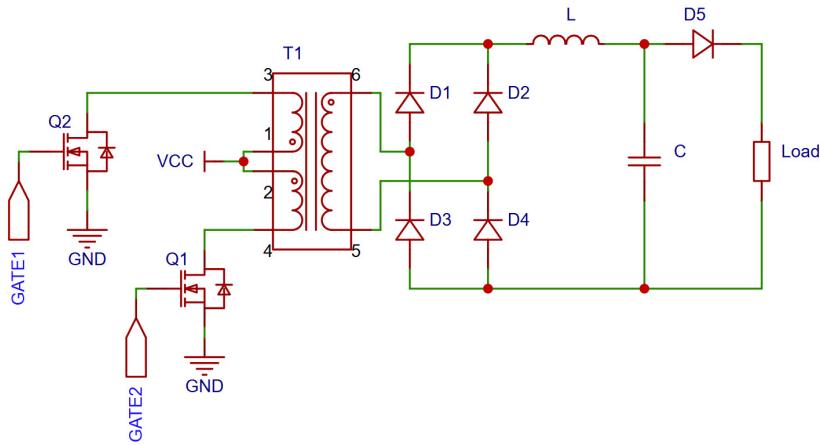


Figura 15: Diagrama simplificado del conversor push pull.

La topología utilizada corresponde a una fuente push-pull, la cual emplea dos transistores que conmutan de forma complementaria. A la salida se dispone un rectificador de onda completa con filtro LC que estabiliza la tensión de salida. Se incorpora además un diodo en serie para evitar el frenado regenerativo y proteger el capacitor principal frente a sobrecargas¹⁰.

Con el fin de reducir la corriente en cada dispositivo, se implementaron dos transistores en paralelo, lo que permitió distribuir mejor la disipación térmica y disminuir la resistencia de conducción efectiva. Este método reduce las pérdidas y mejora la eficiencia global del sistema.

Un aspecto fundamental para garantizar la vida útil y el correcto funcionamiento de los transistores es asegurar una adecuada refrigeración. La disipación térmica resulta crítica para evitar el sobrecalentamiento y preservar la integridad de los dispositivos. Este criterio constituyó el punto de partida para el diseño del montaje.

Selección de los transistores de conmutación La corriente máxima por rama alcanza aproximadamente 37A, valor adecuado para el uso de transistores MOSFET. Los dispositivos deben soportar una tensión drenaje-fuente superior a 24V y presentar una resistencia $R_{DS(on)}$ lo más baja posible para minimizar pérdidas. Dado que la frecuencia de operación es de 50kHz, se seleccionó el IRFB4110 de International Rectifier, cuyas características se muestran en la tabla 8.

¹⁰Mª Pilar Germán Velázquez, 2015.

Características Clave del MOSFET IRFB4110	
Parámetro	Valor Típico / Máximo
Tipo de Transistor	N-Channel HEXFET
Tensión Máxima Drenaje-Fuente (V_{DSS})	100 V
Corriente Continua Máx. Drenaje (I_D @ 25°C)	120 A
Resistencia Drenaje-Fuente On ($R_{DS(on)}$ máx.)	3,7 mΩ
Disipación de Potencia Máx. (P_D @ 25°C)	370 W
Carga de Puerta Total (Q_g)	150 nC
Encapsulado	TO-220AB

Cuadro 8: Especificaciones técnicas principales del MOSFET de potencia IRFB4110.

De acuerdo con la curva de área de operación segura, el dispositivo trabaja dentro de condiciones seguras, considerando pulsos de $20\mu\text{s}$ y tensión de 24V, muy por debajo de sus límites máximos.

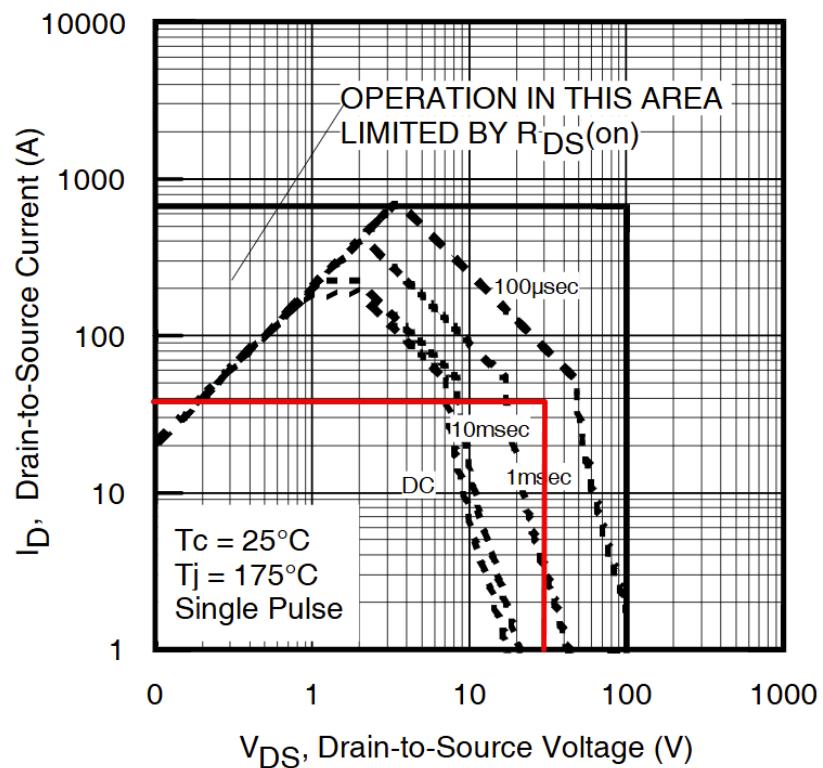


Figura 16: Área de operación segura del IRFB4110.

Simulación del circuito de conmutación Para anticipar y evaluar el diseño del circuito se utilizó la herramienta LTSpice para la simulación, algo que se muestra en la figura 17. Solo se buscó analizar el comportamiento tanto del transformador como de

los transistores de potencia y la etapa de filtrado. Se excluyó el circuito de control por la complejidad. En este se colocó el transformador con sus tres arrollamientos con un acoplamiento unitario además de los componentes complementarios.

Para asegurar un buen funcionamiento del conversor en las simulaciones se exigió ligeramente al circuito, colocando una carga que consume 400W para generar corrientes más grandes sobre los transistores.

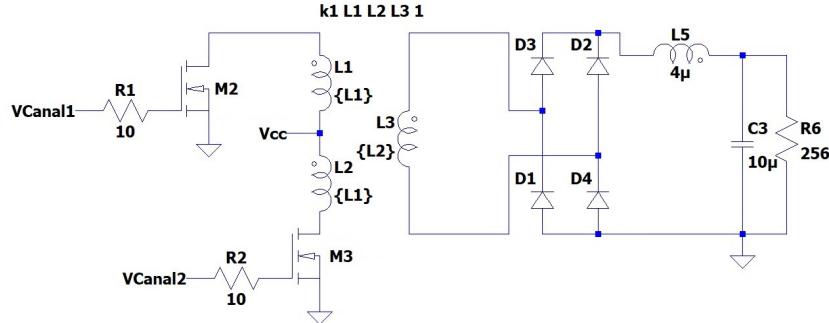


Figura 17: Esquema circuital del conversor para simulación.

Se inyectaron dos señales a las compuertas de los transistores de 0V a 12V con un ciclo de actividad de 45 % y una frecuencia de 50kHz con la de la figura 18.

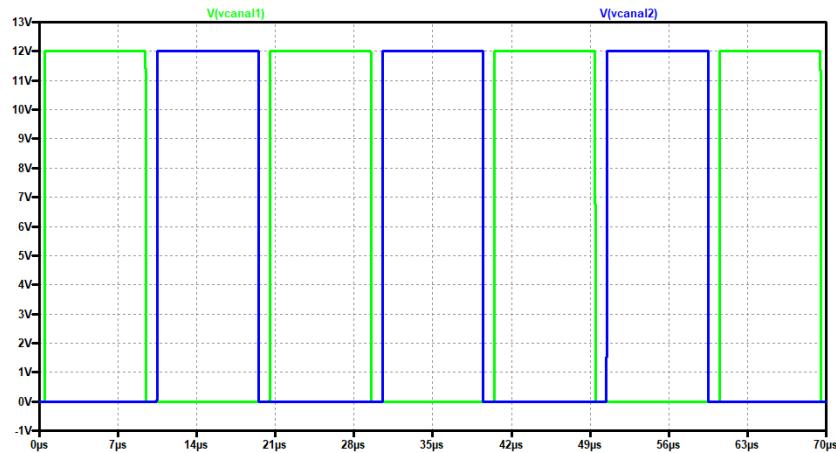


Figura 18: Simulación de las tensiones de compuerta a fuente de ambos transistores.

Por un lado, se obtuvo la tensión entre drenaje y fuente, la cual desciende a 0V cuando el transistor conduce y a 24V (el doble de la tensión de fuente) cuando deja de hacerlo, lo esperado en una topología push-pull. Por otro lado, en la figura 19 se muestra el arranque del sistema.

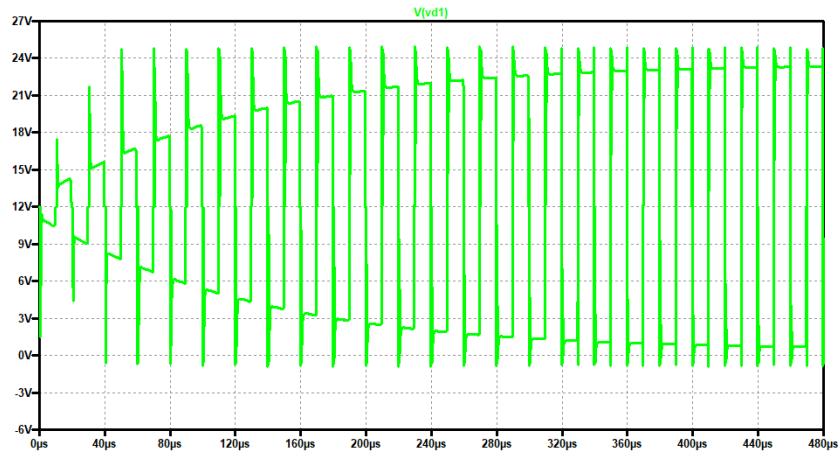


Figura 19: Simulación de tensión entre drain y source de un transistor de entrada.

A continuación, en la figura 20 se gráfica la corriente de drenaje de uno de los transistores de entrada. Se nota una gran corriente de entrada al inicio debido a la carga inicial del capacitor además de encontrarse el circuito cargado, escenario que no podrá ocurrir en nuestro sistema. Esta corriente de entrada es demasiado alta incluso para la carga del capacitor, por ello se implementa el circuito de arranque suave sobre el sistema de control.

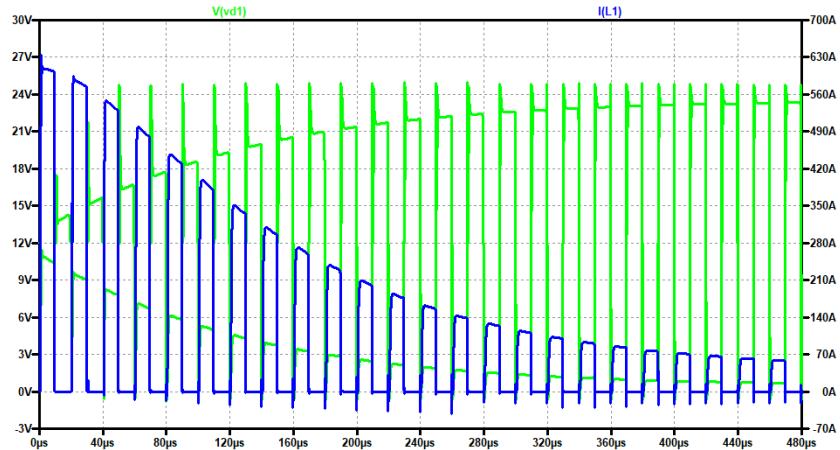


Figura 20: Simulación de tensión entre drenaje y fuente en trazo verde y corriente de drenaje en trazo azul.

En los transitorios de la figura 21 se nota una corriente cuadrada con un ciclo de trabajo de 45 % con una corriente pico de 40A.

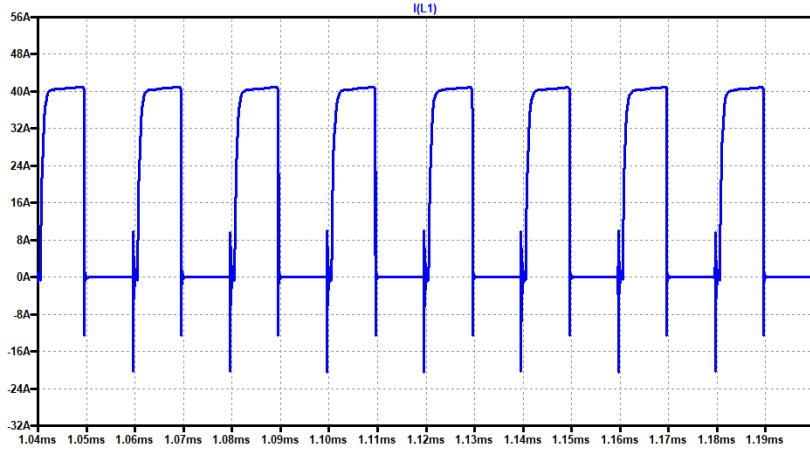


Figura 21: Simulación de corriente de drenaje en el permanente.

Por otro lado, en la figura 22, tenemos la tensión y la corriente sobre la carga, además de notarse la carga del capacitor en el arranque del convertidor.

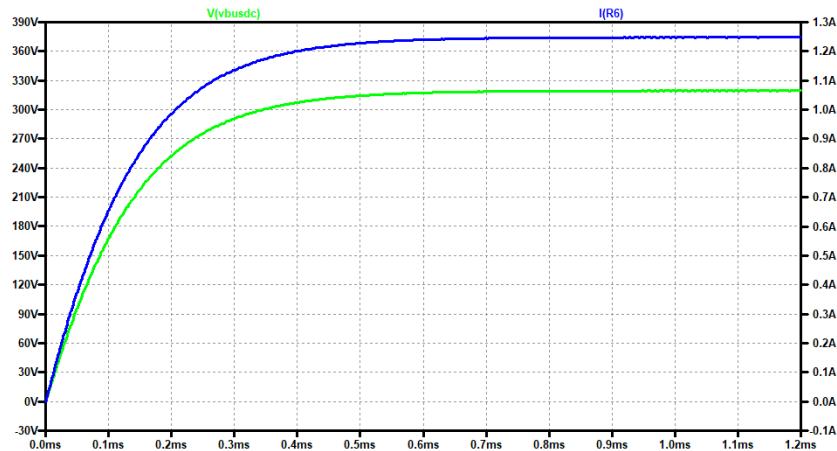


Figura 22: Simulación de tensión sobre la carga en trazo verde y la corriente en la carga en trazo azul.

Diseño del controlador de los transistores de commutación Para lograr commutaciones rápidas y minimizar pérdidas por transición, se diseñó un circuito totem-pole driver como el de la figura 23 encargado de excitar las compuertas de los MOSFETs. Dado que la compuerta se comporta como una carga capacitiva, es necesario conmutarla rápidamente entre 0V y 12V.

El circuito totem-pole proporciona una respuesta veloz con bajo consumo. Se estimó una corriente de colector de aproximadamente 1,2A, calculada en la ecuación (33).

$$I_c = \frac{V_{CC}}{R_g} \cong 1,2A \quad (33)$$

Para su implementación se utilizaron transistores SS8050 (NPN) y SS8550 (PNP), ambos con una corriente máxima admisible de 1,5A.

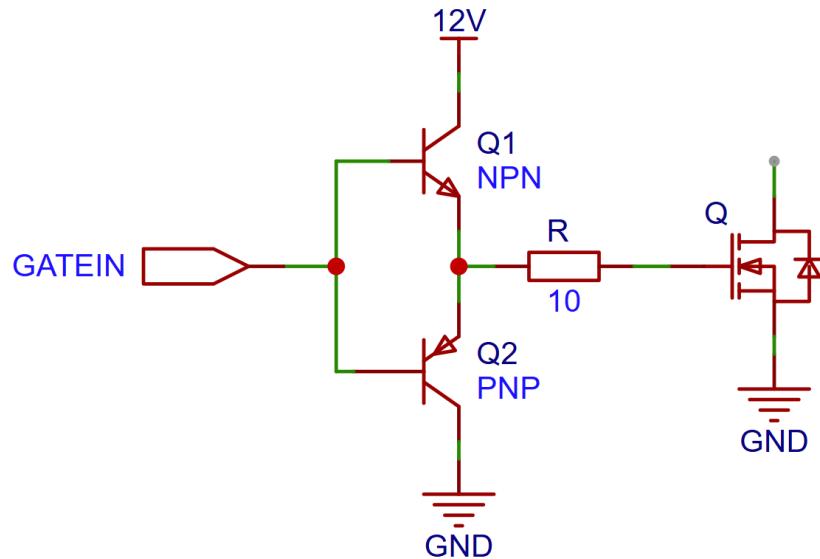


Figura 23: Esquema de controlador totem-pole.

Se realizan simulaciones del circuito en *LTspice* representado en la figura 24 con el objetivo de evaluar los tiempos de transición asociados al accionamiento del transistor MOSFET mediante la etapa *totem-pole*. Este análisis permite verificar que la compuerta del dispositivo alcance los niveles de tensión requeridos dentro de los tiempos adecuados para garantizar una conmutación segura y eficiente, algo que en la figura 25.

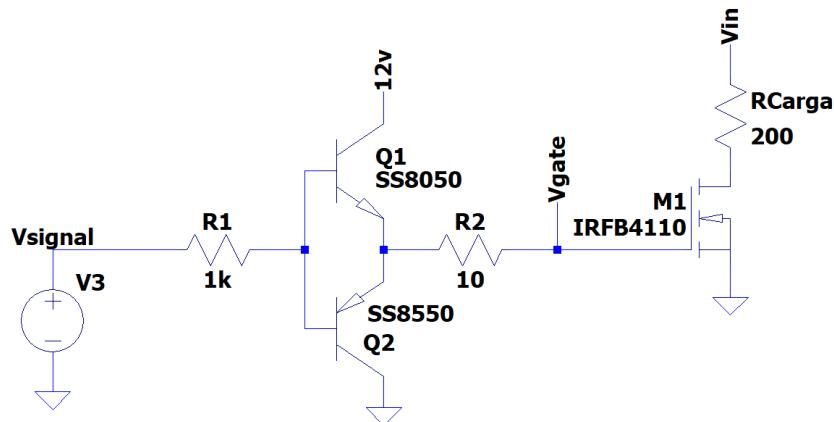


Figura 24: Esquema circuital del circuito totem-pole para simulación.

En el circuito se aplica una señal cuadrada de 50kHz y se registra la tensión en la compuerta del MOSFET para evaluar la respuesta dinámica de la etapa de manejo.

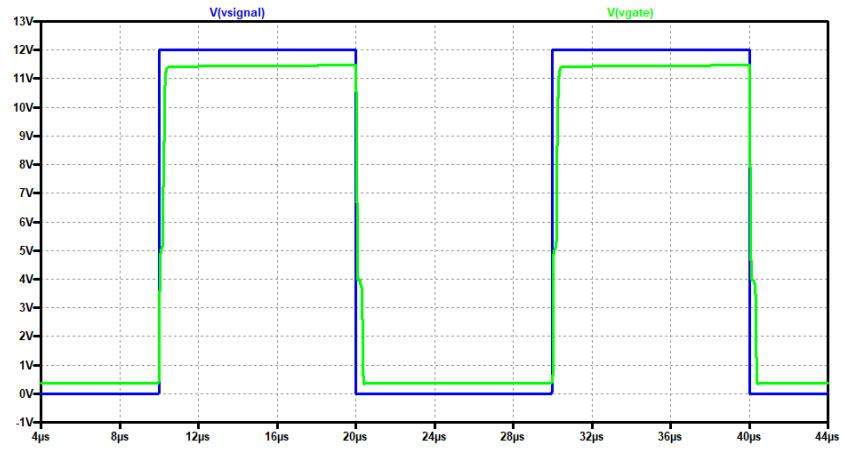


Figura 25: Simulación de la tensión de control y la tensión en la compuerta del MOSFET.

Mediante una ampliación de las zonas de conmutación se determina un tiempo de subida de 345ns y un tiempo de bajada de $369,83\text{ns}$. Estos valores graficados en la figura 26 y 27 se consideran adecuados para la frecuencia de operación seleccionada y confirman que el circuito presenta capacidades suficiente para conmutar la compuerta.

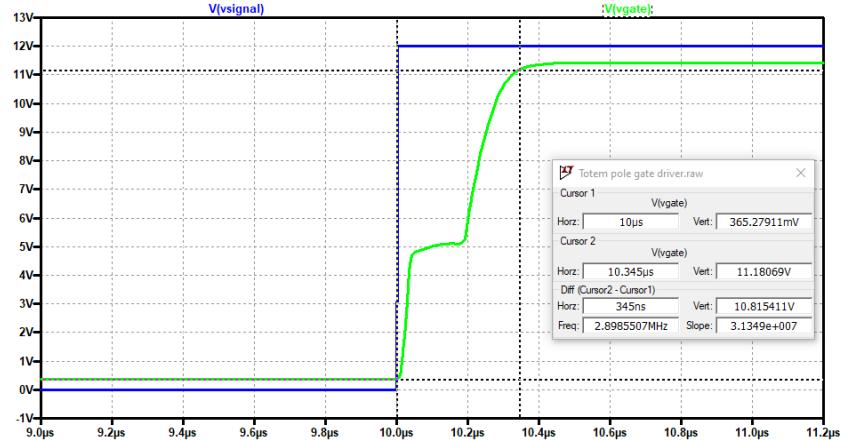


Figura 26: Simulación del tiempo de subida de la tensión de compuerta frente a la señal de control.

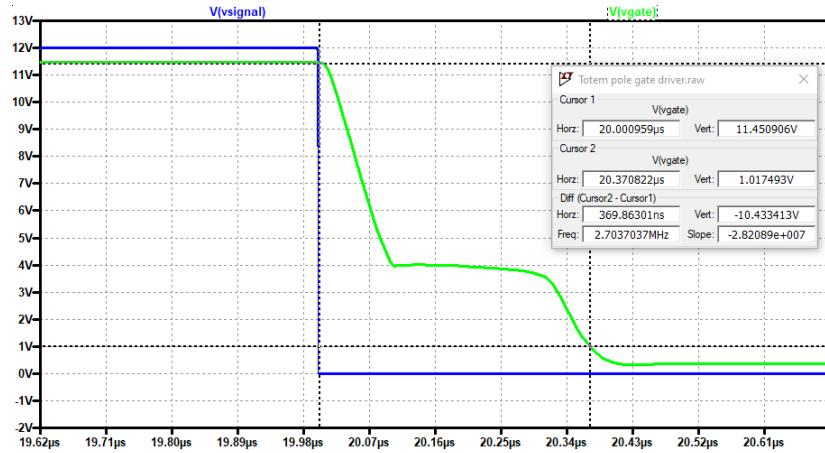


Figura 27: Simulación del tiempo de bajada de la tensión de compuerta frente a la señal de control.

3.1.5. Diseño de circuito de control

Para el control del convertidor se empleó el TL494, un circuito integrado ampliamente utilizado en fuentes commutadas por su robustez y versatilidad. Este dispositivo integra un oscilador, amplificadores de error, comparadores y salidas PWM, permitiendo una regulación precisa de la tensión de salida.

El circuito fue configurado de modo tal que, al detectar variaciones en la tensión de salida respecto al valor de referencia, ajusta el ciclo de trabajo de los transistores de potencia para mantener estable la salida ante cambios en carga o en tensión de entrada. Con lo componente C_1 y R_1 , gracias a las ecuaciones del fabricante, se fijó la frecuencia de conmutación en 50kHz , valor que representa un compromiso adecuado entre rendimiento y pérdidas.

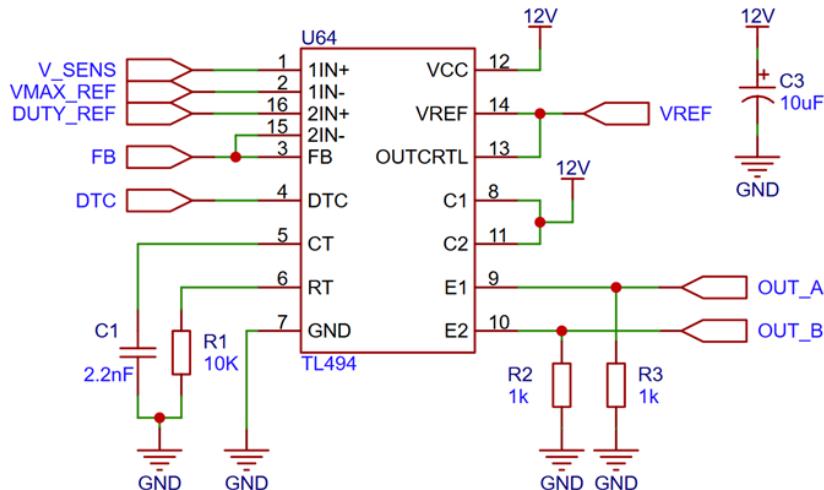


Figura 28: Esquema de circuito de control del conversor basado en el TL494.

En la figura 29 se detalla el agregado del potenciómetro R_5 para el ajuste fino en el lazo de realimentación para compensar posibles dispersiones entre componentes y fijar con precisión la tensión del bus de continua. Además, se añadió un circuito R_4C_2 de arranque suave (soft-start) que permiten limitar la corriente de irrupción inicial y proteger los componentes durante el encendido.

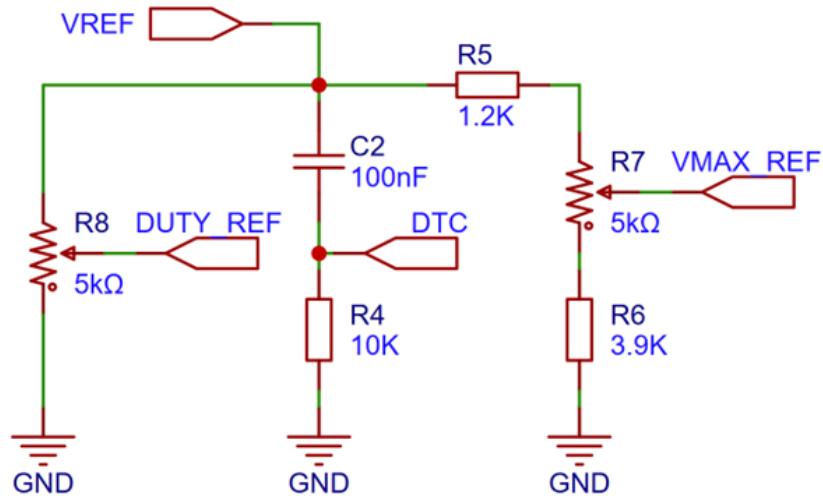


Figura 29: Esquema de circuitos complementarios para ajuste y arranque suave.

Circuito de medición de tensión El conversor es completamente aislado galvánicamente, lo que mejora la seguridad y facilita las pruebas del sistema. Para realizar las mediciones de tensión y corriente de forma aislada, se implementó un optoacoplador PC817 en conjunto con un compensador TL431 como lo representa la figura 30, los cuales atenuan las altas frecuencias no deseadas, garantizan una realimentación estable del bus DC y protección contra transitorios¹¹.

¹¹ONSEMI, s.f.

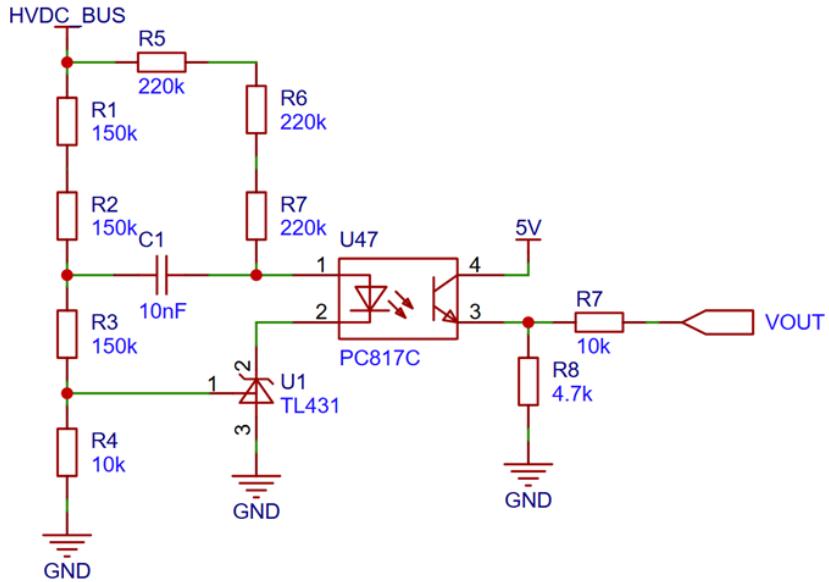


Figura 30: Esquemático de circuito de medición de tensión aislado usando un PC817 y TL431.

Circuito de medición de corriente En la medición de corriente se utiliza el integrado ACS712, un sensor basado en efecto Hall con salida lineal y aislamiento galvánico completo. Este dispositivo de la figura 31 se alimenta con 5V y permite medir corrientes de hasta $\pm 5A$, valor adecuado para los niveles de corriente presentes en nuestro sistema. La salida del sensor entrega 2,5V para una corriente de 0A. Dado que la electrónica de adquisición opera a 3,3V, y con el fin de evitar posibles sobre-tensiones en la etapa de lectura, se invierte el sentido de circulación de la corriente de modo que el rango útil del sensor se mantenga entre 0V y 2,5V, garantizando así un funcionamiento seguro y dentro de las especificaciones del sistema.

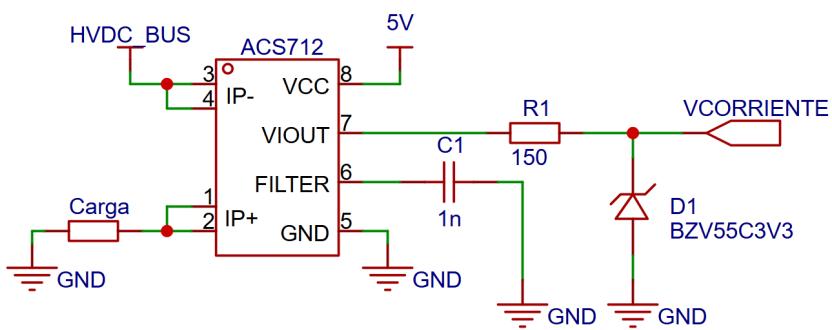


Figura 31: Esquemático de circuito de medición de corriente usando un ACS712.

3.1.6. Diseño de circuito impreso

El diseño de la PCB del conversor presenta una mayor complejidad en comparación con otras etapas del sistema, debido a la coexistencia de corrientes elevadas y la

necesidad de garantizar una adecuada aislación entre las distintas secciones del circuito.

En la figura 32 se muestra la parte inferior de la cara frontal de la placa. En el sector izquierdo se ubican las entradas de potencia, junto con los capacitores asociados y las pistas que conducen la energía hacia el transformador. Todas las pistas correspondientes a la etapa de potencia se dejaron sin recubrimiento de máscara antisoldante, de manera de permitir su estañado y así incrementar la sección transversal efectiva del conductor, reduciendo la caída de tensión y las pérdidas por conducción.

En la zona central de esta cara se encuentra el integrado TL494, encargado de generar las dos señales de control utilizadas para la conmutación de los transistores de potencia de la etapa push-pull. Hacia la derecha se dispone la etapa de salida del conversor, conformada por el puente rectificador, la bobina de filtrado y el capacitor de salida. Los transistores del rectificador se encuentran montados en la cara posterior de la placa, optimizando la distribución térmica y el aprovechamiento del espacio.

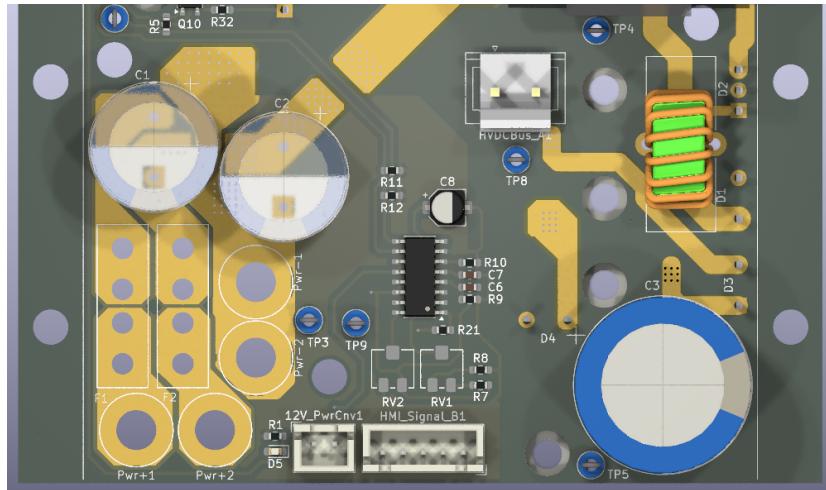


Figura 32: Vista frontal de la parte inferior de la PCB del conversor.

En la parte superior de la cara frontal, mostrada en la figura 33, se localiza a la izquierda el circuito de disparo de los transistores de potencia, mientras que a la derecha se encuentra el transformador de alta frecuencia.

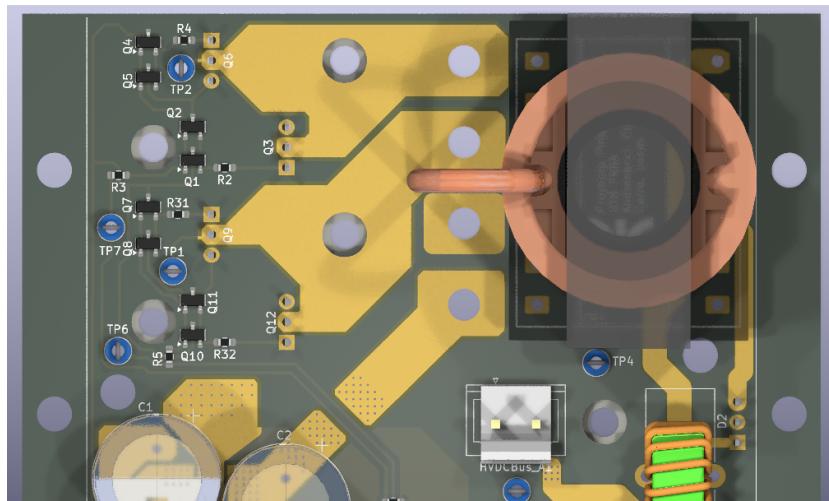


Figura 33: Vista frontal de la parte superior de la PCB del conversor.

Finalmente, en la cara posterior de la PCB, figura 34, se observan los transistores y diodos de potencia, así como los circuitos de medición de tensión y corriente ubicados en la zona central de la placa.

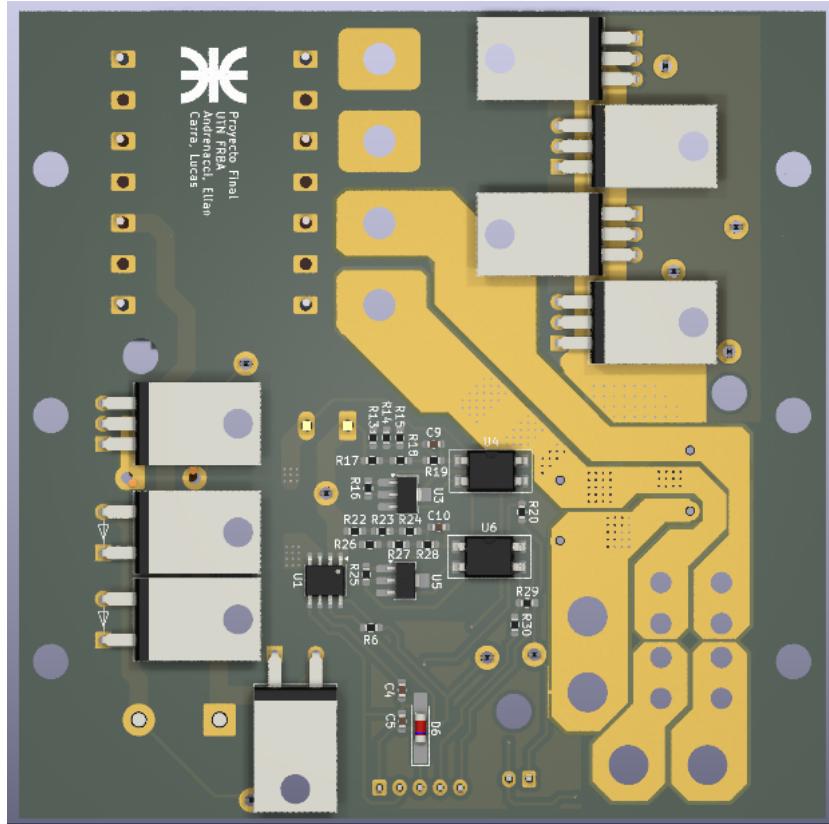


Figura 34: Vista frontal de la parte superior de la PCB del conversor.

3.1.7. Limitaciones detectadas en la implementación

La etapa conversora no es capaz de entregar de forma continua una potencia del orden de 1/3HP. Esta limitación se origina en un error de cálculo en la densidad de corriente del devanado secundario del transformador. La corriente por unidad de área resulta excesiva, generando temperaturas superiores a la admitida por los aislantes y el núcleo. Como consecuencia, el sistema queda limitado a una potencia continua aproximada de 1/6, HP.

La medición de tensión no arrojó resultados satisfactorios debido a que la relación entre la tensión del bus DC y la tensión de salida no es lineal, sino de tipo cuadrática, presentando además una compresión en la zona de interés. Esto provoca una baja resolución efectiva de la medición. Esta característica se debe al comportamiento no lineal del optoacoplador PC817. Adicionalmente, la tensión de salida en el punto nominal de operación es de aproximadamente 3,15, V, valor que no resulta adecuado para el convertidor analógico-digital (ADC) del ESP32, ya que se encuentra fuera de su rango óptimo de resolución, impidiendo discriminar correctamente pequeñas variaciones de tensión.

Por su parte, la medición de corriente mediante el sensor ACS712 tampoco presentó un desempeño adecuado, principalmente debido a la elevada dispersión en la tensión de salida, lo que introduce incertidumbre y ruido en la medición. Esta característica limita su utilidad para la aplicación desarrollada.

Finalmente, se identificó la ausencia de filtrado pasivo adecuado en las etapas de medición como un factor adicional que degradó la calidad de las señales adquiridas. En particular, la presencia de picos de tensión generaba lecturas erróneas visualizadas en la interfaz HMI. Para mitigar este efecto, se implementaron filtros RC pasivos, mejorando la estabilidad y confiabilidad de las mediciones.

3.1.8. Dificultades encontradas

En esta sección se detallan las complicaciones enfrentadas durante el diseño del conversor y las soluciones aplicadas, dado que este resultó ser el componente de potencia más complejo del proyecto. En esta etapa inicial se contaba con un conocimiento limitado sobre el diseño de convertidores de alta potencia, por lo que comprender los aspectos críticos implicó un proceso prolongado de análisis y pruebas.

La idea inicial fue implementar una topología de puente completo, ya que presenta una alta eficiencia y era un aspecto que considerábamos prioritario. Para ello se fabricó el transformador de la figura 35 con un núcleo cuya relación de transformación era de 12 : 320. El tamaño del núcleo resultó ser considerablemente grande, lo que obligó a bobinar un primario de 16 espiras, generando pérdidas significativas. El número de vueltas había sido calculado correctamente según las expresiones presentadas en el marco teórico, pero en la práctica el diseño no ofreció el rendimiento esperado.

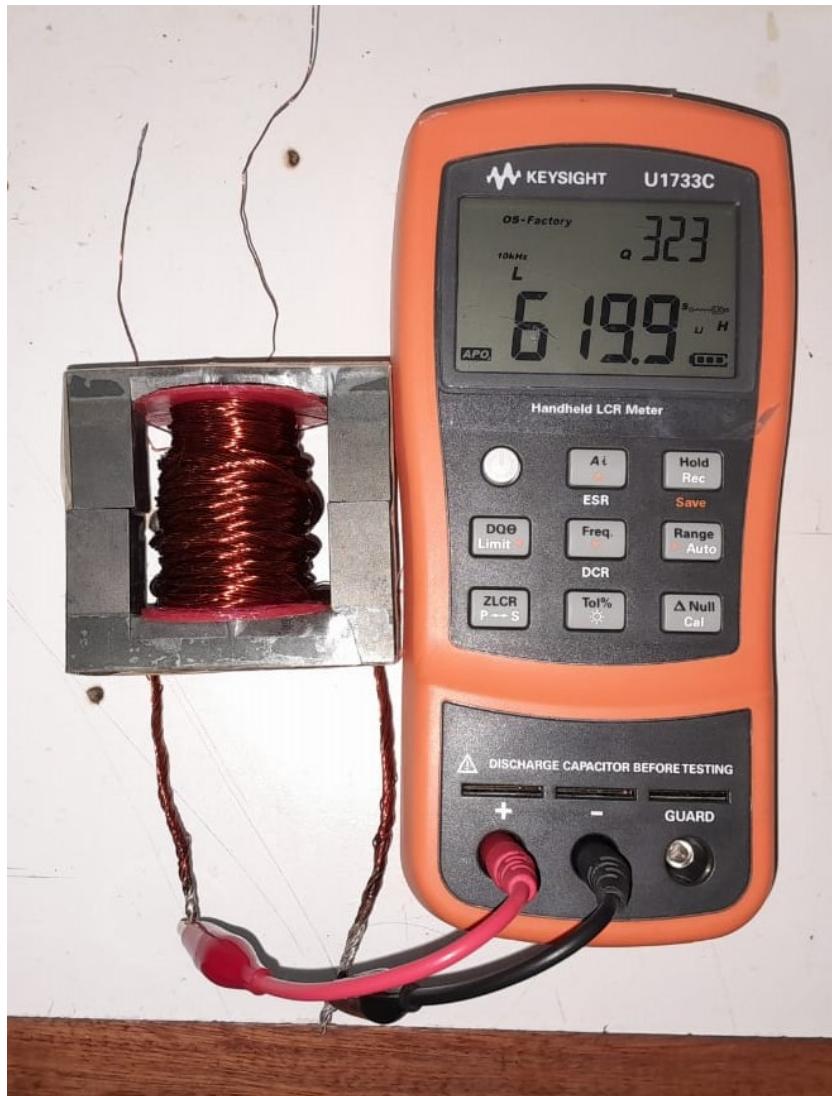


Figura 35: Imagen de transformador midiendo la inductancia del primario.

En los ensayos se logró obtener únicamente 30W con una eficiencia del 50 %, un valor demasiado bajo para los objetivos del diseño. Parte de este desempeño deficiente se debía a que, en esta primera iteración, no habíamos dimensionado correctamente la corriente requerida en el primario, además de que existían pérdidas considerables en el cableado del bus DC de baja tensión debido al montaje realizado de la figura 36.

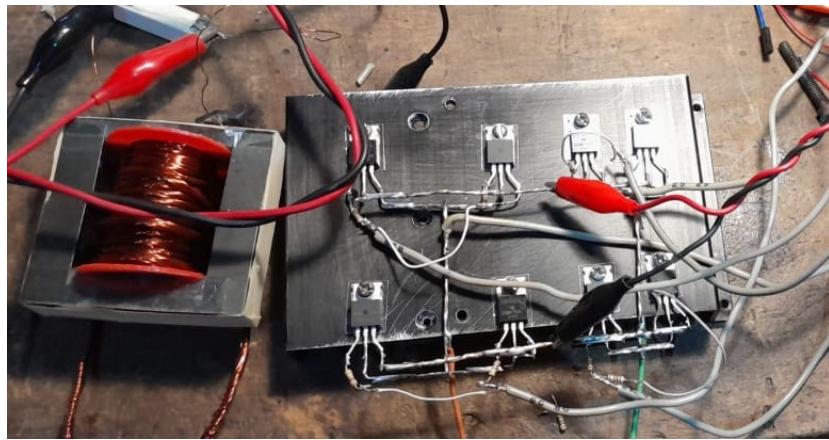


Figura 36: Imagen de transformador 1 con puente H.

Al observar la baja performance de este transformador y tomando como referencia el diseño de transformadores de fuentes conmutadas existentes, además de otras guías prácticas, se construyó un segundo transformador con 3 vueltas en el primario y, como ilustra la figura 37, se redujo drásticamente la distancia del cableado del bus DC. Estos cambios produjeron una mejora sustancial.

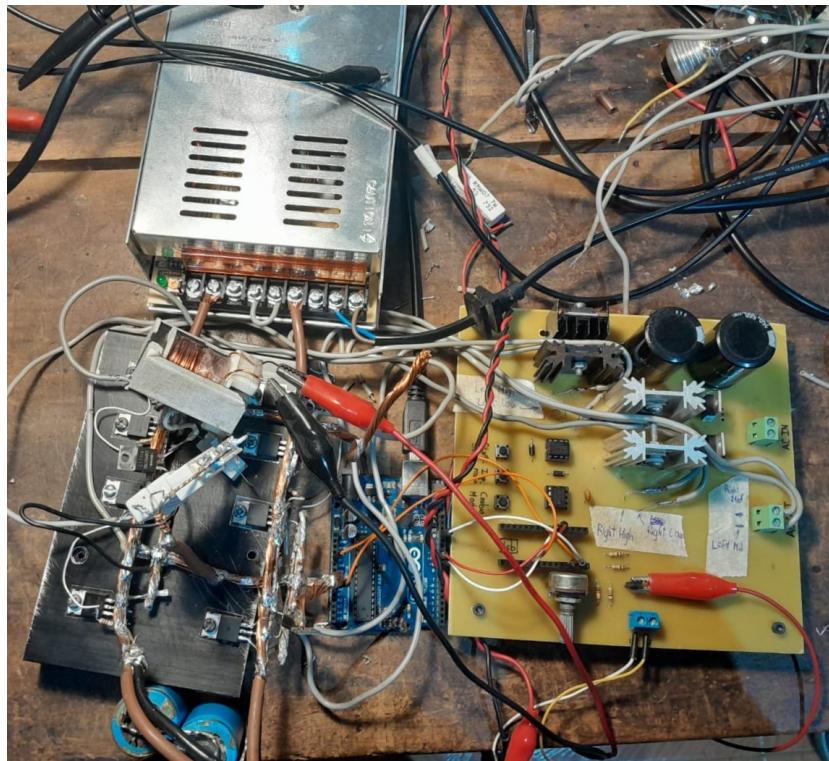


Figura 37: Imagen de transformador 2 con puente H.

Con el objetivo de optimizar aún más el rendimiento, se construyó el tercer trans-

formador de la figura 38. En este caso no disponíamos del carrete adecuado, por lo que fue impreso en plástico y luego bobinado manualmente.

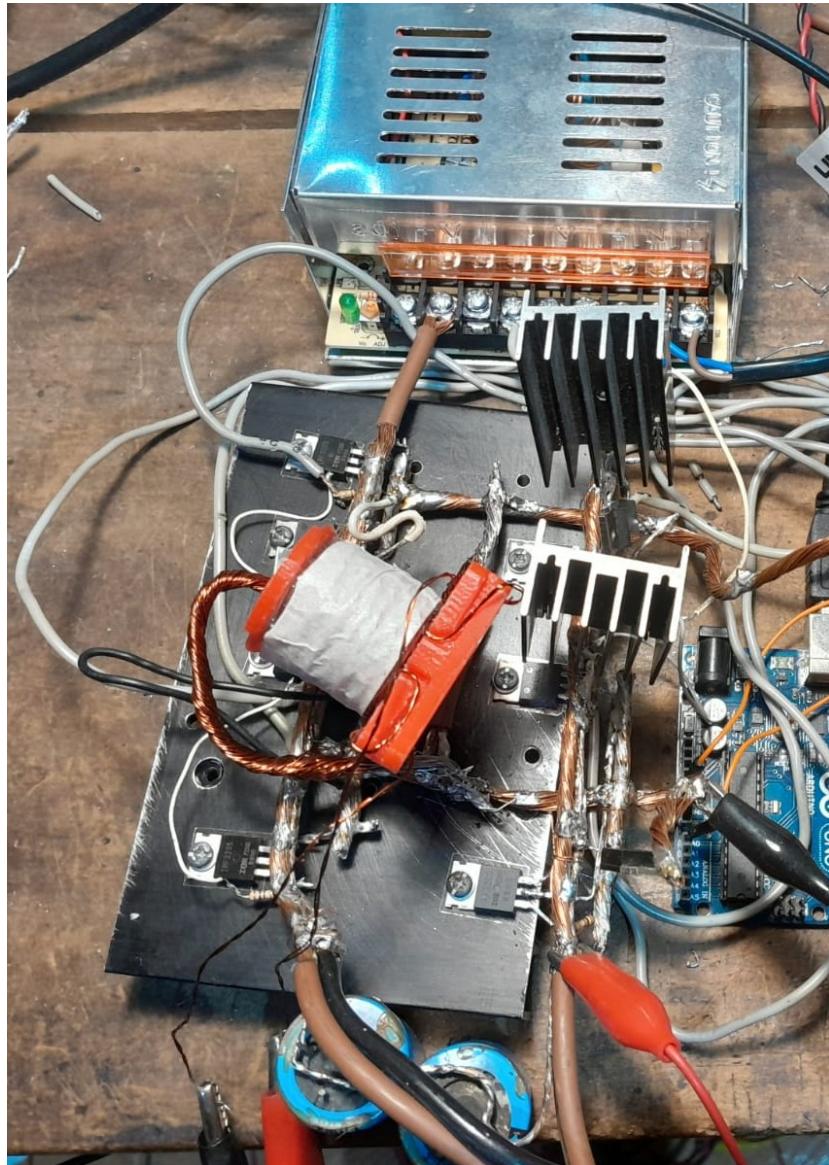


Figura 38: Imagen de transformador 3 con puente H.

Este tercer transformador presentó la mejor performance: con una carga de 250Ω se obtuvo una tensión máxima de 297V y una corriente de 1,2A. Sin embargo, persistía un problema importante: no era posible alcanzar la tensión objetivo de 320V.

Ante esta situación, se decidió cambiar a una topología más simple. Esto respondía tanto a la necesidad de reducir la complejidad del circuito de conmutación como a la de simplificar el cableado. Además, los transistores se dañaban con frecuencia durante las pruebas y solían fallar de a pares, lo cual implicaba un considerable gasto de tiempo

y reemplazo de componentes.

La topología seleccionada fue la de *push-pull*. Como se observa en la figura 39, se montaron tres transistores por cada rama, colocados en un disipador y aislados mediante mica.

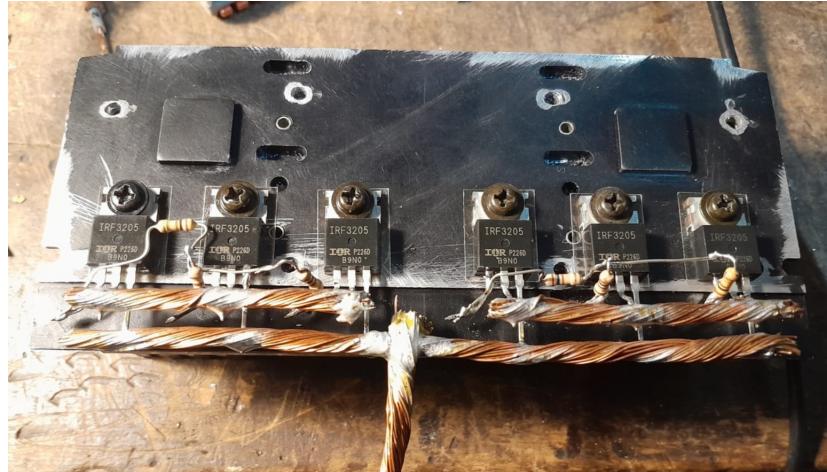


Figura 39: Imagen de transistores en topología Push Pull.

A continuación, en la figura 40, con esta nueva topología se obtuvo un rendimiento levemente inferior, pero las ventajas en simplicidad y confiabilidad justificaron su adopción. Durante sus ensayos se detectó que la tensión en los terminales del transformador no coincidía con la tensión real entregada por la fuente, debido a caídas en los conductores. Esto explicaba por qué no se alcanzaban los 320V. En un primer intento se incrementó significativamente la sección de los cables, incluso utilizando barras de aluminio. Si bien esto no mejoró los resultados, permitió observar la ventaja de evitar el uso de mica en los transistores, reemplazándolo por dos bloques de disipadores independientes, lo que mejoró notablemente la disipación y prolongó la vida útil de los transistores. También se ensayó el uso de los dos mejores transformadores, tanto con los primarios en paralelo como en serie, sin obtener mejoras sustanciales.

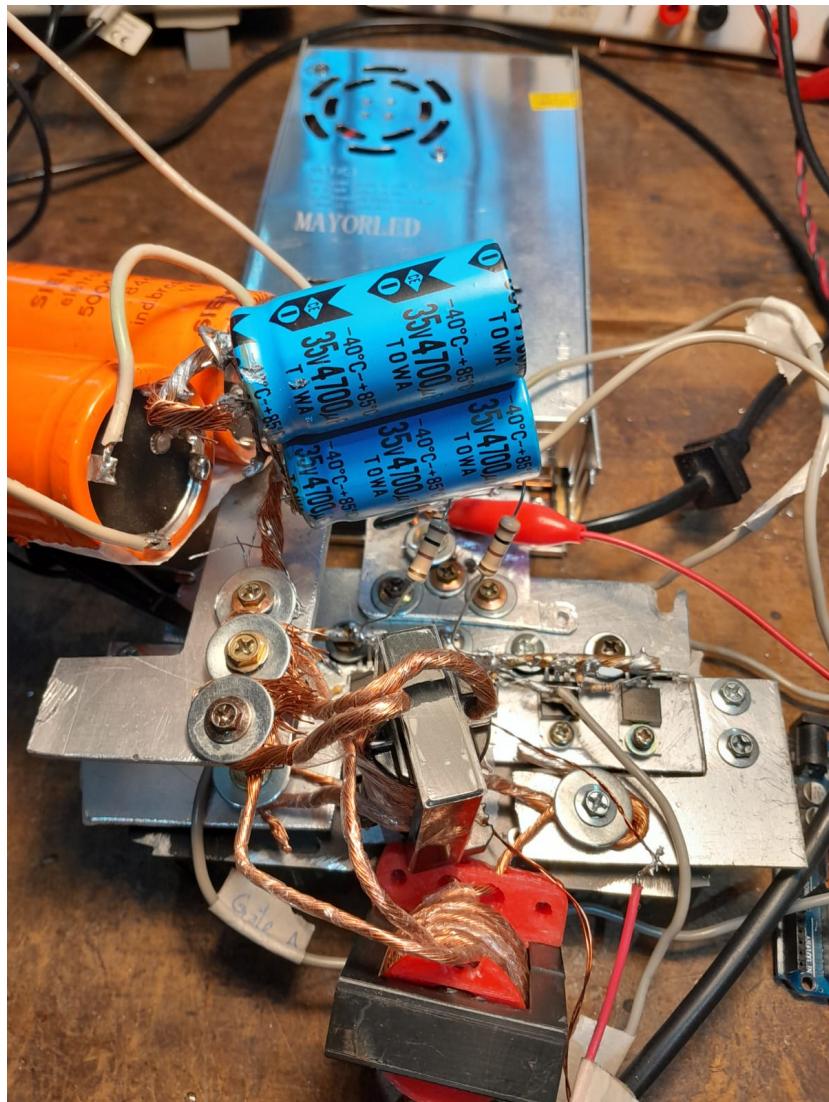


Figura 40: Imagen de conversor pushpull con barras de aluminio y transformadores en paralelo.

Finalmente, en la figura 41 se muestra que, utilizando el transformador con mejor rendimiento, se decidió incrementar la relación de transformación agregando espiras en el secundario por encima del valor inicial de 12 : 320. Paralelamente se implementó un circuito de control práctico con el TL494, permitiendo ajustar el ciclo de trabajo mediante un potenciómetro. Esta modificación sí permitió alcanzar los 320V y obtener momentáneamente una potencia de salida de 460 W. Sin embargo, surgió un inconveniente importante: sin carga, la tensión escalaba fácilmente por encima de los 450V. Esto hizo indispensable implementar un control realimentado, utilizando una medición aislada de la tensión de salida.

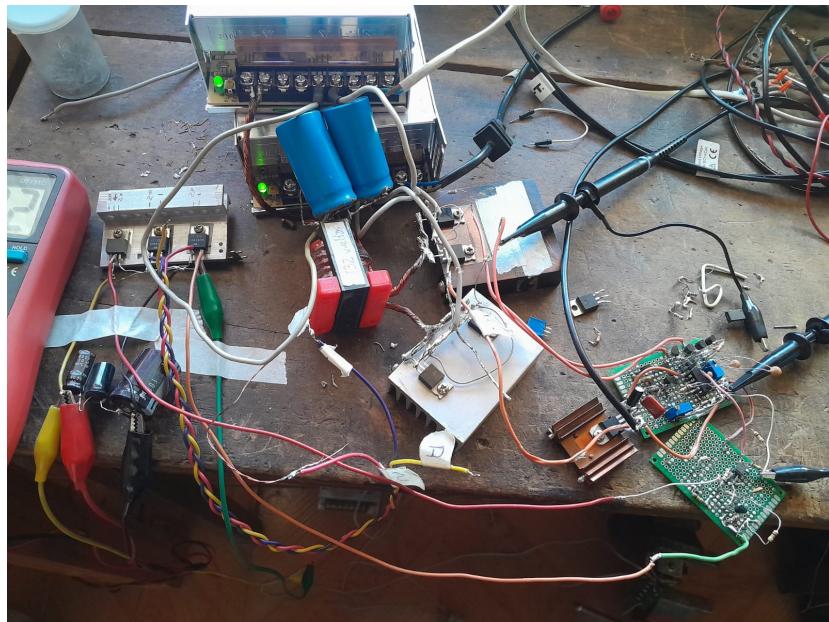


Figura 41: Imagen de conversor pushpull realimentado con TL494 y placa de medicion.

Por cuestiones de espacio y dado que el transformador más eficiente contaba con un carrete impreso en plástico, finalmente se optó por utilizar el segundo mejor transformador, ligeramente más compacto. Si bien la topología push-pull no ofrece la mayor eficiencia posible, proporciona una implementación más simple y confiable, a costa de requerir un primario con punto medio, lo cual resulta mucho menos problemático que gestionar ocho transistores como en el puente completo.

3.2. Inversor

3.2.1. Introducción

En esta sección se describe el diseño y funcionamiento de la etapa inversora, encargada de convertir la tensión continua del bus DC en una tensión alterna trifásica apta para la alimentación del motor. Para esta etapa se adoptó una topología de puente completo trifásico, basada en seis interruptores electrónicos de potencia, la cual se caracteriza por su simplicidad, versatilidad y amplia utilización en variadores de frecuencia.

Esta configuración permite generar tensiones de polaridad bidireccional en cada fase, resultando adecuada para el manejo de cargas inductivas y para la implementación de estrategias de modulación como el vector espacial (SVM). Si bien existen topologías que pueden ofrecer una menor distorsión armónica en la tensión de salida, la topología seleccionada resulta suficiente para los niveles de potencia y exigencias de la aplicación desarrollada, sin comprometer el correcto funcionamiento del motor.

Por otro lado, se priorizó el cumplimiento de la aislación galvánica entre la etapa de control y la etapa de potencia, con el objetivo de proteger al microcontrolador frente al ruido eléctrico generado durante las commutaciones de los transistores. Para ello se emplearon dispositivos de aislamiento en las señales de control y una fuente DC-DC aislada para la alimentación de los circuitos de disparo, garantizando así un funcionamiento seguro y robusto del sistema.

3.2.2. Topología de puente trifásico

La etapa inversora se implementó mediante una topología de puente trifásico de dos niveles como el de la figura 42, conformada por seis interruptores electrónicos de potencia dispuestos en tres ramas. Cada rama está compuesta por un transistor superior y uno inferior conectados en serie entre los rieles positivo y negativo del bus DC, siendo el punto medio de cada rama la salida correspondiente a una fase del sistema trifásico.

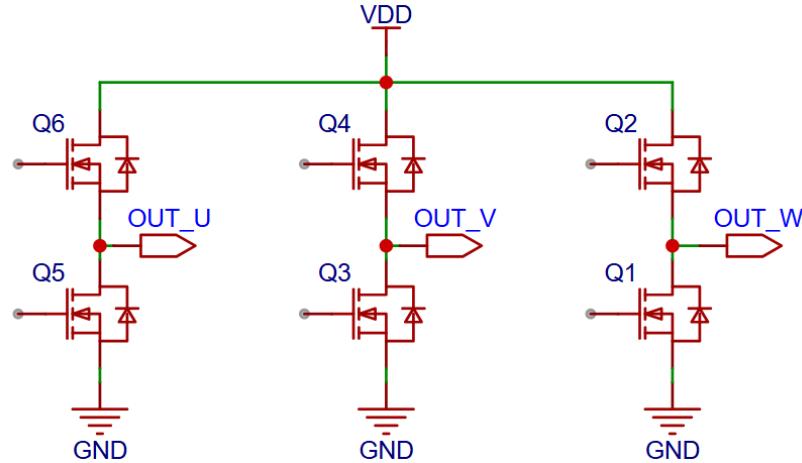


Figura 42: Esquema de puente H trifásico completo.

Esta configuración permite generar tensiones alternas trifásicas equilibradas, desfasadas 120° entre sí, y resulta ampliamente utilizada en variadores de frecuencia debido a su simplicidad, robustez y compatibilidad con estrategias de modulación avanzadas como la modulación por vector espacial (SVM). Asimismo, la topología seleccionada ofrece un buen compromiso entre complejidad de implementación, calidad de la forma de onda y pérdidas por conmutación, siendo adecuada para los niveles de potencia considerados en este proyecto.

3.2.3. Selección de los transistores de potencia

El puente H trifásico se implementa mediante seis transistores MOSFET de canal N. Esta elección presenta ventajas significativas frente al uso de dispositivos de canal P, principalmente debido a su mayor disponibilidad comercial, menores resistencias de conducción y mejores prestaciones dinámicas. Como contraparte, el control de los transistores del lado alto se vuelve ligeramente más complejo, ya que para su encendido se requiere una tensión superior a V_{DD} . Esta limitación se resuelve mediante el uso de circuitos drivers específicos para medio puente.

La potencia requerida en la salida corresponde a la alimentación de un motor trifásico de $1/3\text{ HP}$, equivalente a $248,56\text{ W}$. Se asume un factor de potencia de $0,85$, y a partir de la expresión de potencia trifásica se calcula la corriente de línea, obteniéndose un valor eficaz de $0,76\text{ A}$ y una corriente pico de $1,08\text{ A}$.

$$P = \sqrt{3} V_L I_L FP$$

$$I_L = \frac{P}{\sqrt{3} V_L FP} = \frac{248,56\text{ W}}{\sqrt{3} 220\text{ V} 0,85} = 0,767\text{ A}$$

$$\hat{I_L} \sqrt{2} = 1,08 \text{ A}$$

Considerando una corriente máxima de 1,08 A, una tensión de bus de 320 V y una frecuencia de conmutación de 2,5 kHz, se seleccionaron los transistores MOSFET *STF24N65M2* de STMicroelectronics. Sus principales características se detallan en la tabla 9. Este dispositivo se presenta en encapsulado TO-220FP, el cual incorpora aislación eléctrica entre el semiconductor y su carcasa, facilitando el montaje mecánico y reduciendo la complejidad del sistema de aislamiento.

Características Clave del MOSFET STF24N65M2	
Parámetro	Valor Típico / Máximo
Tipo de Transistor	N-Channel MDmesh
Tensión Máxima Drenaje-Fuente (V_{DSS})	650 V
Corriente Continua Máx. Drenaje (I_D @ 25°C)	16 A
Resistencia Drenaje-Fuente On ($R_{DS(on)}$ máx.)	230 mΩ
Disipación de Potencia Máx. (P_D @ 25°C)	30 W
Carga de Puerta Total (Q_g)	29 nC
Encapsulado	TO-220FP

Cuadro 9: Especificaciones técnicas principales del MOSFET de potencia STF24N65M2.

De acuerdo con la curva de área de operación segura de la figura 43, el dispositivo trabaja dentro de condiciones seguras, considerando pulsos de 400 μs y tensión de 320 V nos da una corriente máxima de operación de 2,5 A, manteniendo un margen de seguridad.

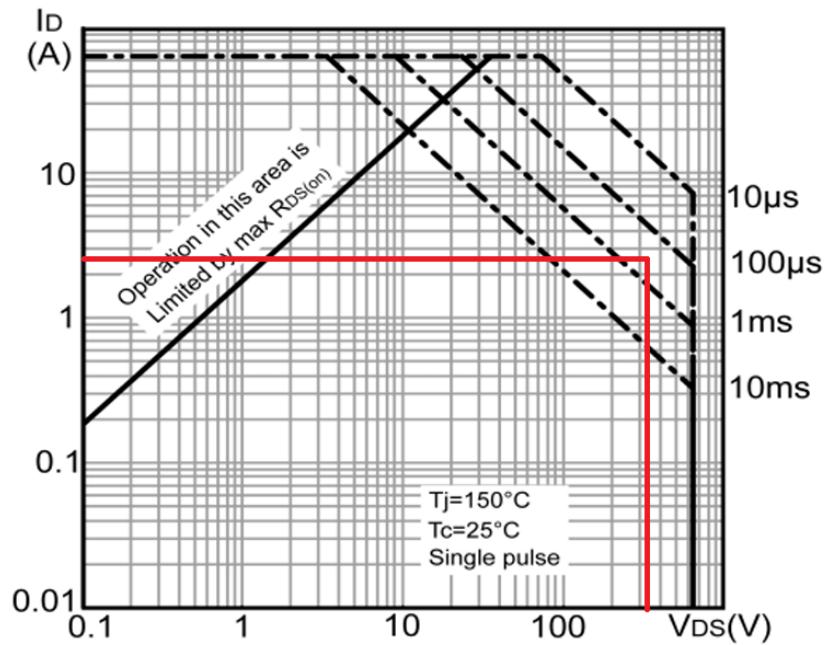


Figura 43: Área de operación segura del STF24N65M2.

3.2.4. Circuito de disparo

En un inversor trifásico de seis interruptores, una alternativa clásica consiste en emplear tres MOSFETs de canal N y tres de canal P. Sin embargo, esta solución resulta poco conveniente debido a que los dispositivos de canal P presentan valores mayores de resistencia de conducción $R_{DS(on)}$, lo que incrementa las pérdidas y reduce la eficiencia global del sistema. Además, los MOSFETs de canal P con alta tensión de ruptura son menos comunes y considerablemente más costosos.

Por este motivo, se optó por utilizar exclusivamente MOSFETs de canal N. No obstante, esta decisión implica la necesidad de generar una tensión de compuerta superior al potencial del nodo de salida para accionar los transistores superiores del puente. Para resolver este desafío se emplea la técnica de bootstrap mediante el driver de compuerta IR2104, cuyo esquema básico de aplicación se muestra en la figura 44.

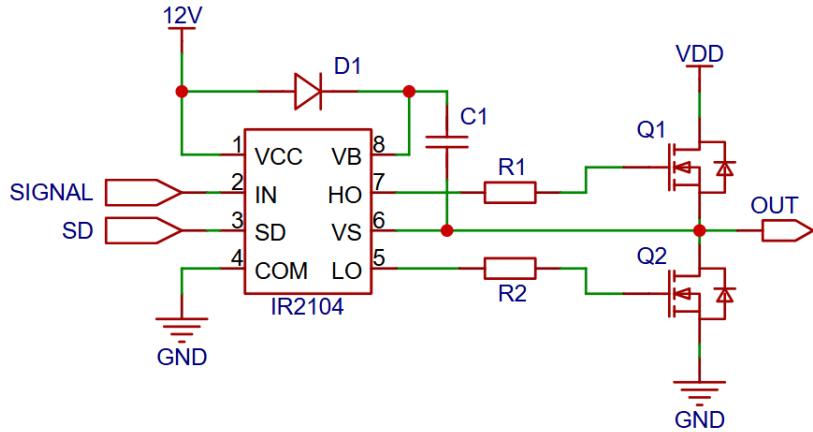


Figura 44: Esquema básico de implementación del driver IR2104.

El IR2104 permite el control de un medio puente cargando un capacitor de bootstrap cuando el transistor inferior se encuentra en conducción. Posteriormente, este capacitor se conecta entre los terminales gate-source del transistor superior, proporcionando la tensión necesaria para su activación. Esta técnica elimina la necesidad de fuentes auxiliares aisladas para los transistores del lado alto, simplificando el diseño y mejorando la eficiencia del sistema.

El integrado dispone de dos entradas de control y tres salidas. El pin SD, cuando se encuentra en nivel lógico HIGH, habilita las salidas, mientras que en nivel LOW las coloca en estado de alta impedancia. El pin IN determina qué transistor conduce: en HIGH se activa el transistor superior y en LOW el inferior. El capacitor de bootstrap se conecta entre los terminales VB y VS. La lógica interna del IR2104 impide la activación simultánea de ambos transistores de un mismo medio puente, evitando situaciones de cortocircuito del bus DC.

Al operar con cargas inductivas, como motores eléctricos, resulta crítico analizar el comportamiento de la corriente durante los eventos de conmutación. Debido a la naturaleza inductiva de la carga, la corriente no puede variar instantáneamente, generándose picos de tensión al intentar interrumpir el flujo de corriente. Para absorber esta energía y proteger los dispositivos de potencia, se requiere una trayectoria de circulación libre de corriente (*freewheeling*). Esta función es cumplida por los diodos intrínsecos de los MOSFETs, conectados en antiparalelo con el canal, los cuales proporcionan un camino seguro para la corriente durante los intervalos de conmutación.

3.2.5. Aislación galvánica de las señales de control

Con el objetivo de mantener aislada eléctricamente la etapa de control basada en el microcontrolador de la etapa de potencia del inversor, se implementa una barrera de aislación galvánica mediante el uso de optoacopladores. Dado que las señales de control poseen frecuencias de hasta $2,5\text{ kHz}$, es necesario emplear dispositivos de alta velocidad.

Los optoacopladores seleccionados son los 6N135, los cuales incorporan un fotodiodo con salida transistorizada de alta velocidad. Este diseño, junto con la conexión separada del fotodiodo, permite mejorar significativamente el tiempo de respuesta respecto a optoacopladores convencionales. La salida es compatible con lógica CMOS,

TTL y LSTTL. Para adecuar la polaridad de la señal, se utiliza un transistor complementario que invierte la lógica de salida, tal como se muestra en la figura 45.

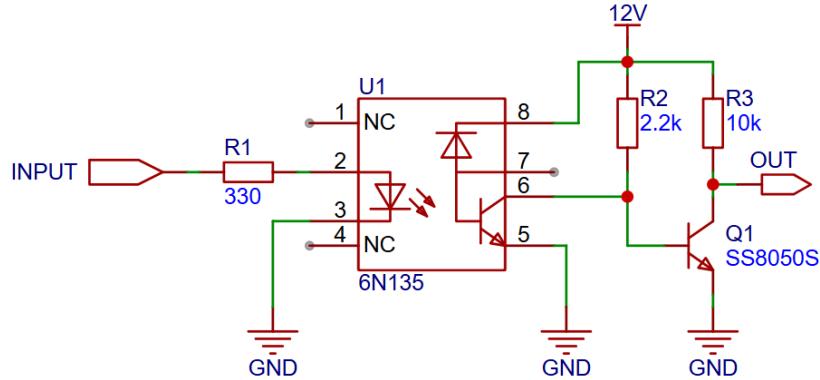


Figura 45: Esquema circuital del circuito de aislación utilizando el optoacoplador 6N135.

3.2.6. Simulación

Con el fin de validar el correcto funcionamiento del driver IR2104, se realizó una simulación de una pierna completa del inversor, utilizando dos MOSFETs y una carga resistiva, alimentada con una tensión de bus de 320 V, como se muestra en la figura 46.

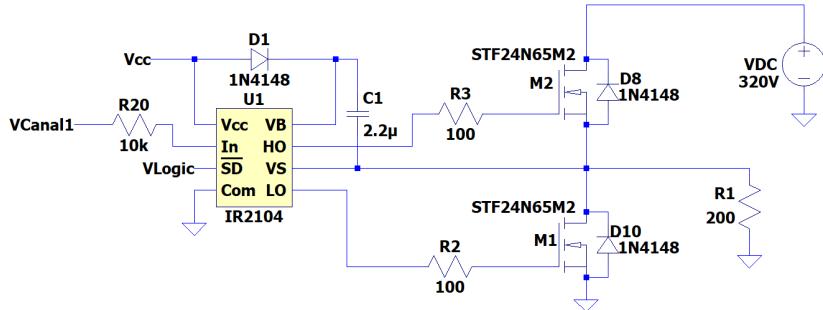


Figura 46: Esquemático del circuito simulado para la conmutación de una pierna del inversor.

En la figura 47 se presentan las formas de onda de tensión y corriente sobre la carga. Se observa una conmutación limpia y estable, sin picos excesivos ni comportamientos anómalos, lo que confirma la correcta operación del circuito de disparo y su adecuada adaptación para su implementación en el inversor trifásico desarrollado.

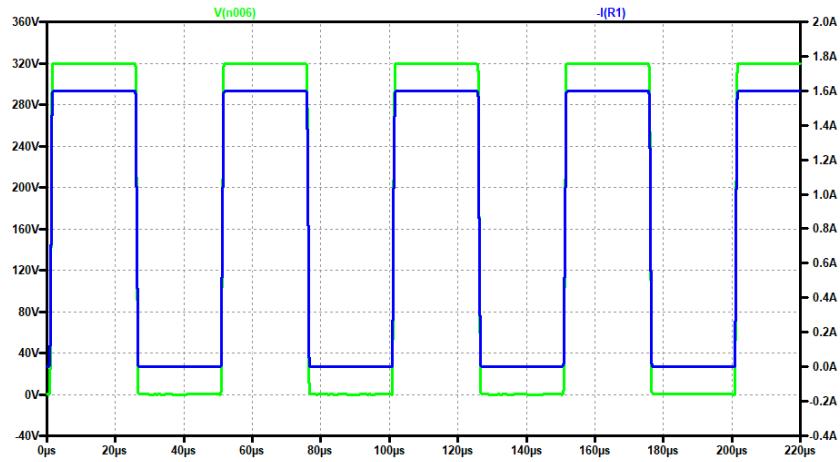


Figura 47: Simulación de tensión sobre la carga en trazo verde y corriente a través de la carga en trazo azul.

3.2.7. Diseño de circuito impreso

El diseño del PCB del inversor se realizó con una topología simple y funcional, como se muestra en las figuras 48 y 49. Los seis transistores del puente H trifásico se disponen en las proximidades de los conectores del bus de continua y de la salida hacia el motor, con el objetivo de minimizar la longitud de las pistas de potencia y reducir las inductancias parásitas.

Las pistas correspondientes a la etapa de potencia se dejaron sin recubrimiento de máscara antisoldante, permitiendo su estañado. Esta práctica incrementa la sección transversal efectiva del conductor, disminuyendo la resistencia eléctrica y, en consecuencia, las pérdidas por conducción.

Los circuitos de disparo se ubican en la zona central de la placa y se implementan bajo una estructura modular en forma de celda, la cual se replica tres veces. Cada celda incluye su respectivo integrado IR2104 y los optoacopladores asociados a ambas señales de control del medio puente, facilitando el ruteo, la repetitividad del diseño y la escalabilidad del sistema.

En la parte inferior de la placa se localizan los conectores correspondientes a las señales de modulación provenientes del sistema de control, así como la entrada de alimentación de 12 V provista por el convertidor DC-DC auxiliar.

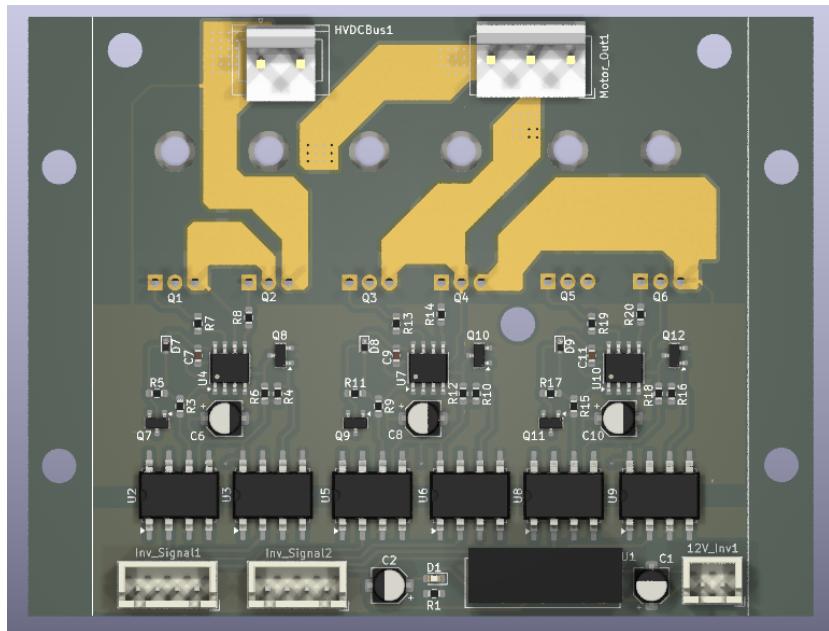


Figura 48: Vista frontal de la PCB del inversor.

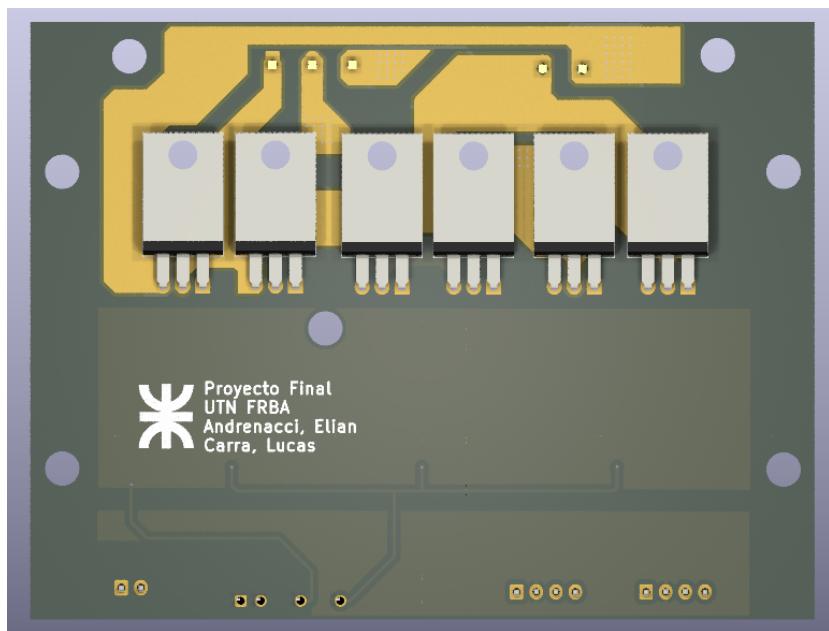


Figura 49: Vista trasera de la PCB del inversor.

3.3. HMI

3.3.1. Fuente de alimentación

El circuito aislado consta del regulador B1205S-2WR2, con una tensión de entrada de 10.8 a 13.2Vdc y una salida de 5Vdc, lo que permite completar el esquema con un regulador lineal de 3.3Vdc tradicional sin inconvenientes. Se optó por una circuitería como la de la figura 50.

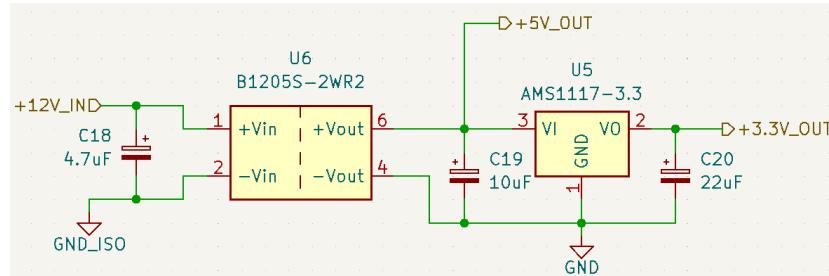


Figura 50: Diagrama de la fuente de alimentación de la etapa de control.

Sumando los consumos de corriente pesimistas y aproximados de los componentes más importantes se obtiene:

Componente	Función	Consumo [mA]	Cantidad	Total [mA]
STM32	Microcontrolador variador	150	1	150
ESP32	Microcontrolador HMI	500	1	500
MCP23017	Expansor de GPIO	1	1	1
SH1106	Controlador de display y display OLED	120	1	120
Buzzer	Indicador de pulsada panel frontal	30	1	30
Leds	Indicadores testigo	5	5	25
Total				826

Cuadro 10: Tabla de consumos

Incluso, sin agregar un margen de seguridad del 20 %, se obtendría un consumo total de 991mA, superando los 800mA que un regulador lineal SMD como el AMS1117 podría llegar a tolerar sin ponerlo en riesgo. Dada esta condición, se decidió colocar dos fuentes gemelas. Una de ellas alimentará el microcontrolador que administra la señal de los transistores de salida junto con sus led testigos, la otra abastecerá al microcontrolador del HMI, sus periféricos y leds testigos:

Componente	Función	Consumo [mA]	Cantidad	Total [mA]
STM32	Microcontrolador variador	150	1	150
Leds	Indicadores testigo	3	5	15
Total				165

Cuadro 11: Tabla de consumos

Componente	Función	Consumo [mA]	Cantidad	Total [mA]
ESP32	Microcontrolador HMI	500	1	500
MCP23017	Expansor de GPIO	1	1	1
SH1106	Controlador de display y display OLED	120	1	120
Buzzer	Indicador de pulsada panel frontal	30	1	30
Leds	Indicadores testigo	2	5	10
			Total	661

Cuadro 12: Tabla de consumos

De esta manera se logra, adicionando ese mismo margen del 20 % 198mA y 793mA respectivamente, cumpliendo con la limitación antes mencionada. Así se llega a un diseño de PCB como el de la siguiente figura 51.

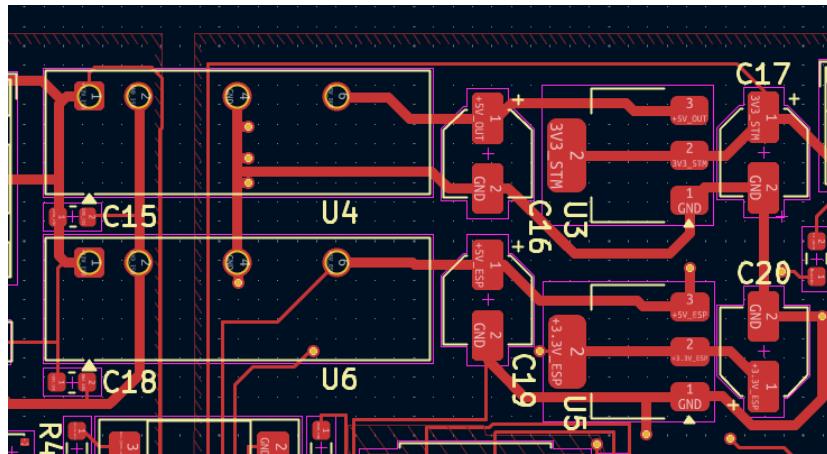


Figura 51: Diseño PCB de la fuente de alimentación.

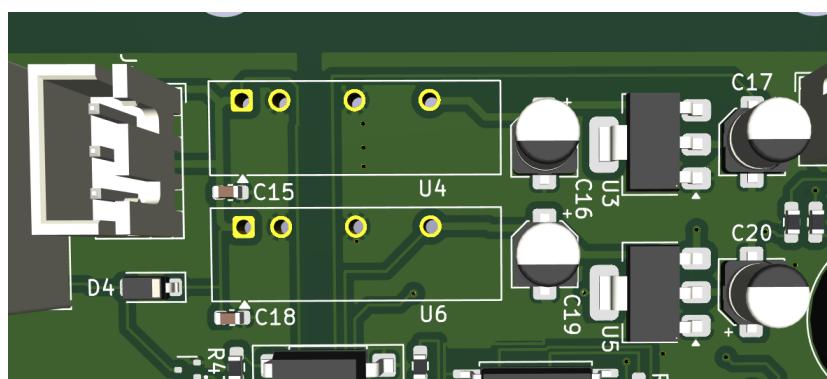


Figura 52: Diseño 3D de la fuente de alimentación.

3.3.2. Estructura del código

Para el desarrollo del código del HMI se basó en freeRTOS sobre el framework del ESP32 de Espressif. Se hizo un desmembramiento de las distintas funcionalidades

hasta llegar a una estructura atómica de tareas, cada una con un periférico y función específica que se comunica a través de diferentes queues y semáforos. La figura 53 muestra las conexiones entre cada tarea y bloque funcional.

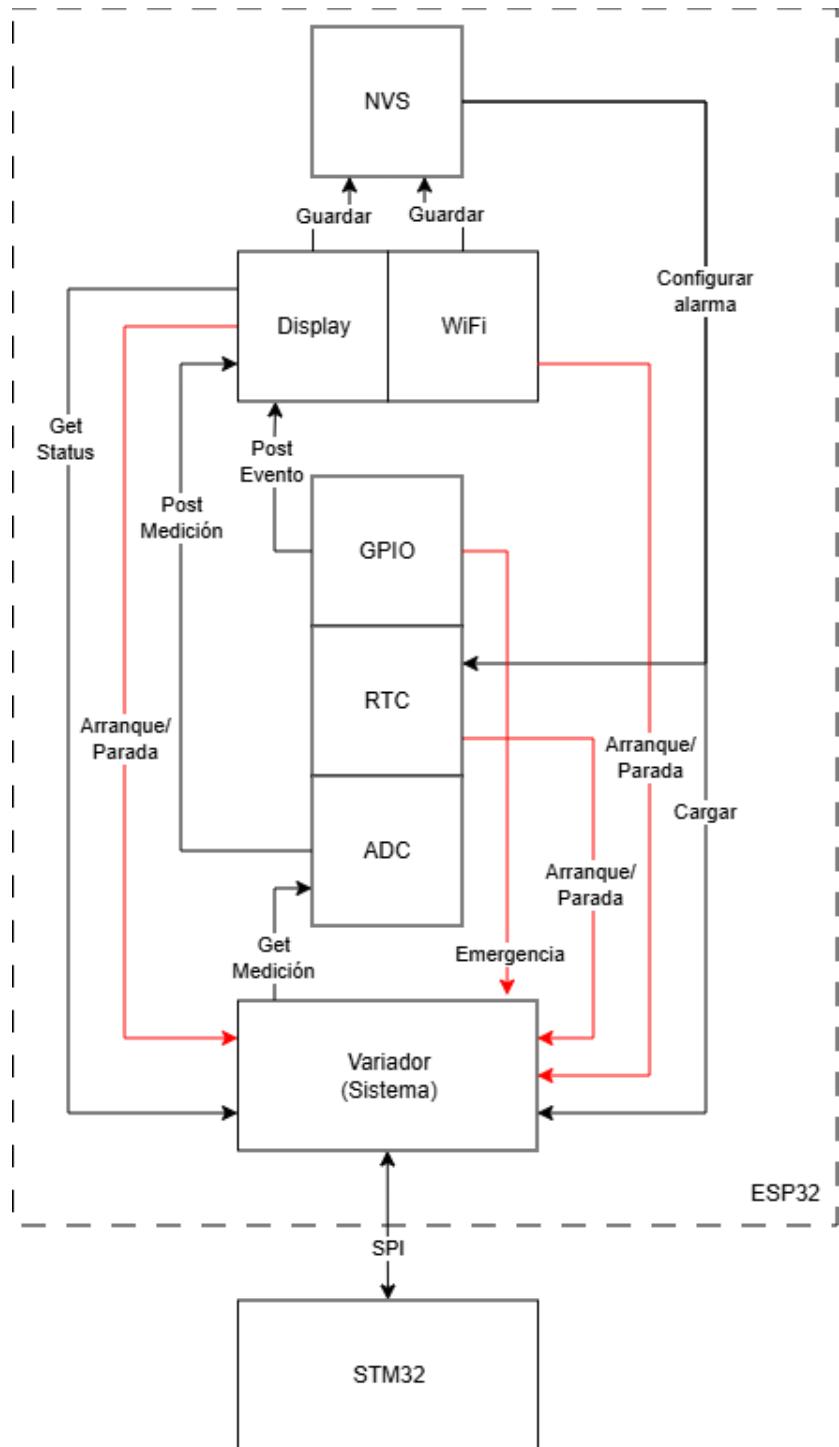


Figura 53: Esquema de comunicación entre módulos de código.

3.3.3. Display

El diseño de PCB del display no reviste demasiado desarrollo, basta con mencionar que se conectan solamente los pines SDA, SCL y alimentación tal como muestra la figura 54 y figura 55 debido a la utilización del módulo comercial del SH1106.

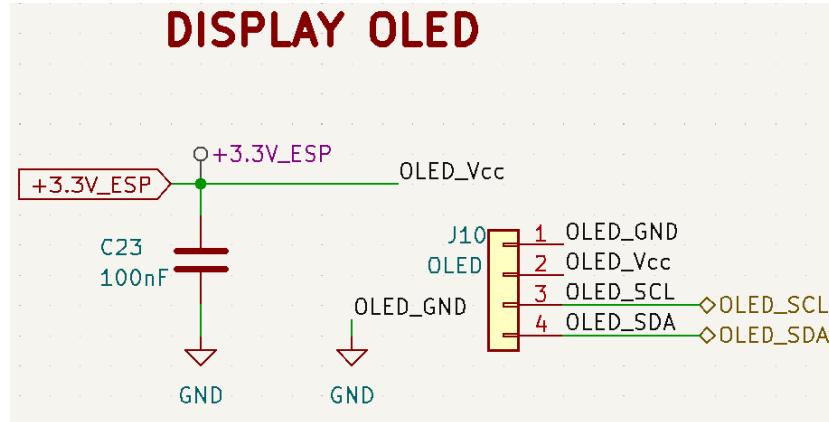


Figura 54: Conexión de display en PCB.

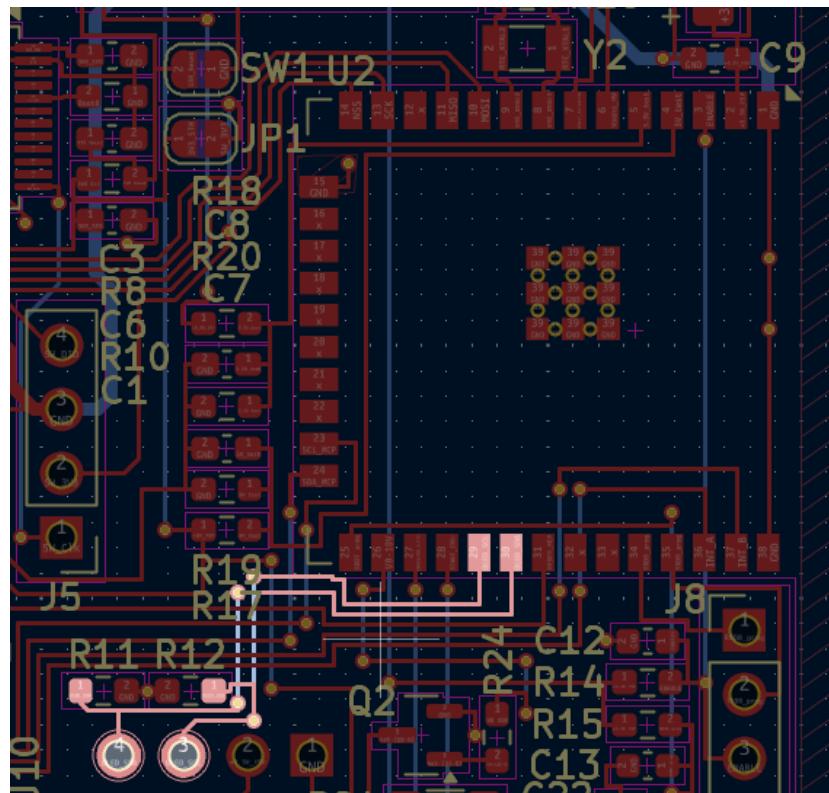


Figura 55: Conexión de display en PCB.

Desarrollo del software Para el control del display se trabajó con una tarea específica llamada *task_display*, donde se lo inicializa junto al puerto I^2C ; se reciben señales desde el panel frontal o el control del sistema del variador de frecuencia a través de colas de comandos para ingresar al menú, navegarlo, editar variables, guardarlas en memoria no volátil, arrancar y frenar el motor. El menú tendrá un mapa de navegación como se muestra en la figura 56.

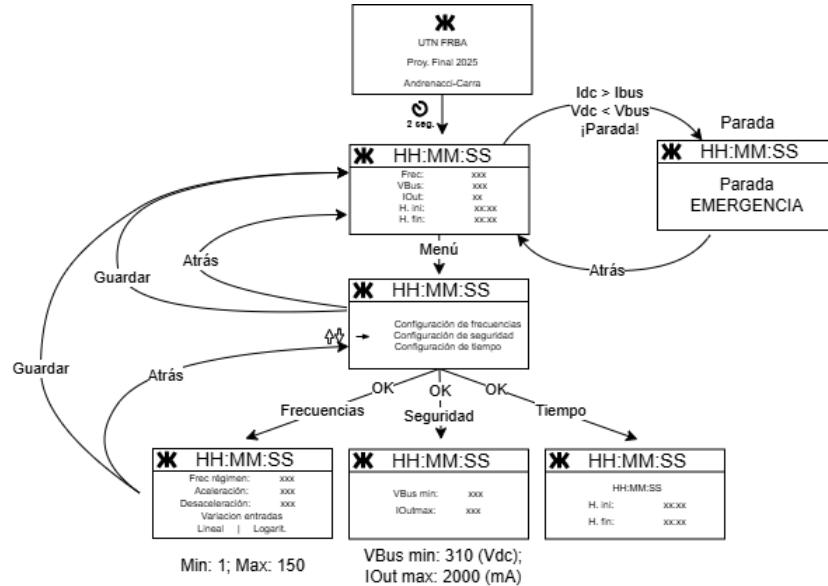


Figura 56: Mapa de navegación del display.

Se dispondrá de una pantalla splash que por tiempo avanzará a la principal que mostrándonos la frecuencia de trabajo de la salida de potencia, la corriente y tensión del bus de continua, la hora de inicio y fin de funcionamiento de motor y la hora del sistema. Entrando en los menús pueden editarse las variables de frecuencia, temporales y de seguridad:

- Frecuencia
 - Frecuencia de operación
 - Es la frecuencia a la cual funcionará el motor cuando llegue a régimen si no hay ninguna entrada de control de velocidad activa.
 - Mínimo 1Hz; Máximo 150Hz.
 - Aceleración
 - Es la variación de frecuencia en $\frac{Hz}{s}$ que el motor incrementará en cada segundo hasta llegar a régimen.
 - Mínimo 1 $\frac{Hz}{s}$; Máximo 50 $\frac{Hz}{s}$.
 - Desaceleración
 - Es la variación de frecuencia en $\frac{Hz}{s}$ que el motor decrementará en cada segundo hasta llegar a régimen o hasta frenar.
 - Mínimo 1 $\frac{Hz}{s}$; Máximo 50 $\frac{Hz}{s}$.

- Variación de lineal o cuadrática de las entradas de control
 - Es la variación de frecuencia en Hz que las entradas de control de velocidad tendrán entre ellas con $0Hz$ como valor inicial y la Frecuencia de operación como valor final.
 - Puede ser lineal o cuadrática.
- Seguridad
 - Tensión de bus
 - Es la mínima tensión en el bus de continua en V que podrá admitirse sin entrar en estado de emergencia.
 - Mínimo $250V$; Máximo $360V$.
 - Corriente de bus
 - Es la máxima corriente que podrá circular por el bus de continua en mA sin entrar en estado de emergencia.
 - Mínimo $500mA$; Máximo $2000mA$.
- Tiempo
 - Hora
 - Es la hora del sistema. Se imprime en la parte superior del display.
 - Inicio
 - Es la hora a la que iniciará a funcionar el motor.
 - Se compara contra la hora de sistema.
 - Fin
 - Es la hora a la que frenará el motor.
 - Se compara contra la hora de sistema.

3.3.4. Configuración Wi-Fi

El ESP32 genera una red Wi-Fi como access point (AP) que, conectándose a ella, se accede a un formulario WEB que permitirá configurar los mismos parámetros descritos en la sección anterior. Además se podrá encender y apagar el motor desde allí con los parámetros ya guardados. En la figura 57 se muestra la interfaz gráfica.

Configuración del Variador

Frecuencia de operación (Hz)	Aceleración (Hz/s)
<input type="text"/>	<input type="text"/>
Desaceleración (Hz/s)	Variación de las entradas
<input type="text"/>	Lineal
Corriente máx. bus DC (mA)	Tensión máx. bus DC (V)
<input type="text"/>	<input type="text"/>
Hora del sistema (HH:mm:ss)	Horario de arranque (HH:mm)
12:34:56	08:00
Horario de parada (HH:mm)	<input type="text"/> 18:00
Guardar configuración	
Arrancar motor Parar motor	

Figura 57: Conexionado de display en PCB.

Aún hay mejoras en la experiencia de usuario que se deben realizar desde la interfaz web: Menajes al usuario de validación, redireccionamientos y lectura de datos cargados. Estos cambios deben realizarse desde el código HTML de cada página que se muestra en pantalla, con el agregado de scripts de javascript.

3.3.5. Memoria no volátil

Para el almacenamiento de las variables configuradas por el usuario y mantenerlas cuando el sistema se desenergiza, se optó por utilizar la memoria no volátil del ESP32. Esto evita la necesidad de disponer de un circuito adicional de memoria EEPROM externa. Todos los parámetros arriba mencionados se salvarán utilizando un sector llamado *storage* y las siguientes etiquetas para la lectura y escritura:

- freq_freq
- freq_acce
- freq_desa
- freq_input
- vbus_min
- ibus_max
- hour_ini
- min_ini
- hour_fin
- min_fin

Cada vez que el sistema inicia, hace una lectura de todas las variables y las carga en la memoria RAM; luego, en cada edición de parámetros, captura todos los datos editables, los asigna en la memoria RAM del sistema para que entren en vigencia y luego los guarda nuevamente en la memoria no volátil.

3.3.6. Comunicación SPI

Debido a que la exigencia de tiempos del variador de frecuencia es muy alta, no fue posible utilizar un único microcontrolador para el sistema, lo que obligó a disponer de un segundo. El ESP32 se encargará de la operación del HMI: Control de display, lectura de entradas y salidas digitales, salidas analógicas y protecciones de seguridad, además se aprovechó la capacidad de este microcontrolador para agregar la funcionalidad de configuración y comando Wi-Fi; mientras que el STM32 solo se hará cargo del control del variador de frecuencia.

Una vez que los cambios son realizados en el HMI, estos deben ser enviados al sistema de control del variador de frecuencia. Para ello se utilizó una comunicación SPI entre ambos microcontroladores. El ESP32 actúa como maestro y el STM32 como esclavo.

Si bien se decidió que el motor pueda estar girando mientras se hacen ediciones de parámetros, estos no impactarán en el variador de frecuencia hasta que el motor se detenga y vuelva a arrancar nuevamente. La máquina de estados del ESP32, es heredada del STM32 ya que se le tuvo que hacer algunos mínimos cambios con motivos funcionales. La misma se encuentra [58](#).

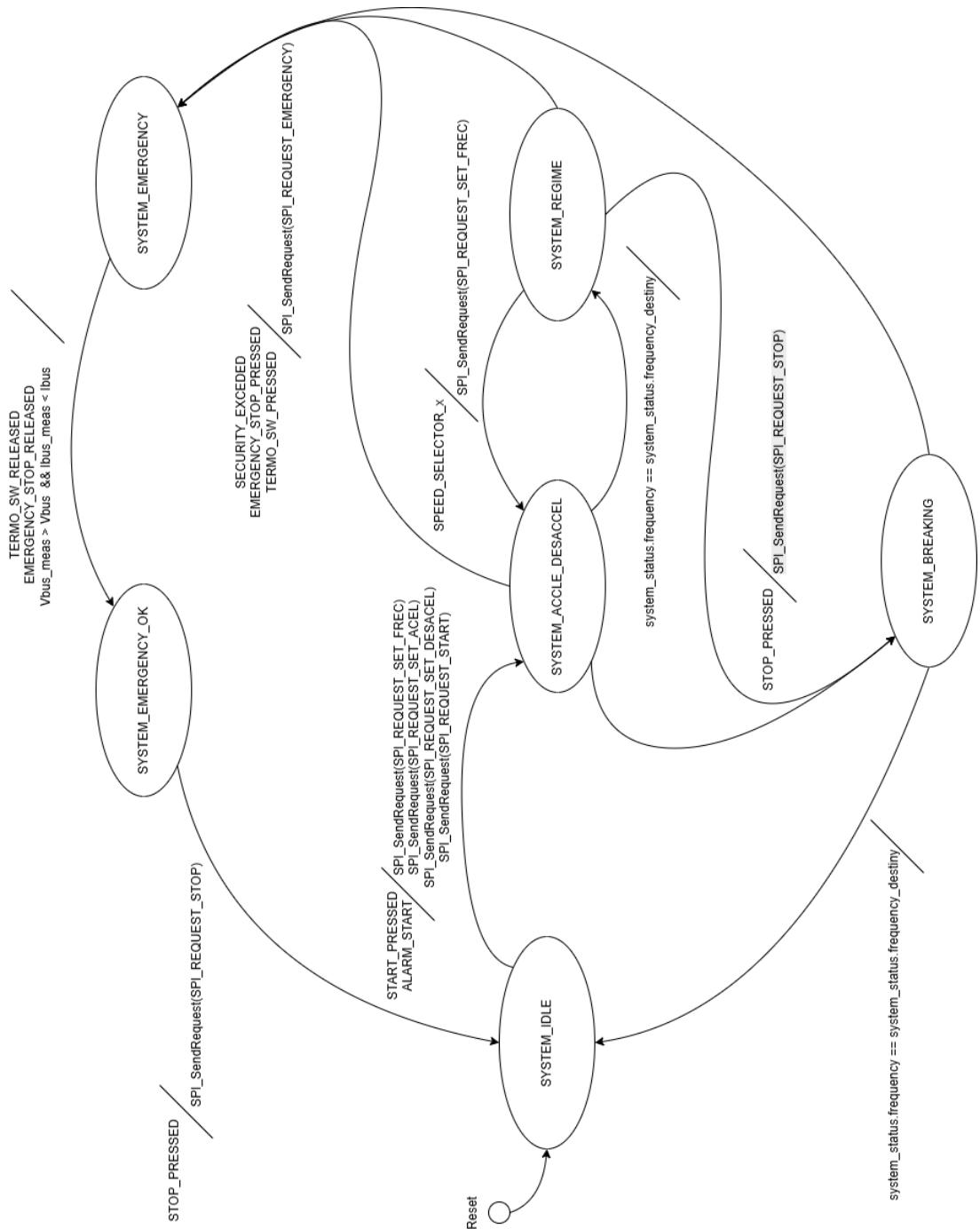


Figura 58: Máquina de estados del HMI.

La diferencia de esta máquina de estados con la del STM32 es la existencia del estado **SYSTEM_EMERGENCY.OK** como intermediario entre **SYSTEM_EMERGENCY** y **SYSTEM_IDLE** para asegurar que no se envíe el comando de parada para volver a

habilitar el arranque del motor hasta que el sistema tenga todas las condiciones para salir de estado de emergencia

Para no entorpecer la operación del variador, cada vez que el motor está cambiando de velocidad, la HMI no hará una consulta sistemática de la frecuencia a la que está operando, sino que crea una tarea paralela que hace la cuenta una vez por segundo incrementando o decrementando la frecuencia de operación en la aceleración o desaceleración configurada. Esto ocasiona un ligero desacoplamiento entre el valor de frecuencia que muestra el display y la real, pero es un compromiso que se eligió tener para no afectar la operación del variador.

Todos estos estados y configuraciones que se cargan sobre el STM32, esclavo, se logran con una comunicación SPI donde el ESP32 es configurado como maestro. Cada una de ellas se realiza enviando un comando, luego de una demora, el maestro le consulta al esclavo la respuesta a la operación enviada inicialmente. La estructura de los mensajes es como muestra la siguiente figura 59.

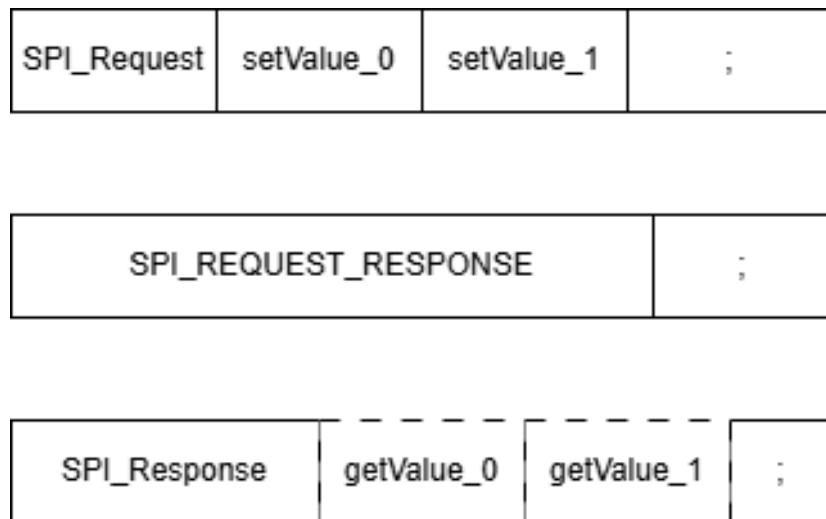


Figura 59: Estructura de mensajes SPI entre ESP32 y STM32.

En cada transacción el maestro envía el comando, seguido de dos bytes de datos. Cuando el comando no lo requiere, completa esos espacios con ceros. Luego de 400ms, el maestro envía nuevamente un comando, esta vez de lectura de la respuesta, esperando recibir algún estado del motor o un error. Cuando el maestro le pide un dato como la velocidad, dirección, aceleración o desaceleración, el proceso es idéntico con el agregado que el esclavo le responde con el valor solicitado, caso contrario no introduce los dos bytes de datos.

3.3.7. GPIO - MCP23017

Descripción general El MCP23017 es un expansor de pines de propósito general (GPIO) que se comunica con el microcontrolador a través del bus I^2C . Proporciona 16 pines de entrada/salida adicionales que pueden ser configurados individualmente como entradas o salidas digitales. En este proyecto, el MCP23017 es utilizado para gestionar las entradas y salidas digitales del HMI, permitiendo la conexión de botones, indicadores LED y otros dispositivos periféricos.

En esta ocasión, se separó las funcionalidades en dos puertos, dejando al puerto A para varias entradas y salidas aisladas y no aisladas y el puerto B únicamente para una matriz de pulsadores 4x2, como se detallará más adelante y como se grafica en la figura 60.

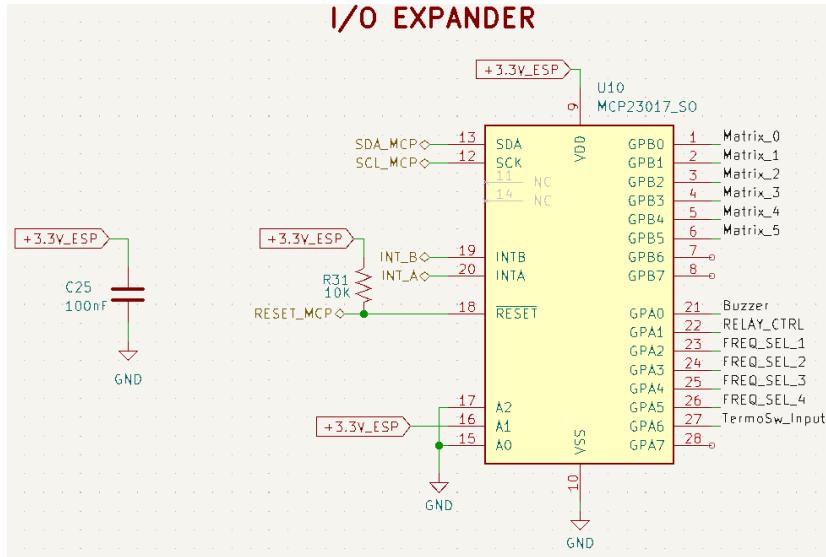


Figura 60: Esquema de la matriz de pulsadores.

Se decidió configurar el expander con un mapa de memoria secuencial, permitiendo acceder a cada registro del puerto A o B de manera consecutiva. Esto facilitó enormemente el desarrollo de las funciones de lectura y escritura de los registros. Además se utilizó las pines INTA e INTB en forma separada, para distinguir claramente cuando la interrupción se genera por una acción sobre el panel frontal o cuando proviene de una entrada aislada; esto ocurrirá con un estado alto de estos pines.

Con respecto a las salidas, por disposición del diseño de PCB, se configuraron como salidas activas, permitiendo colocar un estado alto o bajo según se requiera. En el caso de las entradas, se configuraron con resistencias de pull-up internas en el caso de la matriz de pulsadores, evitando la necesidad de colocar unas externas en el diseño; para las entradas aisladas se utilizaron resistencias externas de pull-up y pull-down según el caso para asegurar perfectamente la saturación del optoacoplador.

Relay Se dispuso una salida a relay para la externalización de un estado de emergencia. Cada vez que ocurre un consumo excesivo de corriente, una baja tensión en el bus de continúa, una señal externa de emergencia o una temperatura elevada en el circuito de potencia, se activa esta salida la cual estará controlada por el pin GPA1 del MCP23017, como se observa en la figura 60.

Se decidió utilizar un optoacoplador para que el consumo de corriente que genera la bobina del relay, quede suministrada por la fuente externa de la HMI, sin cargar las fuentes de tensión descritas en la primera parte de esta sección. Con la utilización del PC817, se diseñó el circuito de la figura 61, inicialmente sin el transistor Q_3 , BC847. Al momento de realizar los cálculos teóricos, se descubrió que el consumo de corriente que la bobina podría demandar, era superior a la que el optoacoplador podría entregar,

es por eso que se utilizó una configuración Darlington final.

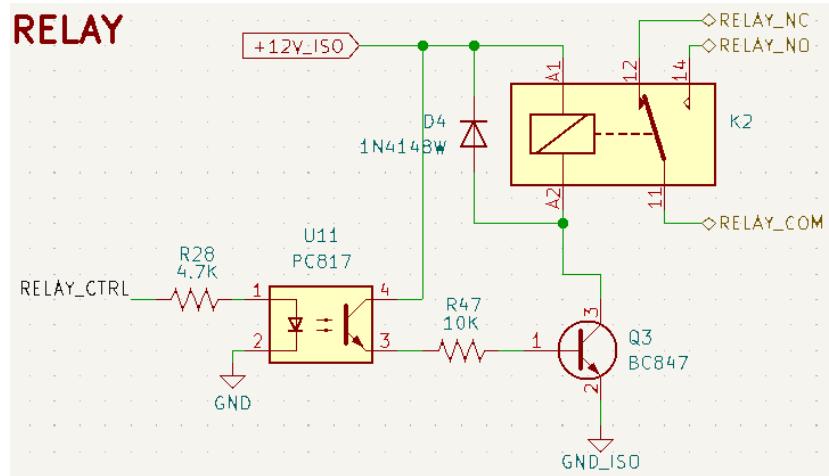


Figura 61: Esquema de la matriz de pulsadores.

Finalmente, la disposición del PCB, queda como se muestra en la figura 62 y figura 63.

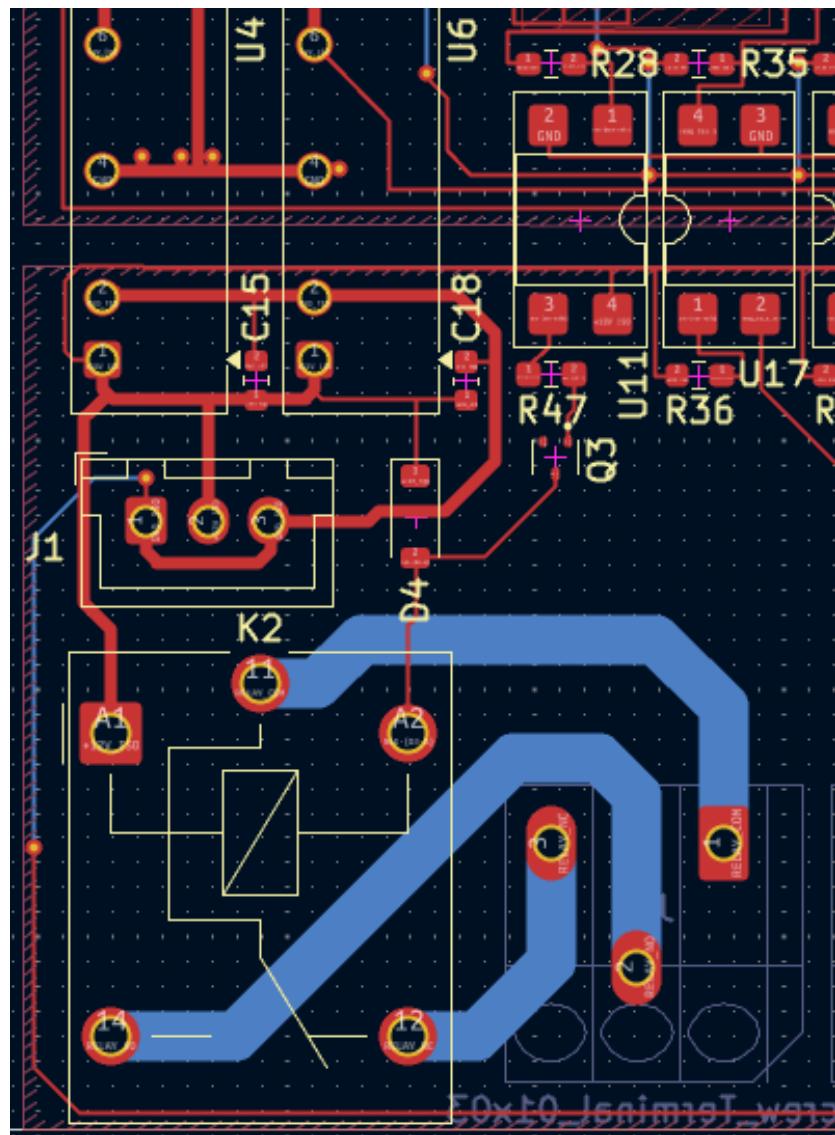


Figura 62: Diseño del control del relay 2D.

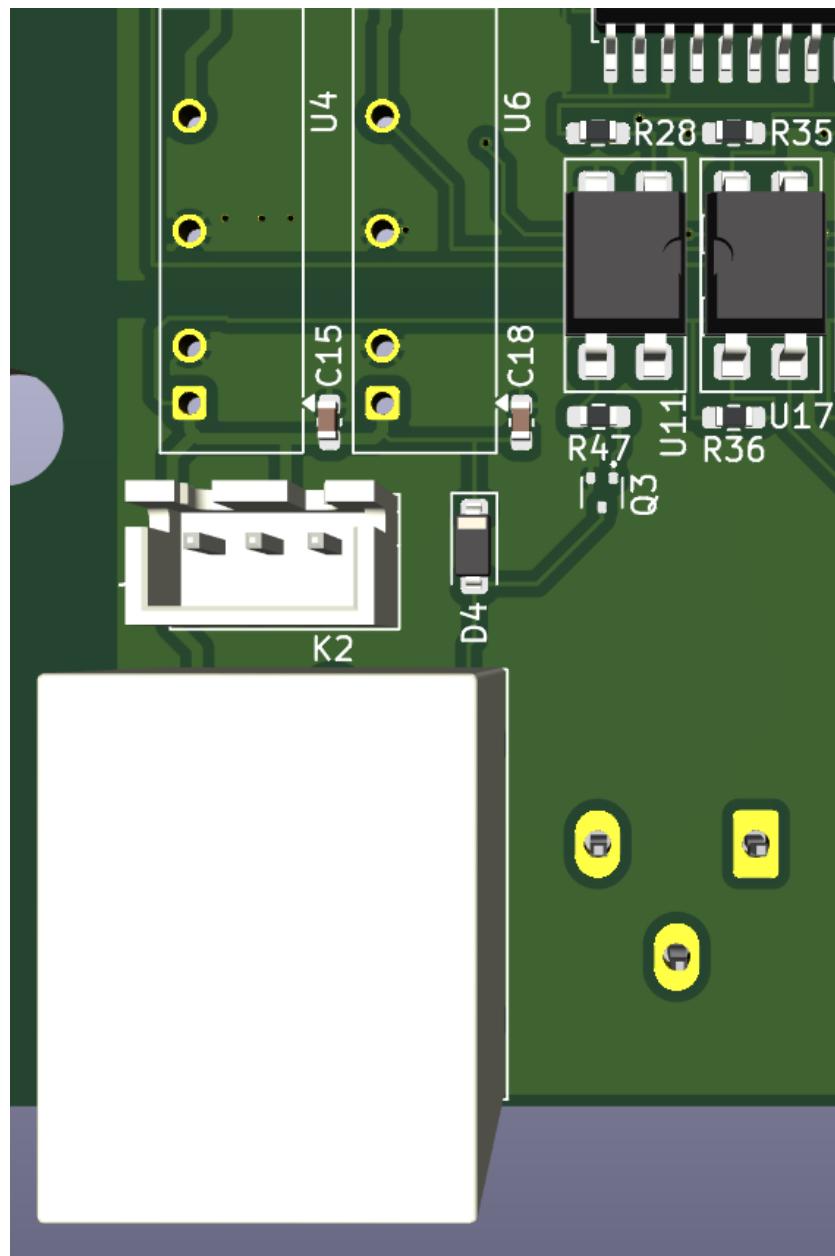


Figura 63: Diseño del control del relay 3D.

Además, se puede observar que la bornera de salida queda montada sobre la cara opuesta ya que esto permitirá una mejor disposición final, evitando la interferencia del relay contra el frente de gabinete, sin tener que extender demasiado el PCB. Esto se ve claramente en el render de la figura 64.

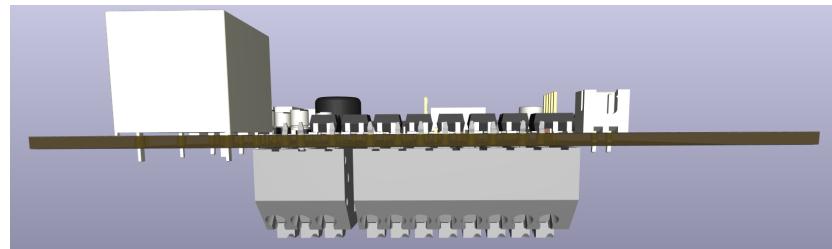


Figura 64: Disposición de las borneras con respecto al resto del PCB.

Buzzer El buzzer será una herramienta que, en caso de haber tenido una pulsada en el panel frontal, se envía un evento a una tarea llamada MCP23017_buzzer_control para que el buzzer suene y el usuario entienda que su pulsada fue registrada.

El diseño es sencillo, como se observa en la figura 65, donde el pin GPA0 del MCP23017 controla un transistor BC847 que activa el buzzer piezoelectrónico.

INDICADORES ESP

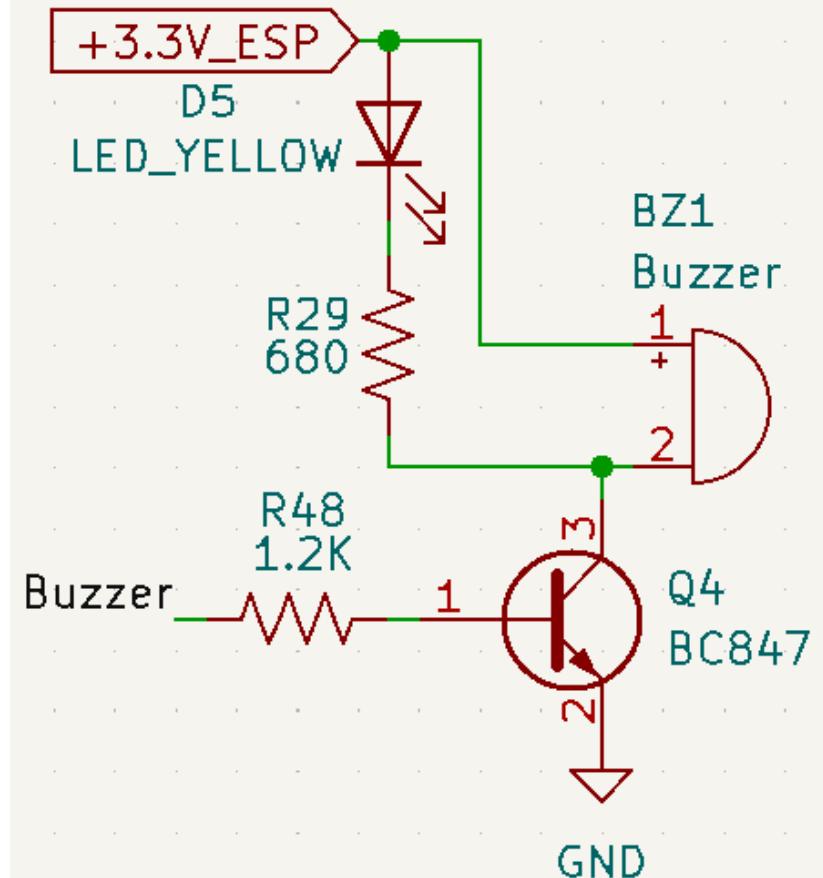


Figura 65: Diseño del controlador del buzzer.

Entradas y salidas aisladas Se disponen entradas aisladas para el arranque, parada, parada de emergencia, cambio de velocidades del motor y termoswitch interno con el objetivo de brindarle al usuario la posibilidad de conectar un controlador o sensorización externa que pueda interactuar con el variador de frecuencia. Además se coloca una salida analógica de 0-10V que representará la frecuencia de operación, donde 0V será 0Hz y 10V será 150Hz.

Cada una de estas entradas y salidas son aisladas con un optoacoplador para evitar que ruidos o picos de tensión puedan dañar los componentes internos del HMI. See diseño un circuito para los controles de motor como los de la figura 66, un circuito para la salida analógica como figura 67 y un circuito para la entrada del termoswitch como figura 68.

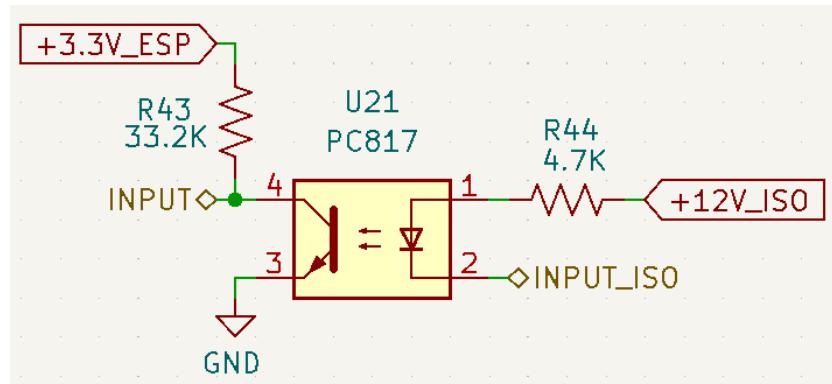


Figura 66: Diseño del controlador de entradas aisladas.

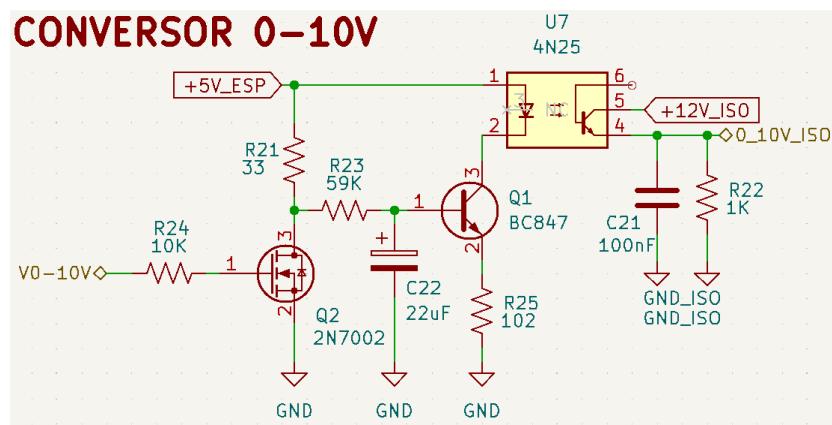


Figura 67: Diseño del controlador de salida analógica aislada.

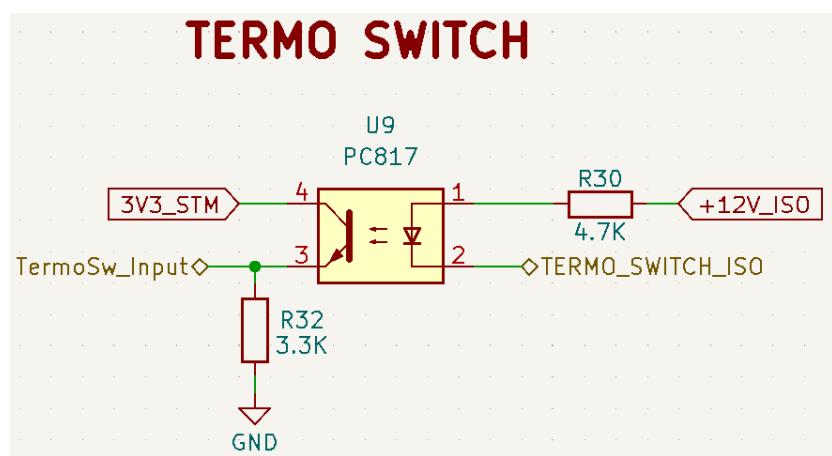


Figura 68: Diseño del controlador de entrada del termoswitch aislada.

Finalmente, la disposición del PCB, queda como se muestra en la figura 69 y

figura 70 donde se pueden observar claramente la línea de optoacopladores y los dos planos de tensión aislados entre si.

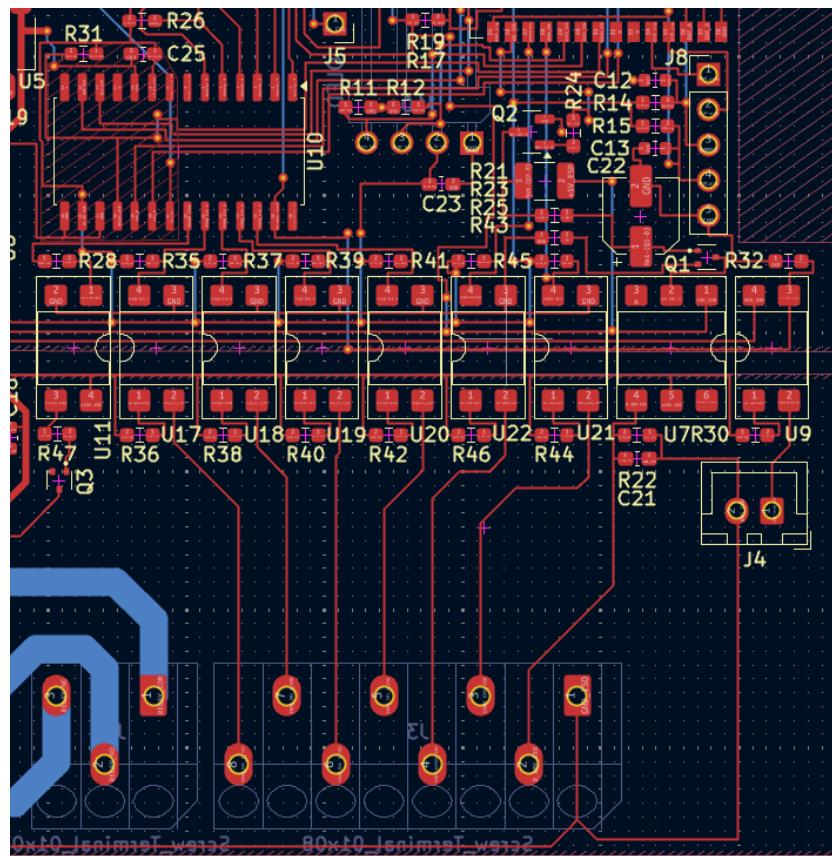


Figura 69: Diseño del controlador de entradas y salidas aisladas PCB.

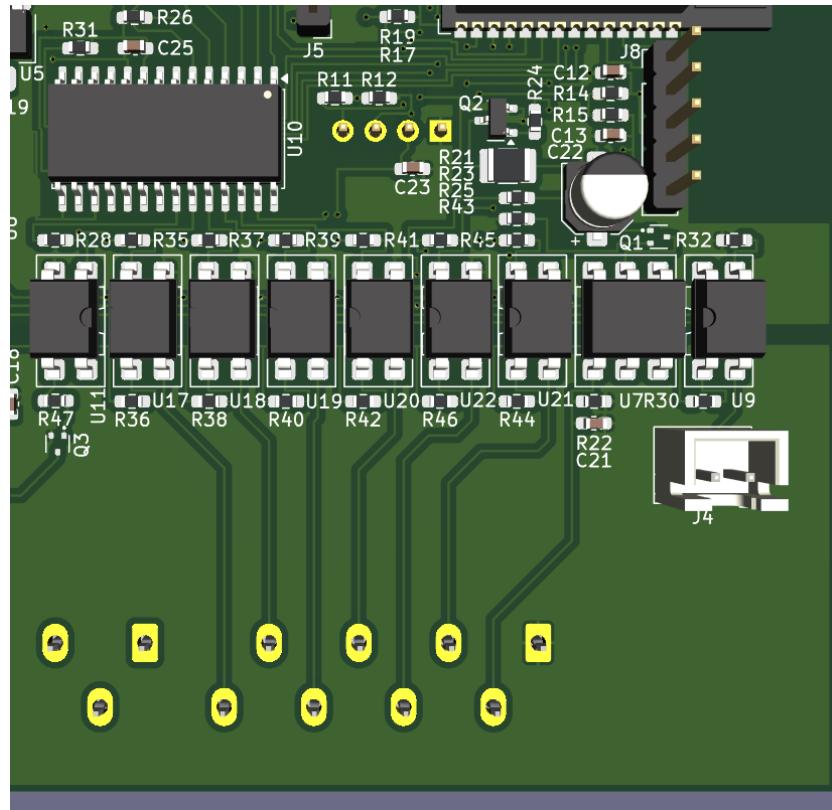


Figura 70: Diseño 3D del controlador de entradas y salidas aisladas PCB.

De la misma manera que el relay, las borneras de entrada y salida quedan montadas sobre la cara opuesta.

El funcionamiento de la salida 0-10V parte de una señal PWM 3.3Vdc máximo generada por el microcontrolador, amplificada por el transistor 2N7002 (Q2), filtrada por el capacitor C22 para excitar al transistor BC847 (Q1) que controlará el led del optoacoplador. Finalmente, con un último filtro pasivo (C21) se obtiene la señal analógica de 0-10Vdc sobre la resistencia de carga R22. Este circuito fue simulado en LTSpice para certificar su correcto funcionamiento, como se observa en la figura 71 y figura 72.

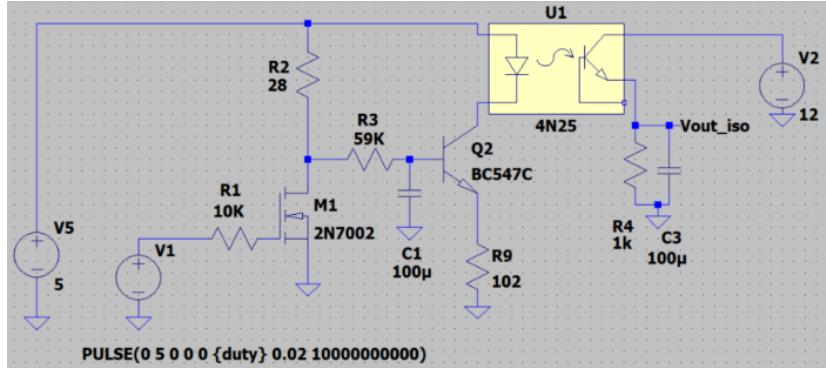


Figura 71: Simulación del controlador de salida analógica aislada.

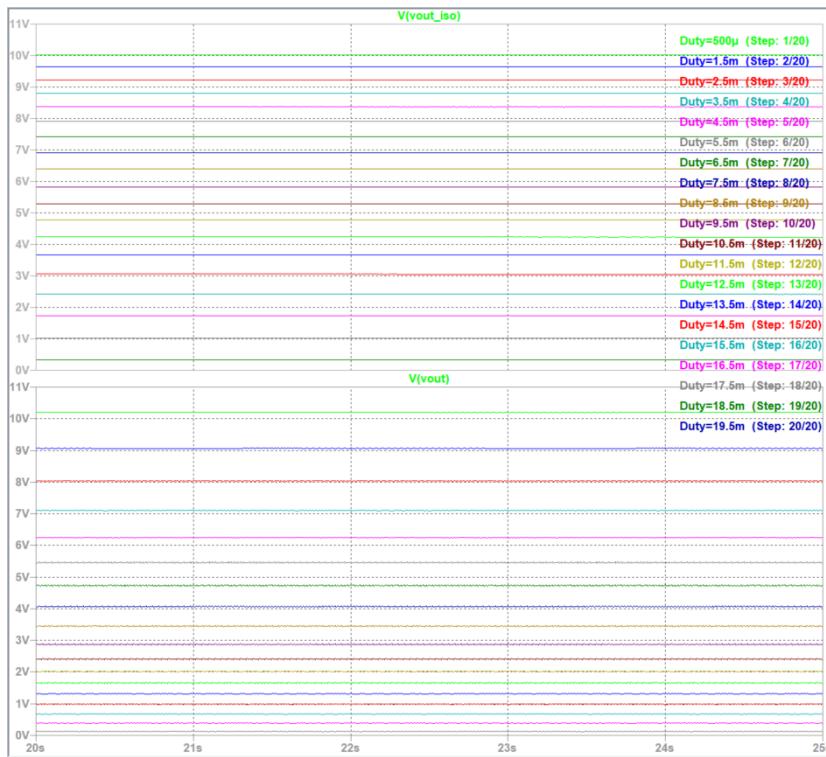


Figura 72: Gráficos de tensión de salida 0-10V.

El detalle importante a tener en cuenta es la corriente que circula por la resistencia R21 que nos obliga a utilizar una resistencia de 1W ya que la disipación de potencia en la misma es de aproximadamente 0,75W.

Botonera Para el panel frontal se dispondrá una matriz de pulsadores de 4x2, donde cada fila y columna se conectarán al MCP23017, quien será el encargado de la lectura de las pulsadas. Estos eventos serán reportados como una interrupción del expansor de GPIO y se reportará al ESP32, en donde se hará la lectura de los puertos y determinación

del estado de los pulsadores. En el diseño original se dispuso de dos resistencias de pull-up, una por cada fila, sin embargo no fueron montadas y se configuró las salidas del controlador de pines de esa misma manera, generando un ahorro en la disposición de las resistencias R26 y R27, algo que podrá observarse en la figura 73.

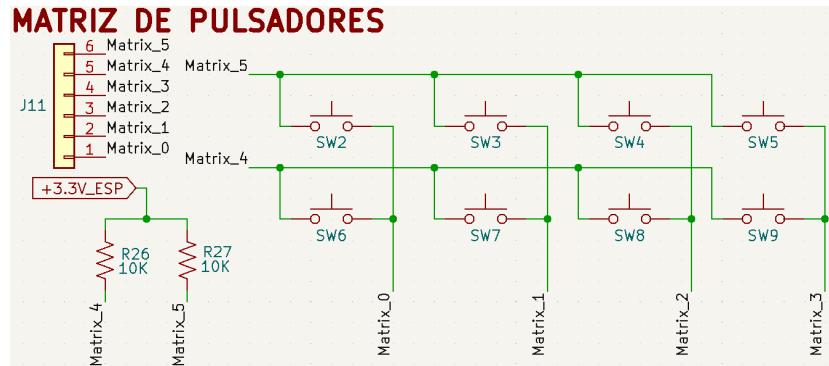


Figura 73: Esquema de la matriz de pulsadores.

Inicialmente la placa de la HMI fue pensada con la botonera montada sobre la misma PCB, pero por cuestiones de diseño del gabinete final, se dispuso que quede en una placa diferente, con un conector que comunique ambas placas. El diseño de la PCB de la botonera es el que se muestra en la figura 74 y figura 75.

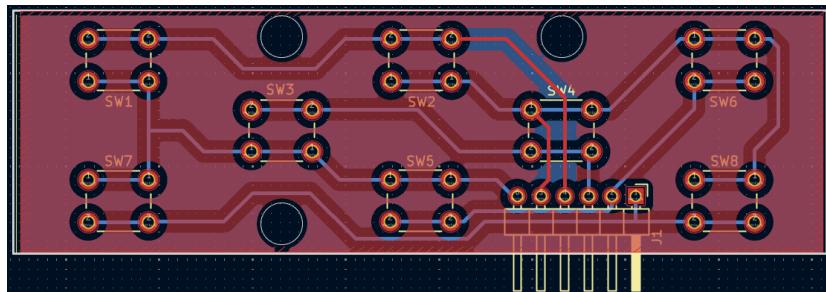


Figura 74: Diseño PCB de la botonera.

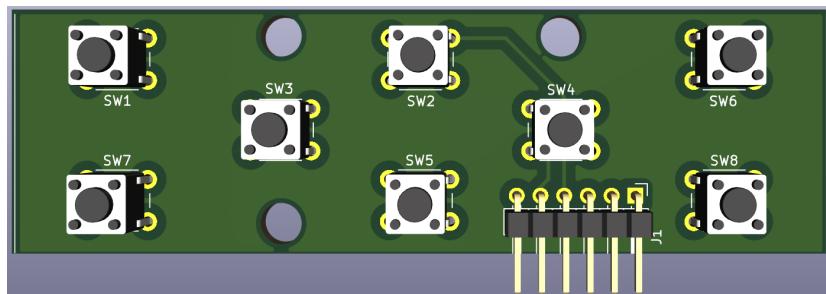


Figura 75: Diseño 3D de la botonera.

Al momento de pulsar un botón, el MCP23017 generará un interrupción por el pin

INTB, leído por el ESP32 y generando una interrupción. La tarea *GPIO_interrupt_attendance_task* recibe el tipo de evento, interpreta su origen y se envía a si mismo otro evento con el tipo de botón presionado. Luego de 50mS de anti rebote, se lee nuevamente el estado de los pines para certificar que el estado de las entradas se mantenga en la misma condición y se envía el evento final a la cola de eventos del display o sistema según corresponda.

El control de las salidas de la matriz de pulsadores está a cargo de una tarea local llamada *MCP23017_keyboard_control* que alterna el estado alto en las dos filas de la matriz, excepto cuando registra que alguna de las columnas está en estado bajo, signo que delata que hay un botón pulsado. Esta tarea no toma ninguna decisión sobre la lectura, para eso está la *GPIO_interrupt_attendance_task* mencionada anteriormente.

3.4. Modulación

La implementación de la modulación se realizó en un microcontrolador STM32, cuya capacidad de procesamiento y conjunto de periféricos resultan adecuados para ejecutar el esquema de modulación requerido.

Timer 3 La modulación SVM exige la generación de señales PWM centradas. Para ello se configuró el Timer 3 de manera tal que el contador ascienda y descienda, efectuando comparaciones en ambos sentidos para que, además, permita definir tres valores de comparación asociados a t_1 , t_2 , t_0 y un valor adicional para la recarga. Cada comparación genera una interrupción interna mediante la cual se actualizan los pines de conmutación correspondientes. La frecuencia de operación del Timer 3 se fijó en $2,5kHz$.

Timer 2 En paralelo, el Timer 2 opera a una frecuencia mayor y es el encargado de calcular los valores de conmutación para el siguiente ciclo. Con el fin de reducir el tiempo de cómputo, se aplicó una aproximación que introduce un error despreciable respecto de las expresiones exactas, las cuales incluyen funciones trigonométricas (seno y coseno) donde el error introducido puede observarse en la figura 76. A partir de las ecuaciones de los tiempos previamente definidas, se calcularon los valores correspondientes a incrementos de 1° , convirtiéndolos luego a la cantidad de ticks del microcontrolador necesarios para la actualización siguiente. Sobre estos datos se aplicó una regresión lineal, obteniéndose los coeficientes lineales e independientes utilizados en tiempo real

$$tick_1 = M [A_1 * \alpha + B_1]$$

$$tick_2 = M [A_2 * \alpha + B_2]$$

$$tick_0 = 255 - tick_1 - tick_2$$

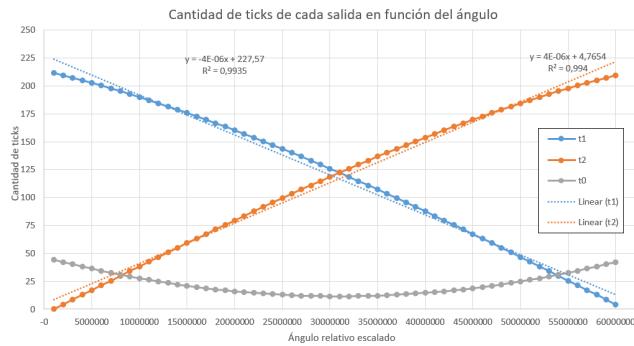


Figura 76: Curvas y aproximaciones de los tiempos de comutación t_1 , t_2 y t_0 .

Los valores de ángulos y velocidades se escalaron por un factor de 10^6 , permitiendo realizar todas las operaciones utilizando enteros y minimizando errores significativos por truncamiento.

3.5. Montaje y disipación térmica

Para el montaje del equipo se modeló la carcasa utilizando el software SolidWorks, una herramienta especializada en diseño 3D que permitió definir con precisión la geometría, los alojamientos internos y los puntos de fijación. La carcasa se pensó para ser impresa en plástico y posee el espacio necesario para alojar todas las placas electrónicas, garantizando un ensamblaje mecánico estable y seguro.

La estructura incorpora insertos metálicos embutidos en el material plástico, permitiendo fijar las PCBs mediante tornillería M4. Esto asegura una sujeción rígida, repetitiva y confiable, evitando el desgaste del plástico ante sucesivos montajes y desmontajes. Las dimensiones finales del dispositivo son de 108mm de ancho, 272mm de largo y 110mm de alto.

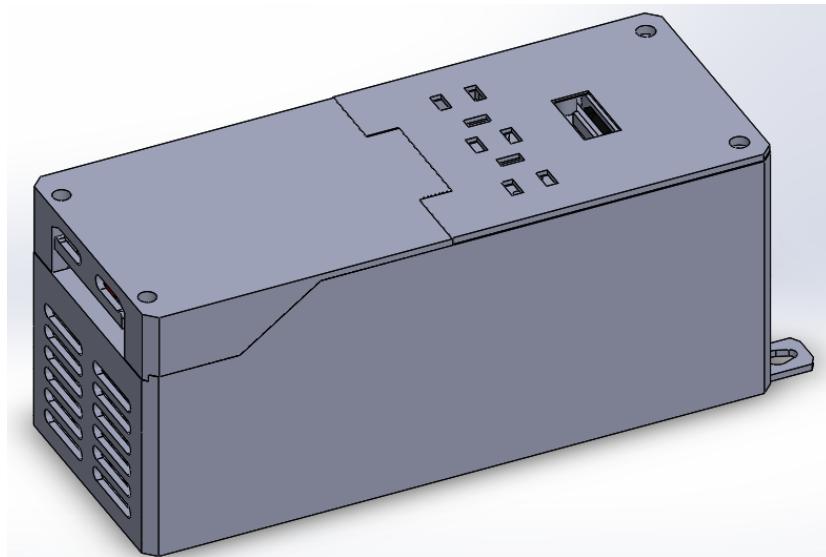


Figura 77: Perspectiva del dispositivo completo.

En las figuras 77 y 78 se ve que en la cara frontal del equipo se ubicó un display junto con botones que conforman la interfaz HMI, permitiendo realizar la configuración del sistema. En la parte inferior se dispuso una tapa deslizable que brinda acceso directo a las borneras de conexión, utilizadas tanto para la alimentación como para las entradas y salidas digitales y analógicas.

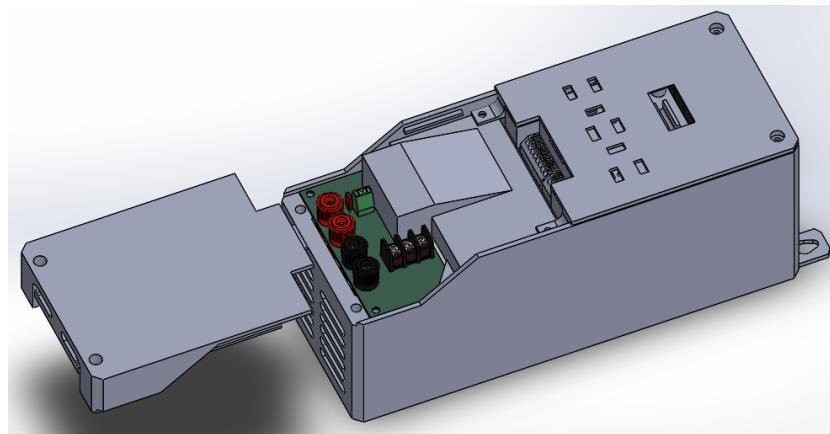


Figura 78: Perspectiva del equipo con la tapa inferior removida, mostrando las borneras de conexión.

La figura 79 ilustra al componente principal del montaje es el cuerpo como una única pieza estructural sobre la cual se fijan todas las PCBs, los disipadores de potencia y el ventilador del sistema de refrigeración forzada ubicado en su parte inferior.

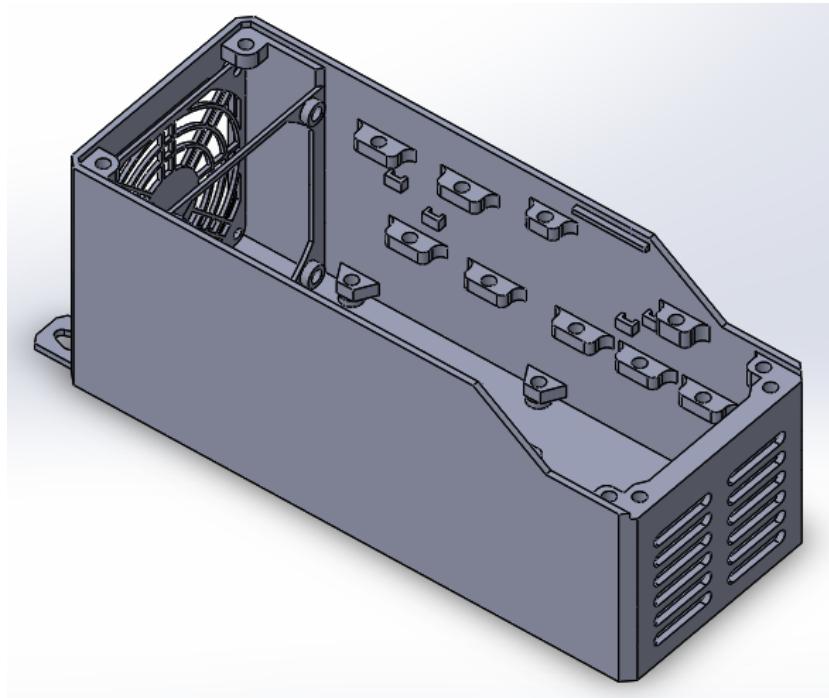


Figura 79: Perspectiva del cuerpo del dispositivo.

El ventilador queda alojado como se observa en la figura 80, generando un flujo de aire longitudinal que atravesará al equipo de extremo a extremo. Este flujo estará orientado de forma tal que recorra directamente las zonas de mayor generación térmica, manteniendo los componentes dentro de un régimen adecuado incluso bajo cargas continuas. Esta estrategia de refrigeración forzada es fundamental para garantizar la confiabilidad del hardware de potencia.

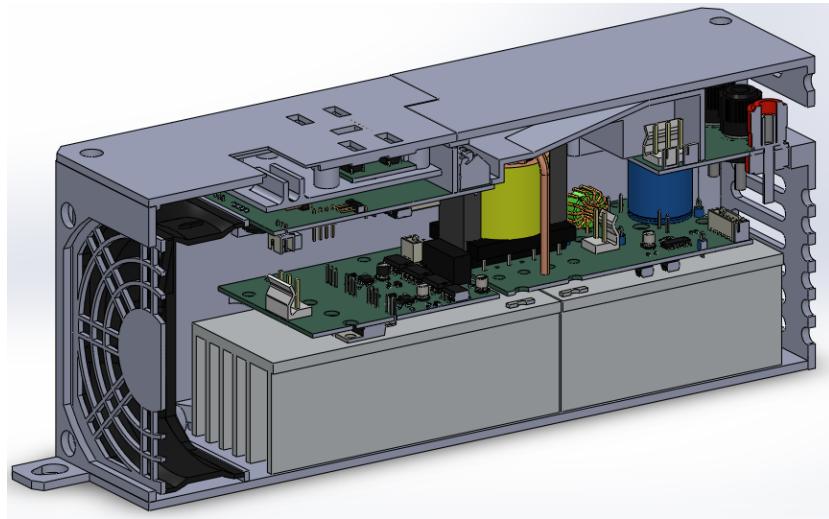


Figura 80: Corte longitudinal del equipo, mostrando la disposición de los componentes respecto al flujo de aire.

Se muestra en la figura 81 que los transistores de potencia se montan sobre dos disipadores independientes, separados mediante un aislante. En el primer disipador se instalan los transistores del inversor junto con dos correspondientes al conversor, mientras que en el segundo se montan los dos transistores restantes del inversor. Esta distribución permite fijar los dispositivos directamente sobre el aluminio sin utilizar láminas aislantes, evitando el incremento de la resistencia térmica y favoreciendo una disipación más eficiente. Cabe destacar que los transistores del inversor poseen encapsulado aislado, lo que permite su montaje conjunto en un mismo disipador sin riesgo eléctrico.

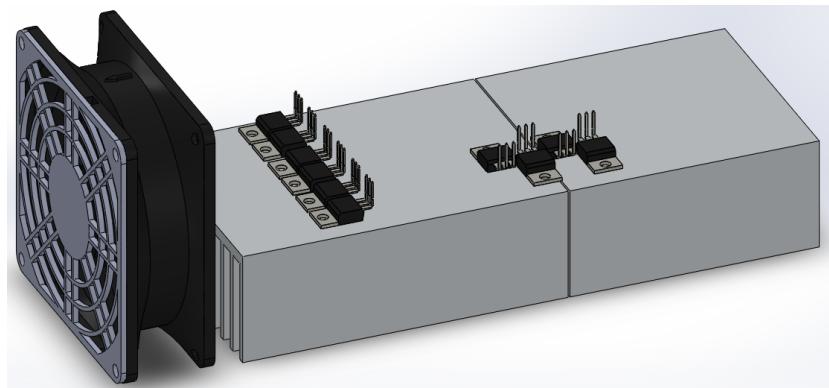


Figura 81: Perspectiva de transistores montados sobre ambos disipadores.

El diseño final resulta compacto, robusto y con una gestión térmica adecuada a las exigencias del sistema, permitiendo un funcionamiento seguro, estable y confiable del equipo en condiciones reales de operación.

4. Ensayos y Verificación

4.1. Introducción

En esta sección se presentan los ensayos experimentales realizados sobre el variador de frecuencia desarrollado. El objetivo de estas pruebas es verificar el correcto funcionamiento del dispositivo en condiciones reales de operación, evaluar su respuesta ante distintas cargas y frecuencias, y garantizar que los parámetros eléctricos se mantengan dentro de límites seguros.

Los ensayos permitieron comprobar tanto el desempeño del conversor, como el comportamiento del inversor, en esto se involucra la conmutación de los MOSFET, la modulación (SVM) implementada y el programa de control.

4.2. Ensayo funcional

El primer ensayo consistió en verificar el funcionamiento general del variador de frecuencia (VFD). Para ello, se conectó el motor trifásico al inversor y se alimentó la etapa de potencia mediante dos fuentes de 12V repartiendo la carga. Adicionalmente, se utilizó una tercera fuente destinada exclusivamente a la electrónica de control. La configuración del ensayo se muestra en el siguiente diagrama y en la imagen del banco de pruebas.

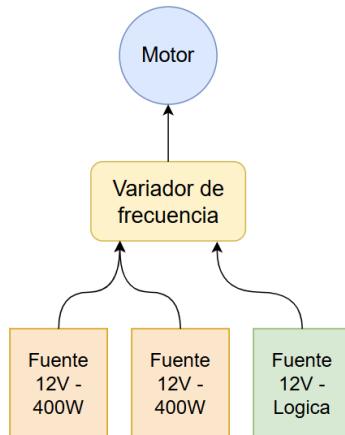


Figura 82: Diagrama de conexión para los ensayos.

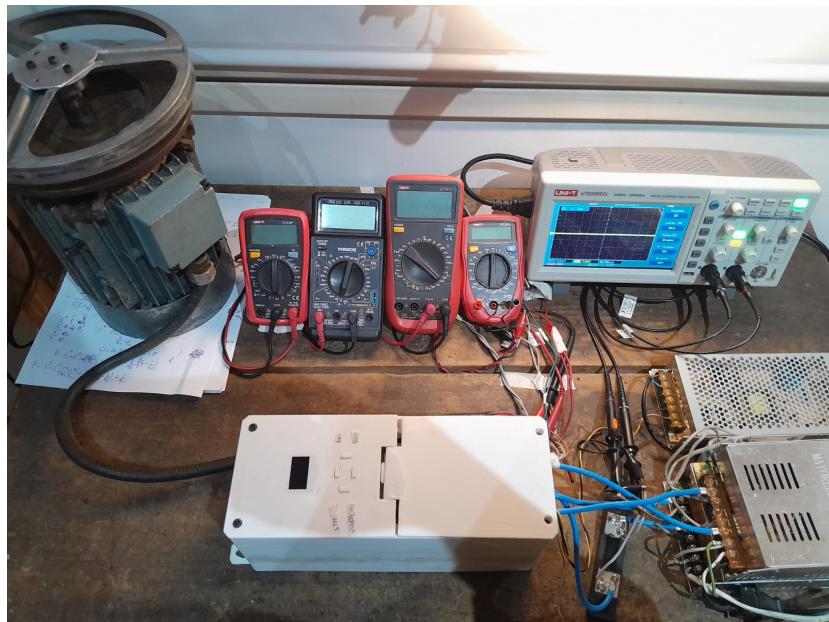


Figura 83: Configuración de mediciones con el motor a la izquierda y las fuentes de alimentación a la derecha.

Una vez energizado el sistema, se evaluó el comportamiento del motor durante las etapas de arranque, detención y régimen permanente, para frecuencias de operación comprendidas entre 10 Hz y 150 Hz. Durante todas las pruebas no se observaron vibraciones ni comportamientos anómalos en el motor, lo que indica que el sistema trifásico generado se encontraba correctamente balanceado y sin fallas de modulación.

También se aplicó carga al motor utilizando el freno dinámico, generando una potencia de salida aproximada de 300W. El motor respondió correctamente bajo estas condiciones, sin presentar inestabilidades ni síntomas de sobrecarga. Sin embargo, el sistema de frenado no permite realizar ensayos prolongados debido a limitaciones propias del mecanismo.

Es importante aclarar que el motor utilizado en la prueba es de 2HP, una potencia significativamente superior. No obstante, siempre que la carga aplicada no supere la potencia nominal, el comportamiento dinámico y eléctrico es representativo, por lo que los resultados obtenidos se consideran válidos para el análisis.



Figura 84: Motor con un sistema de frenado ajustable.

Asimismo, se comprobó el correcto funcionamiento de todas las entradas digitales, incluyendo los botones de comando y el circuito de parada de emergencia, verificando una respuesta inmediata y conforme a lo previsto en el diseño.

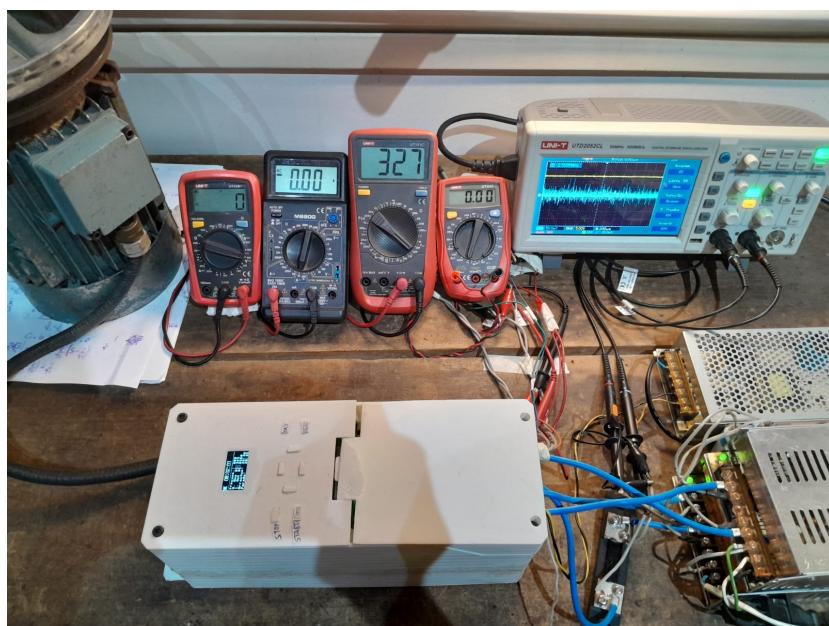


Figura 85: Variador encendido en estado de espera.

4.3. Ensayo de la modulación

Este ensayo tuvo como finalidad verificar el correcto funcionamiento del esquema de modulación por vector espacial (SVM). En primera instancia se evaluó la integridad de las señales generadas por el inversor, comprobando que las formas de onda presentaran la secuencia, el desfase y la calidad esperada sin distorsiones relevantes. Posteriormente, se analizaron parámetros asociados a la modulación, como la simetría de los pulsos y los tiempos de commutación, cuya correcta implementación resulta esencial para evitar la aparición de armónicos y asegurar un funcionamiento estable del motor. Finalmente, se verificó que el índice de modulación respetara la estrategia V/f , garantizando la adecuada relación entre la frecuencia programada y la amplitud de tensión entregada al motor.

4.3.1. Integridad de la señal

En esta sección se evalúa el comportamiento de las formas de onda generadas por el inversor. Utilizando la masa del osciloscopio sobre una de las fases y muestreando las otras dos, se verificó la integridad de la señal entregada. A continuación se muestran mediciones realizadas con una frecuencia de salida de $50Hz$, donde puede observarse el desfase de 60° entre fases característico del sistema trifásico.

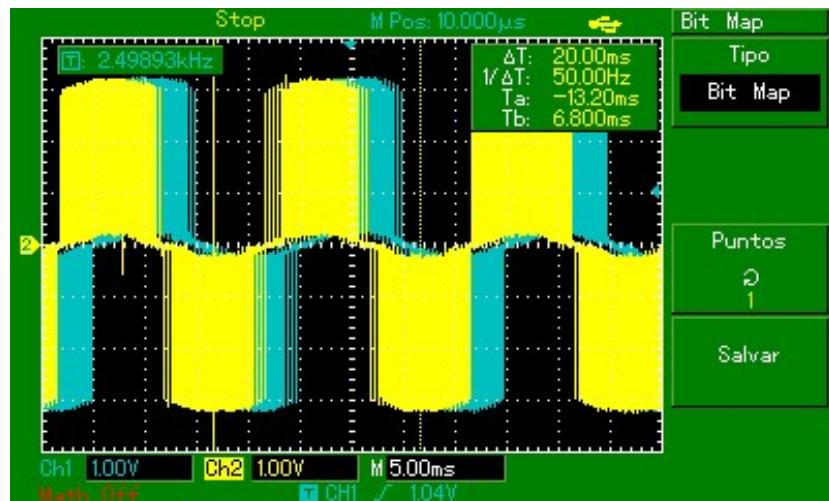


Figura 86: Forma de onda trifásica muestreando solo dos ondas de $50Hz$.

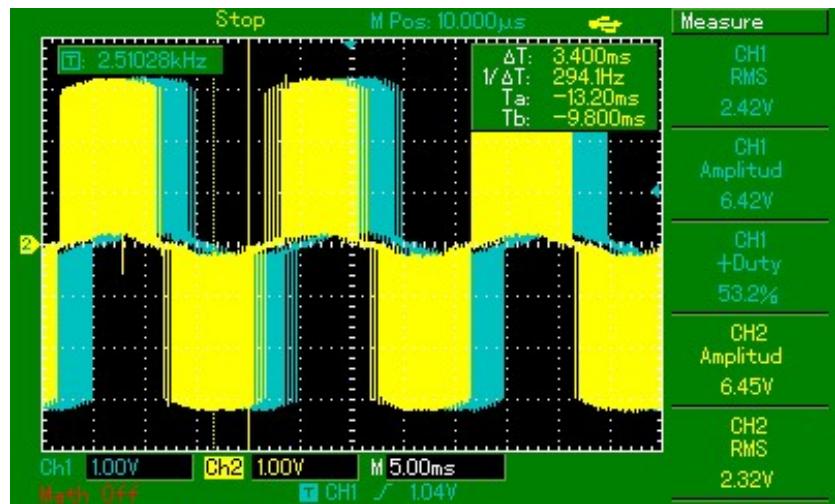


Figura 87: Desfase de 60° entre dos fases medidas.

También se registraron señales a distintas frecuencias para observar el comportamiento general de la modulación.

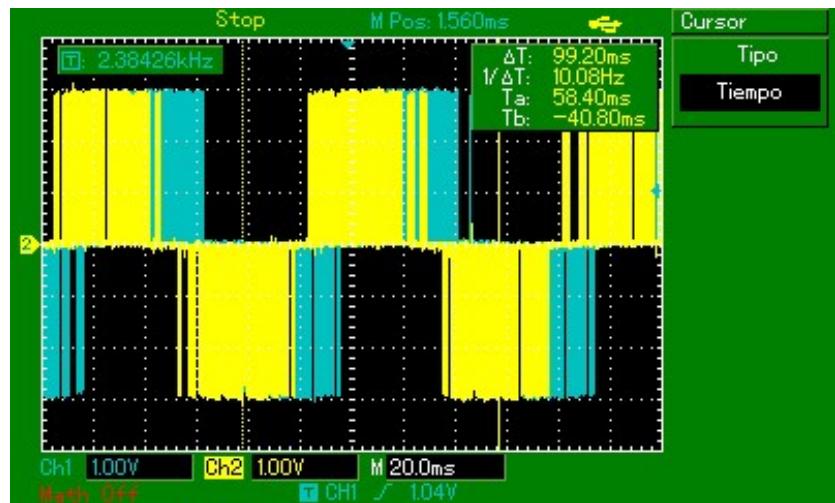


Figura 88: Forma de onda a una frecuencia de 10Hz.

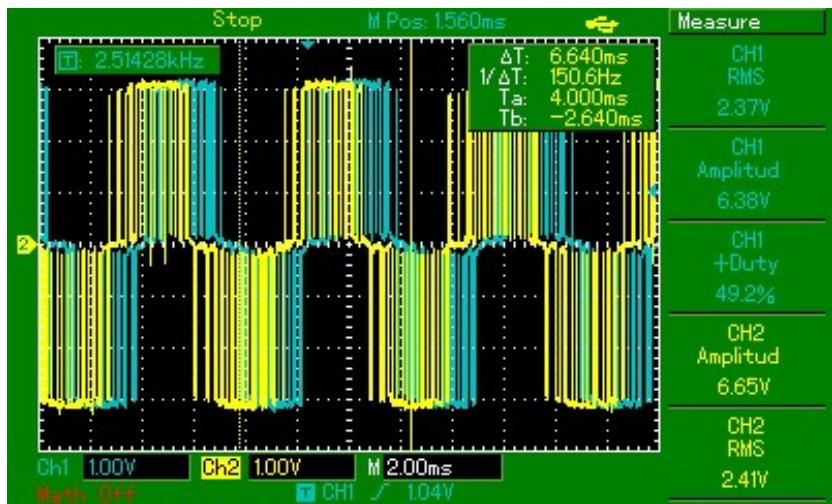


Figura 89: Forma de onda a una frecuencia de 150Hz.

Para un análisis más detallado, se realizó un acercamiento (zoom) sobre los pulsos de modulación.

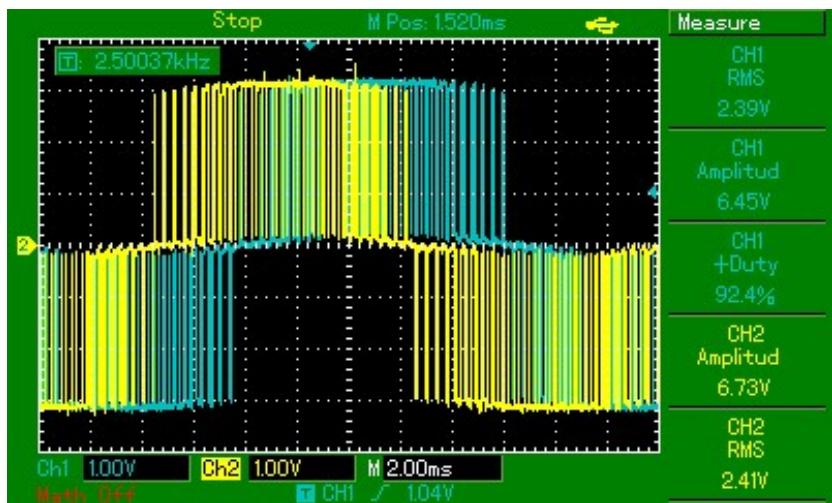


Figura 90: Detalle ampliado de la modulación SVM (vista 1).

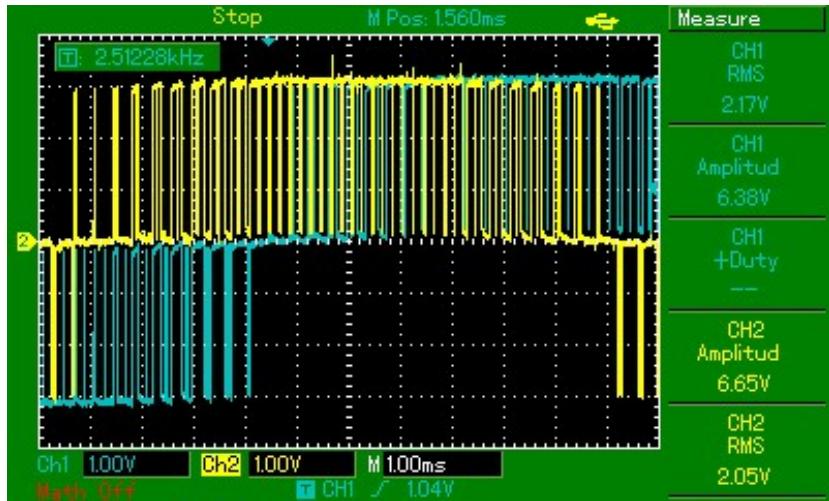


Figura 91: Detalle ampliado de la modulación SVM (vista 2).

4.3.2. Simetría de pulsos

En esta sección se analiza la simetría de los pulsos generados por el esquema SVM, ya que cualquier asimetría podría introducir armónicos no deseados y producir vibraciones o ruidos en el motor. Las siguientes imágenes muestran capturas temporales de los pulsos, evidenciando su correcta simetría.

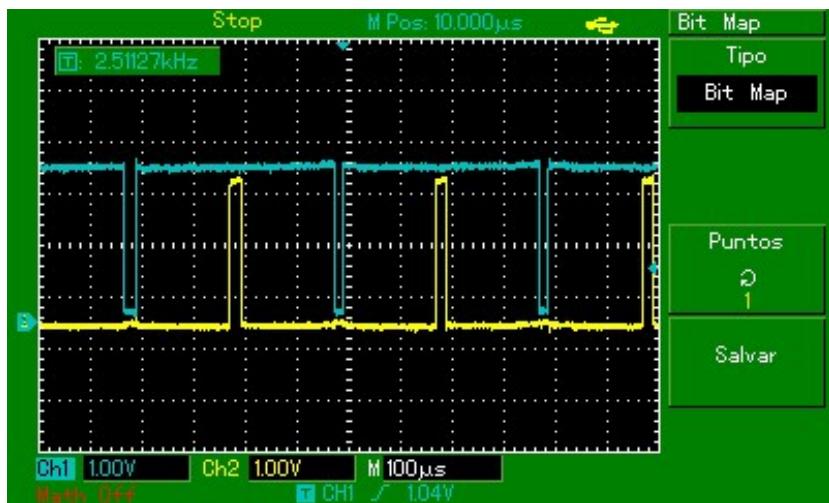


Figura 92: Vista general de los pulsos de modulación generados por el microcontrolador.

En las siguientes figuras se muestran dos mediciones, centradas respecto del pulso de otra fase, donde se observa que no existe diferencia apreciable en los tiempos de conmutación.

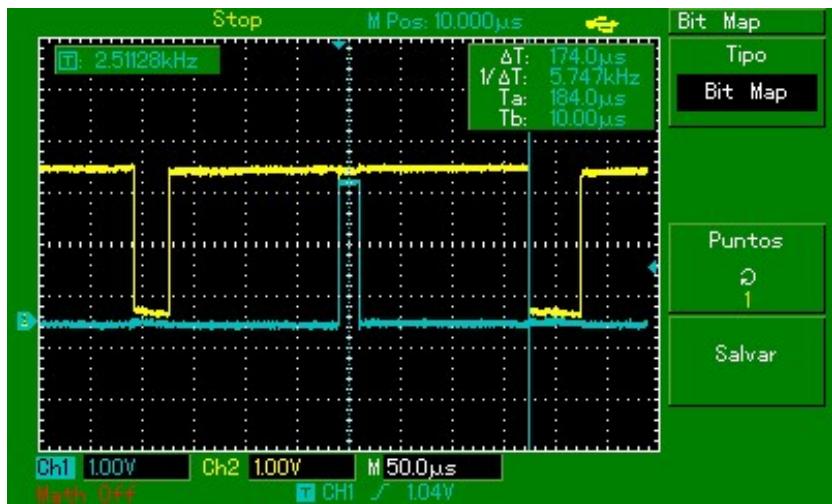


Figura 93: Comparación temporal de pulsos entre dos fases (vista 1).

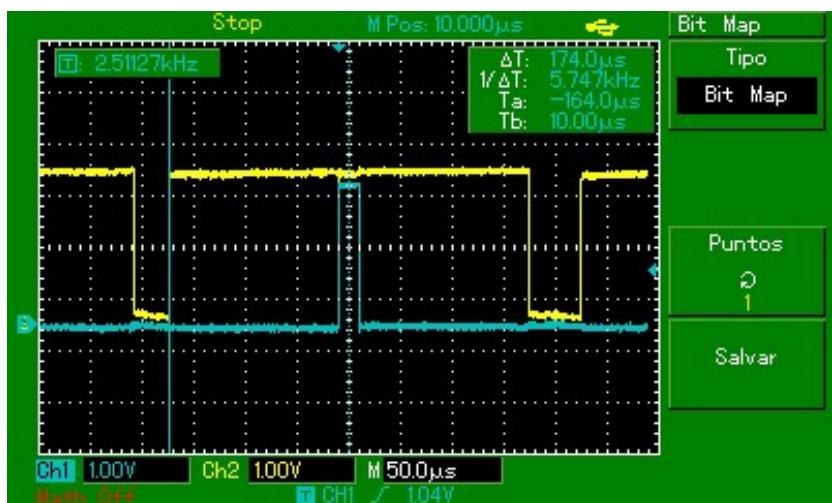


Figura 94: Comparación temporal de pulsos entre dos fases (vista 2).

4.3.3. Índice de modulación

Para verificar la correcta implementación de la estrategia V/f , se evaluó la relación entre la frecuencia programada y la tensión eficaz aplicada al motor. Dado que el motor requiere una tensión proporcional a la frecuencia de operación, este ajuste se logra desde la modulación, reduciendo el ancho de los pulsos conforme disminuye la frecuencia.

Para este ensayo se montó el motor y se configuró el variador a distintas frecuencias fijas. En cada caso se midió la tensión de salida del inversor, registrando el comportamiento del sistema ante variaciones de frecuencia. Las figuras siguientes muestran el montaje experimental y las mediciones obtenidas.

En el ensayo se emplearon cuatro multímetros, destinados a medir:

1. Tensión de linea del inversor.

2. Corriente de fase.
3. Tensión del bus DC.
4. Corriente del bus DC.

A continuación, se muestran imágenes del ensayo en donde se verifica esta relación.

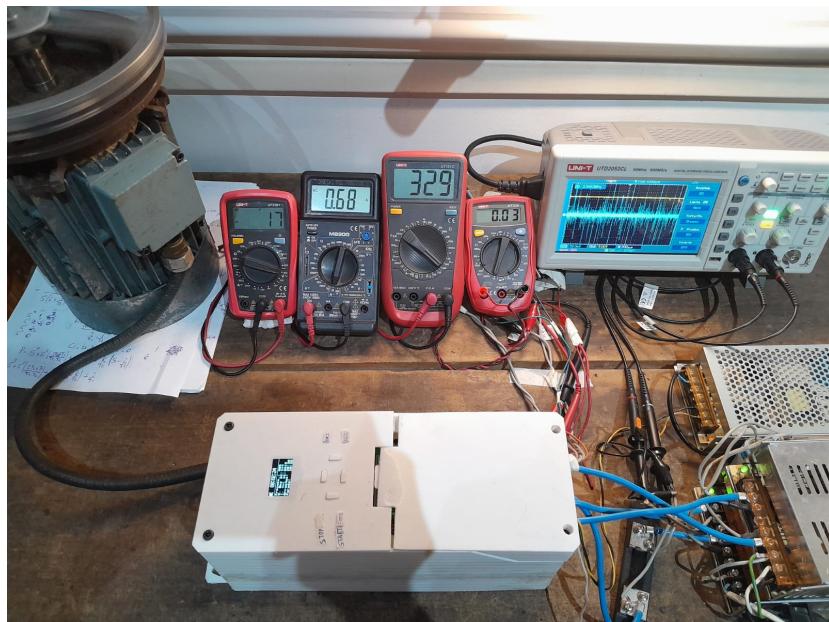


Figura 95: Variador con motor en vacío inyectando una señal de 5Hz.

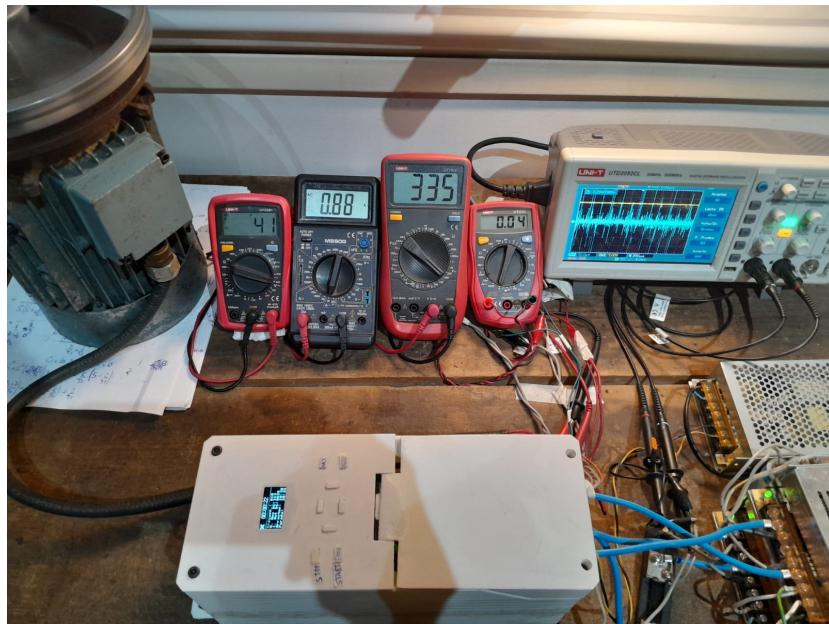


Figura 96: Variador con motor en vacío inyectando una señal de 10Hz .

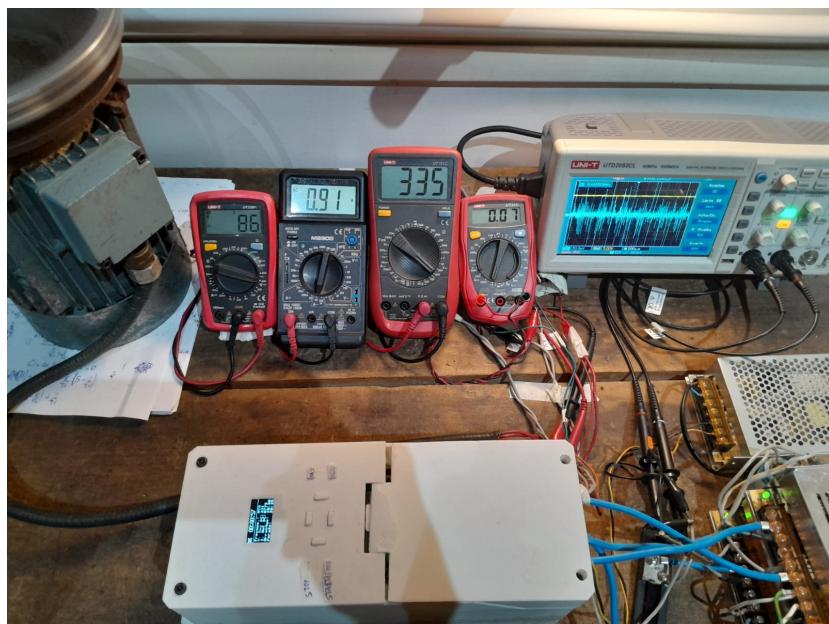


Figura 97: Variador con motor en vacío inyectando una señal de 20Hz .

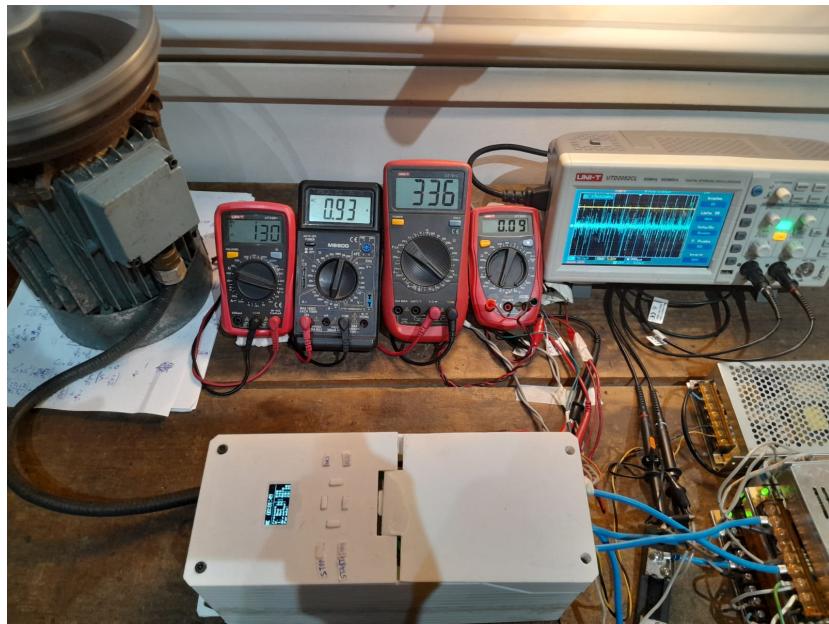


Figura 98: Variador con motor en vacío inyectando una señal de 30Hz .

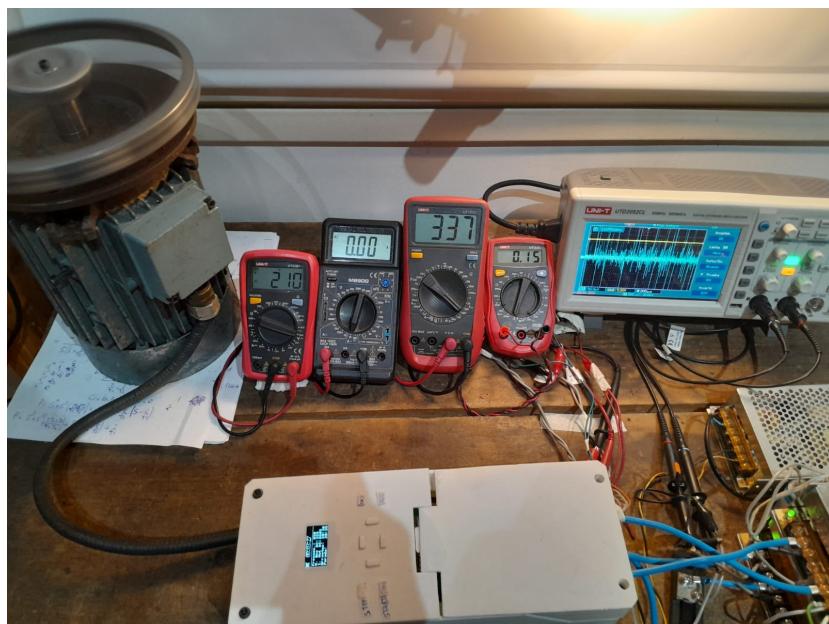


Figura 99: Variador con motor en vacío inyectando una señal de 50Hz .

4.4. Rendimiento

El análisis del rendimiento del sistema se realizó mediante un ensayo dividido en dos etapas. En la primera se evaluó el conversor, donde se midieron las tensiones y

corrientes de entrada, así como el comportamiento del bus DC bajo carga inductiva. En la segunda etapa se analizó el inversor, utilizando una carga resistiva de valor conocido, lo que permitió evaluar únicamente la tensión de línea sin depender de mediciones de corriente.

La separación del ensayo en dos partes se realizó porque las mediciones de corriente en la salida del inversor no arrojaban resultados físicamente coherentes. Esto se relaciona con la naturaleza pulsante de la conmutación PWM, generando valores erróneos. Por tal motivo, las mediciones de corriente fueron descartadas.

Para la medición de la eficiencia se utilizó el motor junto con el freno dinámico, permitiendo evaluar el comportamiento del sistema en dos puntos de carga distintos. De este modo fue posible analizar la respuesta del conversor bajo diferentes demandas de potencia. Durante los ensayos, la frecuencia de salida del inversor se fijó en 50 Hz, asegurando una condición de funcionamiento estable y comparable entre las mediciones realizadas.

4.4.1. Eficiencia del conversor

En una primera instancia se ensayó el conversor bajo una condición de baja potencia de salida. Para medir la corriente de entrada se realizó una medición indirecta utilizando una resistencia de $0,1\Omega$ y observando la caída de tensión sobre la misma mediante el osciloscopio.



Figura 100: Medición con motor en vacío inyectando una señal de 50Hz.

A partir de las mediciones de corriente y tensión de entrada se observa que la tensión de línea se mantiene prácticamente constante, mientras que la corriente presenta una forma de onda de diente de sierra. La frecuencia principal de esta señal es de $2,5\text{kHz}$, coincidiendo con la frecuencia de conmutación asociada a la reposición de energía en el bus DC: cuando la tensión del capacitor disminuye por la demanda del inversor, el conversor incrementa la corriente para restaurar el nivel de tensión.

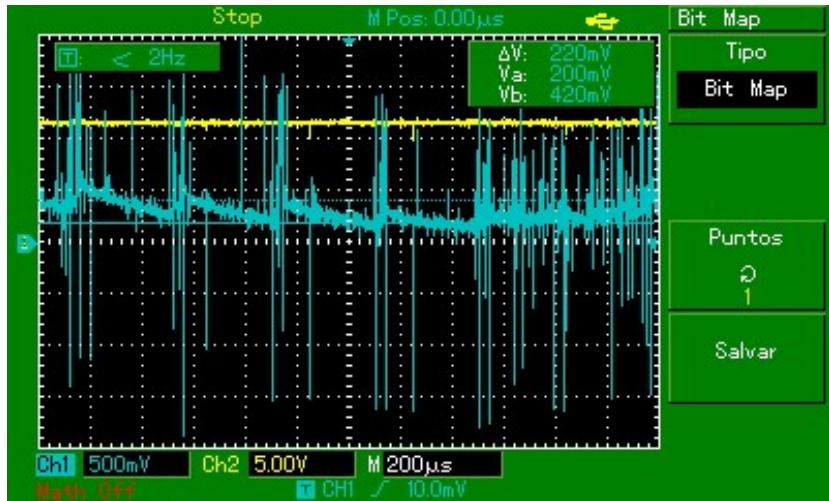


Figura 101: Medición de la tensión en shunt en trazo celeste y tensión de la fuente de alimentación en amarillo.

Las mediciones presentan un nivel elevado de ruido eléctrico, consecuencia tanto de la conmutación del inversor como de la del propio conversor, cuya frecuencia de switching es de aproximadamente $50kHz$. Este ruido dificulta la obtención de mediciones más estables, aunque los valores promedio resultan representativos.

A partir del análisis de la señal se obtiene una corriente RMS de entrada de $2,9A$, lo que permite estimar una potencia de entrada de aproximadamente $66W$. En cuanto al bus DC, se midió una tensión de $336V$ y una corriente cercana a $150mA$, resultando en una potencia de salida de $50,4W$. De este modo, el rendimiento del conversor para esta carga se calcula como

$$\eta_{conversor - 50W} = \frac{P_{out}}{P_{in}} = 0,764$$

Posteriormente se repitió el mismo procedimiento para una carga cercana a $300 W$, lo que permitió evaluar el desempeño del conversor bajo una condición de demanda más elevada. Debido a que la corriente del primario es significativamente mayor, se empleó una resistencia shunt de $1,5m\Omega$.



Figura 102: Medición con motor bajo carga inyectando una señal de 50Hz.

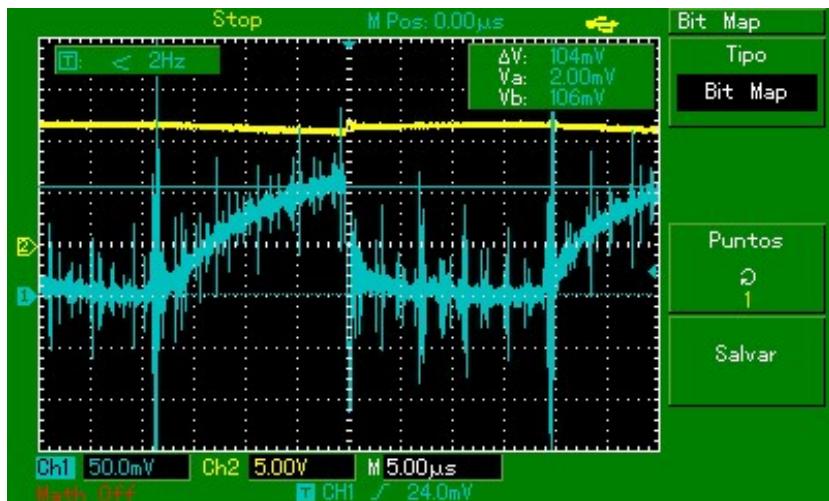


Figura 103: Medición de la tensión en shunt en trazo celeste y tensión de la fuente de alimentación en amarillo.

En este caso se observa que la señal de corriente mantiene la forma de diente de sierra, pero con una frecuencia considerablemente más alta, cercana a los 50kHz, correspondiente a la frecuencia de conmutación del conversor. A partir de estas mediciones se calcula una corriente de entrada de 69,33A, lo que implica una potencia de entrada de 358,8W.

Por su parte, en el bus de continua se mide una tensión de 333V y una corriente de 920mA, obteniéndose así una potencia de 306,53W.

$$\eta_{conversor - 300W} = \frac{P_{out}}{P_{in}} = 0,854$$

Bajo una carga elevada, el conversor muestra un comportamiento más eficiente, lo cual resulta especialmente relevante dado que es en estas condiciones cuando se

produce el mayor consumo de potencia.

4.4.2. Eficiencia del inversor

Dado que no se dispone de una forma confiable de medir la corriente y la tensión a la salida del inversor debido al elevado nivel de ruido y a las mediciones erróneas que este produce. No es posible calcular directamente la potencia de salida, y por lo tanto tampoco el rendimiento. Para resolver esta limitación, se utilizó una carga resistiva pura de valor conocido. Esta carga consume aproximadamente 120W en un sistema trifásico. Con el fin de determinar la potencia exacta, se midió la tensión de línea junto con la potencia entregada por el Bus DC.



Figura 104: Medición del variador con una carga resistiva pura de 120W.

La potencia suministrada por el Bus DC es de 137,17W, calculada a partir de una tensión de 334V y una corriente de 460mA. La potencia de salida medida es de 130,63W, lo que resulta en un rendimiento del 95,2 %.

$$\eta_{inversor - 120W} = \frac{P_{out}}{P_{in}} = 0,9523$$

4.4.3. Rendimiento del variador

El rendimiento total del variador está determinado por la combinación del rendimiento del conversor y del inversor. A partir de los valores, se obtiene un rendimiento de 81,3 %. Si bien este valor es relativamente bajo, se encuentra fuertemente condicionado por el desempeño limitado del conversor, que constituye la principal fuente de pérdidas dentro del sistema.

4.5. Durabilidad

Para garantizar el funcionamiento continuo del sistema, se realizó un ensayo de durabilidad en el cual el variador fue exigido con una carga de 120W durante un período de 30 minutos. Los resultados obtenidos demostraron que el equipo es capaz de soportar sin inconvenientes una carga equivalente a 1/6HP durante intervalos prolongados de operación.

No obstante, durante este ensayo se identificaron limitaciones en la etapa conversora, evidenciadas por un incremento significativo de la temperatura del transformador, la cual alcanzó los 112°C. Este valor representa el límite máximo admisible para garantizar un funcionamiento seguro, debido a la degradación en la aislación del bobinado. Cabe destacar que esta problemática no se encuentra asociada a una deficiencia en el sistema de refrigeración, sino que responde principalmente a un diseño no óptimo del transformador utilizado en la etapa conversora.



Figura 105: Ensayo de durabilidad del dispositivo luego de 26 minutos de operación con una carga de 120W.

Los instrumentos visualizados en la pantalla permiten monitorear las siguientes magnitudes:

- Temperatura del disipador principal.
- Tensión sobre la resistencia shunt del bus DC.
- Tensión del bus DC.
- Tensión alterna eficaz de salida.
- Temperatura del transformador.

5. Conclusiones

A partir del desarrollo realizado, puede concluirse que el proyecto cumple con los objetivos propuestos para un variador de frecuencia trifásico alimentado desde baja

tensión orientado a aplicaciones de potencia moderada. El sistema diseñado permite el control adecuado de un motor trifásico mediante modulación vectorial *SVM*, logrando una generación de tensiones adecuadas, un buen aprovechamiento del bus de continua y un comportamiento estable en régimen permanente.

Desde el punto de vista energético y térmico, el diseño demuestra una capacidad de sobrecarga limitada pero controlada: el variador es capaz de sostener una potencia del orden de 1/3 HP durante intervalos de tiempo reducidos, lo cual resulta adecuado para condiciones transitorias como arranques, picos de par o demandas momentáneas. Sin embargo, para operación continua, el sistema mantiene de forma confiable una potencia de 1/6 HP, nivel en el cual se garantiza el cumplimiento de las restricciones térmicas, eléctricas y de confiabilidad de los componentes utilizados.

Asimismo, la arquitectura adoptada, tanto en la etapa conversora como en la etapa inversora, junto con los programas de modulación y la HMI desarrollada, permite un funcionamiento robusto y repetible, acorde con un prototipo funcional. En este sentido, el proyecto establece una base sólida para futuras iteraciones orientadas a incrementar la potencia continua, mejorar la precisión en las mediciones de tensión y corriente del bus de continua, e implementar estrategias de control más avanzadas, como el control de par.

En conclusión, el variador desarrollado cumple con las características establecidas en el alcance del proyecto, satisfaciendo los requisitos funcionales y operativos definidos, y evidenciando un equilibrio adecuado entre simplicidad de implementación, nivel de desempeño alcanzado y las limitaciones inherentes a un sistema de baja potencia y bajo costo.

6. Bibliografía

- Anant S. Kamath. (2019, septiembre). *Isolation in AC Motor Drives: Understanding the IEC 61800-5-1 Safety Standard*. <https://www.ti.com/lit/fs/slyy080a/slyy080a.pdf?ts=1766024898674>
- Ayman Y. Yousef. (2015, 1 de mayo). *Space vector pulse width modulation technique*. Consultado el 20 de mayo de 2025, desde https://e2e.ti.com/cfs-file/_key/communityserver-discussions-components-files/171/SpaceVectorPulseWidthModulationTechnique.pdf
- Firuz Zare, Gerard Ledwich and Keith Hoffman. (s.f.). *PHYSICAL STRUCTURE OF A PLANAR BUSBAR FOR MULTILEVEL CONVERTER*. https://www.researchgate.net/publication/228407256_PHYSICAL_STRUCTURE_OF_A_PLANAR_BUSBAR_FOR_MULTILEVEL_CONVERTER
- FLoriani, J. C. (2010). *Fuentes conmutadas - Análisis y diseño*. Universitas.
- Geoff Walker and Gerard Ledwich. (s.f.). *AN ISOLATED MOSFET GATE DRIVER*. https://www.researchgate.net/publication/228542350_An_isolated_MOSFET_gate_driver
- Grzegorz Sieklucki, Sylwester Sobieraj, Józef Gromba and Raluca-Elena Necula. (s.f.). *Analysis and Approximation of THD and Torque Ripple of Induction Motor for SVPWM Control of VSI*. <https://doi.org/10.20944/preprints202305.1934.v1>
- Keliang Zhou and Danwei Wang. (2002). *Relationship Between Space-Vector Modulation and Three-Phase Carrier-Based PWM: A Comprehensive Analysis*. <https://doi.org/10.2780046/02>
- Mª Pilar Germán Velázquez. (2015, 19 de noviembre). *Diseño de rectificador regenerativo a red para recuperación de energía en ascensores*. Consultado el 9 de diciembre de 2025, desde <https://zaguan.unizar.es/record/48544/files/TAZ-TFG-2015-3730.pdf?version=1>
- Martín Pantaleo. (2007, 2 de marzo). *Conceptos sobre Fuentes Conmutadas*. Consultado el 9 de diciembre de 2025, desde <https://catedra.ing.unlp.edu.ar/electrotecnia/conpot/Documentos/M2.MonografiaConvertidorCCCC.pdf>
- ONSEMI. (s.f.). *The TL431 in the Control of Switching Power Supplies*. <https://www.onsemi.com/pub/collateral/tnd381-d.pdf>
- Prarthana Nagle, C.S. Sharma, Manoj Hirani and S. Phulambrikar. (s.f.). *Cascade H-Bridge Multilevel Inverter Fed Induction Motor Drive*. <https://doi.org/10.17148/IJIREICE.2017.5107>
- Qiong Wang, Xuning Zhang, Rolando Burgos, Dushan Boroyevich, Adam White and Mustansir Kheraluwala. (2016). Design and Optimization of a High Performance Isolated Three Phase AC/DC Converter. *2016 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*. <https://doi.org/10.1109/ECCE.2016.7855009>
- Simon Strobl. (2021, 9 de agosto). *Space vector modulation (svm)*. Consultado el 20 de mayo de 2025, desde <https://imperix.com/doc/implementation/space-vector-modulation>
- Srivatsa Raghunath. (s.f.). *Isolated Multiple Output Flyback Converter Design Using TL494*. https://www.ti.com/lit/an/slva666/slva666.pdf?ts=1765818659869&ref_url=https%253A%252F%252Fwww.google.com%252F
- TI - Digital Control Systems (DCS) Group. (s.f.). *Digital Motor Control*. <https://www.ti.com/lit/ug/spru485a/spru485a.pdf>

- Valenzuela, Simón María. (2024, 4 de diciembre). *Estudio y Desarrollo de un convertidor Push-Pull como elevador de tensión de baterías para Sistemas de Alimentación Ininterrumpida*. Consultado el 9 de diciembre de 2025, desde <https://autoresjidetev.fio.unam.edu.ar/index.php/jidetev/article/view/1032/818>
- Yngve Solbakken. (2017, 1 de mayo). *Space vector pwm: An introduction* [Tutorial]. Consultado el 20 de mayo de 2025, desde <https://www.switchcraft.org/learning/2017/3/15/space-vector-pwm-intro>
- Zhi Zhang, Xiaofeng Yang, Trillion Q. Zheng and Jieping Zhang. (s.f.). *A Passive Soft-Switching Snubber With Energy Active Recovery Circuit for PWM Inverters*. <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2020.2998147>

7. Índice de Figuras y Tablas

Índice de figuras

1.	Esquema de un conversor de topología puente completo.	5
2.	Esquema de un conversor de topología push-pull.	6
3.	Esquema de media mitad del núcleo de ferrita señalando el área de ventana y el área de la sección transversal.	10
4.	Diagrama temporal de transferencia de datos I^2C	18
5.	Condiciones de <i>start</i> y <i>stop</i> I^2C	18
6.	Condiciones de <i>start</i> y <i>stop</i> I^2C	18
7.	Diagrama de conexión SH1106.	19
8.	Esquema teórico de las entradas aisladas optoacopladas.	20
9.	Hexágono con los ocho vectores básicos.	22
10.	Vectores con sus representaciones en el puente H trifásico.	23
11.	Patrón de conmutación de los transistores.	24
12.	Circuito de conexión SPI.	25
13.	Referencias de medidas del transformador.	28
14.	Imagen de transformador del conversor.	28
15.	Diagrama simplificado del conversor push pull.	29
16.	Área de operación segura del IRFB4110.	30
17.	Esquema circuital del conversor para simulación.	31
18.	Simulación de las tensiones de compuerta a fuente de ambos transistores.	31
19.	Simulación de tensión entre drain y source de un transistor de entrada.	32
20.	Simulación de tensión entre drenaje y fuente en trazo verde y corriente de drenaje en trazo azul.	32
21.	Simulación de corriente de drenaje en el permanente.	33
22.	Simulación de tensión sobre la carga en trazo verde y la corriente en la carga en trazo azul.	33
23.	Esquema de controlador totem-pole.	34
24.	Esquema circuital del circuito totem-pole para simulación.	34
25.	Simulación de la tensión de control y la tensión en la compuerta del MOSFET.	35
26.	Simulación del tiempo de subida de la tensión de compuerta frente a la señal de control.	35
27.	Simulación del tiempo de bajada de la tensión de compuerta frente a la señal de control.	36
28.	Esquema de circuito de control del conversor basado en el TL494. . . .	36
29.	Esquema de circuitos complementarios para ajuste y arranque suave. . . .	37
30.	Esquemático de circuito de medición de tensión aislado usando un PC817 y TL431.	38
31.	Esquemático de circuito de medición de corriente usando un ACS712. . . .	38
32.	Vista frontal de la parte inferior de la PCB del conversor.	39
33.	Vista frontal de la parte superior de la PCB del conversor.	40
34.	Vista frontal de la parte superior de la PCB del conversor.	41
35.	Imagen de transformador midiendo la inductancia del primario. . . .	43
36.	Imagen de transformador 1 con puente H.	44
37.	Imagen de transformador 2 con puente H.	44
38.	Imagen de transformador 3 con puente H.	45

39. Imagen de transistores en topología Push Pull.	46
40. Imagen de conversor pushpull con barras de aluminio y transformadores en paralelo.	47
41. Imagen de conversor pushpull realimentado con TL494 y placa de medición.	48
42. Esquema de puente H trifásico completo.	49
43. Área de operación segura del STF24N65M2.	51
44. Esquema básico de implementación del driver IR2104.	52
45. Esquema circuital del circuito de aislación utilizando el optoacoplador 6N135.	53
46. Esquemático del circuito simulado para la conmutación de una pierna del inversor.	53
47. Simulación de tensión sobre la carga en trazo verde y corriente a través de la carga en trazo azul.	54
48. Vista frontal de la PCB del inversor.	55
49. Vista trasera de la PCB del inversor.	55
50. Diagrama de la fuente de alimentación de la etapa de control.	56
51. Diseño PCB de la fuente de alimentación.	57
52. Diseño 3D de la fuente de alimentación.	57
53. Esquema de comunicación entre módulos de código.	59
54. Conexionado de display en PCB.	60
55. Conexionado de display en PCB.	60
56. Mapa de navegación del display.	61
57. Conexionado de display en PCB.	63
58. Máquina de estados del HMI.	65
59. Estructura de mensajes SPI entre ESP32 y STM32.	66
60. Esquema de la matriz de pulsadores.	67
61. Esquema de la matriz de pulsadores.	68
62. Diseño del control del relay 2D.	69
63. Diseño del control del relay 3D.	70
64. Disposición de las borneras con respecto al resto del PCB.	71
65. Diseño del controlador del buzzer.	72
66. Diseño del controlador de entradas aisladas.	73
67. Diseño del controlador de salida analógica aislada.	73
68. Diseño del controlador de entrada del termoswitch aislada.	73
69. Diseño del controlador de entradas y salidas aisladas PCB.	74
70. Diseño 3D del controlador de entradas y salidas aisladas PCB.	75
71. Simulación del controlador de salida analógica aislada.	76
72. Gráficos de tensión de salida 0-10V.	76
73. Esquema de la matriz de pulsadores.	77
74. Diseño PCB de la botonera.	77
75. Diseño 3D de la botonera.	77
76. Curvas y aproximaciones de los tiempos de conmutación t_1 , t_2 y t_0	79
77. Perspectiva del dispositivo completo.	79
78. Perspectiva del equipo con la tapa inferior removida, mostrando las borneras de conexión.	80
79. Perspectiva del cuerpo del dispositivo.	81
80. Corte longitudinal del equipo, mostrando la disposición de los componentes respecto al flujo de aire.	82
81. Perspectiva de transistores montados sobre ambos disipadores.	82

82.	Diagrama de conexión para los ensayos.	83
83.	Configuración de mediciones con el motor a la izquierda y las fuentes de alimentación a la derecha.	84
84.	Motor con un sistema de frenado ajustable.	85
85.	Variador encendido en estado de espera.	85
86.	Forma de onda trifásica muestreando solo dos ondas de $50Hz$	86
87.	Desfase de 60° entre dos fases medidas.	87
88.	Forma de onda a una frecuencia de $10Hz$	87
89.	Forma de onda a una frecuencia de $150Hz$	88
90.	Detalle ampliado de la modulación SVM (vista 1).	88
91.	Detalle ampliado de la modulación SVM (vista 2).	89
92.	Vista general de los pulsos de modulación generados por el microcontrolador.	89
93.	Comparación temporal de pulsos entre dos fases (vista 1).	90
94.	Comparación temporal de pulsos entre dos fases (vista 2).	90
95.	Variador con motor en vacío inyectando una señal de $5Hz$	91
96.	Variador con motor en vacío inyectando una señal de $10Hz$	92
97.	Variador con motor en vacío inyectando una señal de $20Hz$	92
98.	Variador con motor en vacío inyectando una señal de $30Hz$	93
99.	Variador con motor en vacío inyectando una señal de $50Hz$	93
100.	Medición con motor en vacío inyectando una señal de $50Hz$	94
101.	Medición de la tensión en shunt en trazo celeste y tensión de la fuente de alimentación en amarillo.	95
102.	Medición con motor bajo carga inyectando una señal de $50Hz$	96
103.	Medición de la tensión en shunt en trazo celeste y tensión de la fuente de alimentación en amarillo.	96
104.	Medición del variador con una carga resistiva pura de $120W$	97
105.	Ensayo de durabilidad del dispositivo luego de 26 minutos de operación con una carga de $120W$	98
106.	Referencias de medidas del transformador.	107

Índice de cuadros

1.	Comparación entre topologías Push-Pull y Puente Completo (Full-Bridge).	7
2.	Modos de operación SPI	25
3.	Requerimientos mínimos	26
4.	Valores calculados de corrientes	26
5.	Información general del núcleo ETD36	27
6.	Características magnéticas del núcleo ETD36	27
7.	Parámetros geométricos y efectivos del núcleo ETD36	27
8.	Especificaciones técnicas principales del MOSFET de potencia IRFB4110.	30
9.	Especificaciones técnicas principales del MOSFET de potencia STF24N65M2.	50
10.	Tabla de consumos	56
11.	Tabla de consumos	56
12.	Tabla de consumos	57
13.	Información general del núcleo ETD49	106
14.	Características magnéticas del núcleo ETD49	106
15.	Parámetros geométricos y efectivos del núcleo ETD49	106

16.	Lista de componentes 1/3 con sus precios en dólares.	108
17.	Lista de componentes 2/3 con sus precios en dólares.	109
18.	Lista de componentes 3/3 con sus precios en dólares.	110

8. Anexo

8.1. Cálculo de transformador

Para que el variador pueda entregar una potencia continua del orden de 240W, resulta necesario un rediseño del transformador de la etapa conversora. El núcleo utilizado en el prototipo presenta limitaciones térmicas que impiden su operación sostenida a dicha potencia, por lo que se propone el uso de un núcleo de mayores dimensiones. En particular, se seleccionó el modelo *ETD49/25/16-3C94* del fabricante *Ferroxcube*, cuyas características lo hacen adecuado para aplicaciones de conversión de potencia en el rango considerado. A continuación, se detallan sus principales parámetros.

Parámetro	Valor
Aleación	MgZn
Forma	ETD49
Material	N87
Color	Negro

Cuadro 13: Información general del núcleo ETD49

Parámetro	Valor
B_{sat}	320 mT
μ_i (25°C)	1630

Cuadro 14: Características magnéticas del núcleo ETD49

Parámetro	Valor
Largo efectivo l_e	114 mm
Área transversal A_c	211 mm ²
Área ventana A_w	343 mm ²
Volumen efectivo V_e	24100 mm ³
Dimensión A	48.5 mm
Dimensión B	37.9 mm
Dimensión C	24.9 mm
Dimensión D	17.7 mm
Dimensión E	16.7 mm
Dimensión F	16.7 mm

Cuadro 15: Parámetros geométricos y efectivos del núcleo ETD49

Relación de transformación y cálculo de espiras Para el cálculo del número de espiras se adoptó una relación de transformación de 1:40, incorporando un factor de sobre-relación similar al utilizado en el prototipo, aunque levemente inferior. Esta

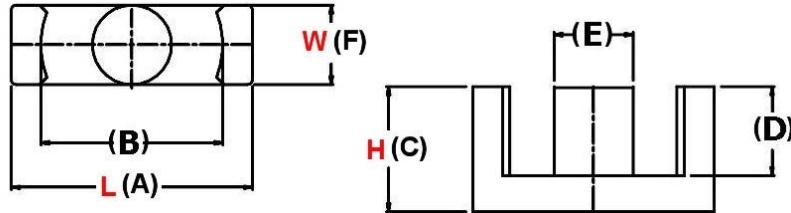


Figura 106: Referencias de medidas del transformador.

relación equivale a un factor aproximado de 1,5, permitiendo alcanzar la tensión de bus requerida con un margen adecuado de regulación.

El devanado primario se diseñó con una configuración de 3 + 3 espiras con toma central, mientras que el devanado secundario está compuesto por un total de 120 espiras.

Sección de conductores En el dimensionamiento de los conductores se mantuvo una densidad de corriente de $3A/mm^2$ para el primario, mientras que en el secundario se adoptó un valor de $5A/mm^2$, acorde a la menor corriente circulante.

Suponiendo una forma de onda cuadrada con un ciclo de trabajo del 45 %, la corriente eficaz del primario resulta de 13,8, A. A partir de este valor se determinaron secciones mínimas de $4,6, mm^2$ para el primario y $0,3, mm^2$ para el secundario. Finalmente, se seleccionaron conductores de $5, mm^2$ para el primario y un doble alambre de $0,4, mm$ de diámetro para el secundario, verificándose que la ocupación de la ventana del núcleo se mantuviera dentro de valores admisibles.

8.2. Costos de proyecto

En esta sección se realiza una estimación del costo total del proyecto. Para ello, se elaboran tres tablas (Tablas 16, 17 y 18) que detallan los costos de los componentes principales, calculados al 20/12/2025 y expresados en dólares estadounidenses.

A partir de esta estimación, se obtiene un costo total de \$59,594 correspondiente a la adquisición de la totalidad de los componentes del sistema.

Adicionalmente, se considera el costo de fabricación de los cuatro circuitos impresos correspondientes a las etapas de conversor, inversor, HMI-microcontrolador e interfaz, con un precio minorista estimado de \$2,8 dólares estadounidenses por el conjunto.

Por último, se estima el costo de la carcasa plástica impresa en 3D. Dicha carcasa presenta un tiempo de impresión aproximado de 40 horas, lo que se traduce en un costo estimado de \$8 dólares estadounidenses.

De este modo, el costo total del proyecto, incluyendo componentes electrónicos, circuitos impresos y carcasa, suma un valor de \$70,3 dólares estadounidenses.

Tipo	Componente	Caract.	Marca	Q	Precio
Transistor	ss8550	SOT-23	FOSAN	4	0,038
Transistor	ss8050	SOT-23	FOSAN	10	0,094
Transistor	IRFP4110	TO220	UMW	4	2,347
Transistor	BC847	SOT-523	DIODES	3	0,114
Transistor	2N7002	SOT-23	VISHAY	1	0,028
Transistor	STF24N65M2	TO-220FPAB	ST	6	5,397
Porta Fusible	PortaFusible		XFCN	2	0,488
Fusible	Fusible 40 A	Blade fuse	Littelfuse	2	0,204
Led	Led Green	0603	XingLight	4	0,018
Led	Led Red	0603	XingLight	1	0,003
Led	Led Yellow	0603	XingLight	1	0,006
Led	Rect Green	2x5x7mm	XingLight	1	0,029
Diodo	Mur860ct	TO-220	Yangzhou	1	0,346
Diodo	Mur860	TO-220	Ruilon	3	1,139
Diodo	mur260	SMB	amsem	2	0,008
Diodo	Zener	bzv55c3v3	LGE	1	0,015
Diodo	ESD	Supresor	Born	1	0,028
Diodo	1N4148	SOD-123	VISHAY	1	0,034
Conector	5.08mm	2P 5.08mm	Boomele	4	0,134
Conector	5.08mm	Female	Boomele	4	0,092
Conector	5.08mm	3P 5.08mm	Boomele	2	0,100
Conector	5.08mm	Female	Boomele	2	0,075
Conector	2.54mm	Male 4P 2.54	Megastar	4	0,037
Conector	2.54mm	Female	Megastar	4	0,025
Conector	2.54mm	Male 2P 2.54	Megastar	8	0,043
Conector	2.54mm	Female	Megastar	8	0,032
Conector	2.54mm	Male 5P 2.54	Megastar	2	0,055
Conector	2.54mm	Female	Megastar	2	0,016
Conector	2.54mm	Male 3P 2.54	Megastar	2	0,017
Conector	2.54mm	Female	Megastar	2	0,012
Bornera	Terminal	3P	dorabo	1	0,371
Bornera	Terminal block	Bornera 2p	Ningbo	1	0,099
Bornera	Spring clamp	3P	MAX	1	0,150

Cuadro 16: Lista de componentes 1/3 con sus precios en dólares.

Tipo	Componente	Caract.	Marca	Q	Precio
Bornera	Spring clamp	8P	MAX	1	0,384
Sensor Hall	SOIC-8	ACS712	Allegro	1	1,145
Opto	DIP-4	pc817	Wuxi	10	0,348
Opto	SOP-8	6n135s	Slkor	6	2,112
Opto	SMD-6P	4N25	onsemi	1	0,918
Integrado	Zener	TL431	guangdong	1	0,035
Integrado	Controlador	TL494	JSMSEMI	1	0,092
Integrado	Mos driver	IR2104	jsmsemi	3	1,322
Integrado	Expansor IO	MCP23017	Microchip	1	1,938
Integrado	USB to serial	CH340	WCH	1	0,532
Fuente	b1205s-2wr2	12-5V	YLPTEC	2	2,871
Fuente	b1212s-2wr3	12-12V	DEXU	1	1,263
LDO	AMS1117	Reg. 3.3V	UMW	3	0,120
Micro		STM32	STM	1	1,087
Micro		ESP32	espressif	1	4,882
Boton tactil	6x6x6mm		shou han	8	0,012
Oscilador		8Mhz	YXC	1	0,201
Oscilador		32.768Khz	EPSON	1	0,192
Capacitor	4700uF - 25V	D16xL25mm	cx	2	0,690
Capacitor	100uF - 400V	D22xL25mm	ncc	1	1,602
Capacitor	22u	SMD D4xL5.4	roqanc	4	0,082
Capacitor	10u	SMD D4xL5.4	roqanc	6	0,127
Capacitor	4.7u	SMD D4xL5.4	roqanc	2	0,042
Capacitor	4.7uF	0603	HRE	2	0,156
Capacitor	1uF - 10V	0603	yageo	2	0,004
Capacitor	100nF	0603	yageo	15	0,036
Capacitor	10nF	0603	yageo	4	0,009
Capacitor	2.2nF	0603	yageo	1	0,003
Capacitor	1nF	0603	yageo	3	0,006
Capacitor	22pF	0603	yageo	2	0,017
Capacitor	20pF	0603	yageo	2	0,017
Capacitor	12pF	0603	yageo	2	0,017
Resistor	1M	0603	VISHAY	1	0,036

Cuadro 17: Lista de componentes 2/3 con sus precios en dólares.

Tipo	Componente	Caract.	Marca	Q	Precio
Resistor	681k	0603	Panasonic	1	0,010
Resistor	511k	0603	yageo	1	0,002
Resistor	220k	0603	Panasonic	6	0,137
Resistor	150k	0603	Panasonic	7	0,161
Resistor	121k	0603	VISHAY	1	0,032
Resistor	59k	0603	BOURNNS	1	0,009
Resistor	33.2k	0603	Yageo	4	0,039
Resistor	10k	0603	yageo	24	0,026
Resistor	4.7K	0603	yageo	2	0,002
Resistor	3.9k	0603	yageo	1	0,001
Resistor	3.3k	0603	VISHAY	1	0,030
Resistor	2.2k	0603	yageo	6	0,007
Resistor	1.2k	0603	yageo	4	0,005
Resistor	1k	0603	yageo	11	0,011
Resistor	680 Ohm	0603	yageo	4	0,005
Resistor	221 Ohm	0603	yageo	1	0,001
Resistor	102 Ohm	0603	VISHAY	1	0,017
Resistor	33 Ohm	1210	yageo	1	0,038
Resistor	10 Ohm	0603	yageo	10	0,027
Pote.	5K	SMD	HDK	2	0,159
Buzzer	2.3Khz		XHXdZ	1	0,188
TestPoint			ronghe	9	0,666
Ring Term.		4.3mm	jidc	4	0,288
Cable+Term	2.54-2P		shou han	1	0,068
Cable+Term	2.54-3P		shou han	1	0,092
Cable+Term	2.54-4P		shou han	1	0,114
Cable+Term	2.54-5P		shou han	1	0,119
Rele	12V		Songle	1	0,295
Ferrita	ETD49/25/16		Ferroxcube	1	2,210
Alambre	EDFLEX 200		IMSA	1	2,000
Cooler	AXIAL 12VDC	92.2X32mm	Same Sky	1	7,020
Display Oled	1.3' 128x64	Sh1106	Orient	1	11,920

Cuadro 18: Lista de componentes 3/3 con sus precios en dólares.