

22.14 - Electrónica IV

TP N°3: Convertidor trifásico *Inverter*

Matías Álvarez
62275
matalvarez@itba.edu.ar

Lucía Ibañez
62488
luibanez@itba.edu.ar

Albertina Galán
61665
agalan@itba.edu.ar

Resumen—Este trabajo presenta el diseño, simulación y puesta en marcha de un inverter trifásico. Se analizan el diseño del controlador mediante simulaciones, y la implementación del circuito.

Index Terms—DC/AC Converter, Inverter, High frequency transformer, Switching Circuit, SPWM Control.

I. INTRODUCCIÓN

En este informe se analiza el diseño, implementación y análisis de un convertidor *Inverter* DC/AC. La [Tabla I](#) contiene las características del circuito convertidor que funcionaron como objetivos para el análisis teórico, las simulaciones y las mediciones.

Cuadro I: Características del convertidor flyback.

| Motor | MOS | IC |
|--------|--------|--------|
| 0,25HP | IRF840 | IR2110 |

La tensión de alimentación del circuito, V_d , es considerada la tensión de línea de Argentina, rectificada ($\approx 310V \pm 20\%$).

II. DISEÑO

A continuación se mostrará el análisis para obtener los valores de los componentes (ver [Figura 1](#)) para cumplir con las características definidas previamente en la [Tabla I](#).

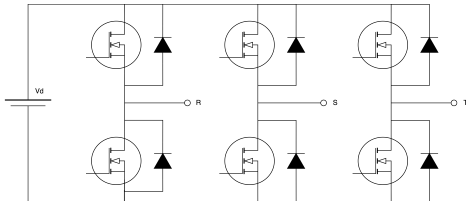


Figura 1: Inverter trifásico.

Para determinar los mejores parámetros para la modulación del inverter, se recurrió a la plataforma de Matlab, utilizando la biblioteca Simscape para armar mediante bloques, en Simulink, el modelo ideal propuesto por Mohan. En la [Figura 2](#) se puede observar el modelo de controlador SPWM implementado.

Se implementó un valor nominal de $m_a = 0,9$ y $m_f = 303$, ya que siendo impar y múltiplo de tres, se eliminan los armónicos pares y los múltiplos de tres. Se verificó el correcto

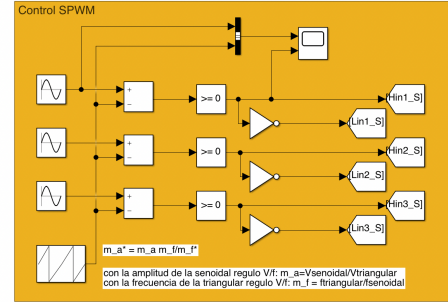


Figura 2: Controlador SPWM.

funcionamiento del circuito utilizando una carga de $R = 20\Omega$ y $L = 1mH$ en cada fase para evitar el desbalance. Se analizó el comportamiento del circuito para distintos valores de m_a y f , manteniendo V/f constante. Los valores nominales propuestos mantienen al control en la zona de regulación lineal y minimizan la mayor cantidad posible los armónicos. De esta forma, se puede regular la velocidad del motor y reducir las vibraciones y calentamiento del mismo.

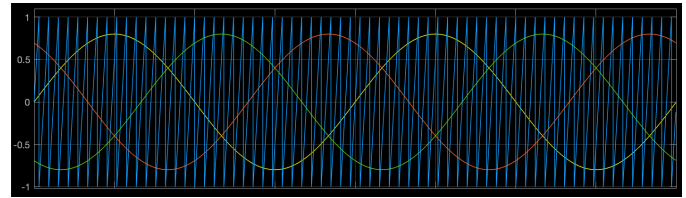


Figura 3: Señales para generar SPWM.

La tensión línea a línea puede describirse como:

$$V_{LL} = \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} \hat{V}_{AN} = \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} m_a \frac{V_d}{2} = 151,87 V_{rms} \quad (1)$$

En la simulación puede apreciarse que V_{LL} alcanza valores cercanos a $138,8V_{RMS}$. Esto se debe a que la carga empleada al simular no es ideal. No obstante, como se establecerá más adelante, los resultados simulados son bastante similares a lo obtenido al medir la placa.

También se implementó otro tipo de modulación: la modulación de onda cuadrada. En ese caso, cada transistor está prendido durante 180° , utilizando un duty cycle del 50 %, y

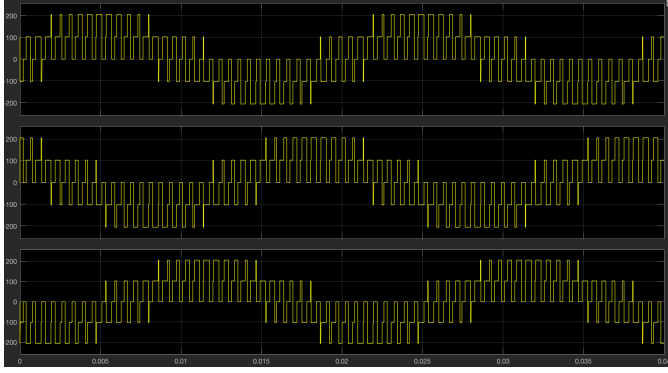


Figura 4: Salida simulada del inverter.

por lo tanto, en cualquier instante, siempre hay tres llaves encendidas. Cuando se usa este tipo de modulación, el *inverter* no puede controlar la amplitud de la tensión AC de salida; se necesita controlar la tensión de entrada V_d para alterar la tensión de salida. El resultado es que la tensión línea a línea ahora se describa como:

$$V_{LL} = \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} \cdot \frac{4}{\pi} \frac{V_d}{2} = 241,71 \text{ V}_{\text{rms}} \quad (2)$$

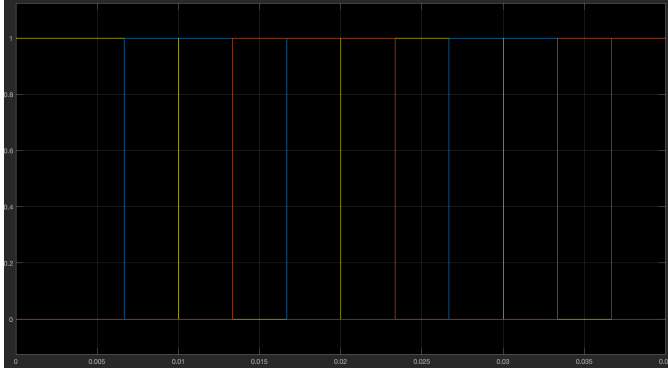


Figura 5: Señales para generar SPWM.

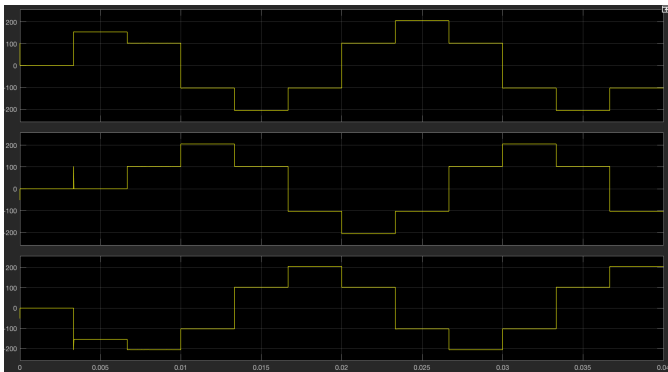


Figura 6: Salida simulada del inverter.

III. SISTEMA DE CONTROL DE DISPARO BASADO EN ESP32

El sistema de control de disparo de las ramas del inversor trifásico fue implementado sobre una placa ESP32. El programa desarrollado permite operar en dos modos: modulación sinusoidal por ancho de pulso (SPWM) y modulación de onda cuadrada, seleccionables mediante una variable de configuración.

Se definen seis pines de salida conectados a los transistores superiores e inferiores de cada rama del inversor: $IH_R, IL_R, IH_S, IL_S, IH_T, IL_T$. El modo SPWM genera tres señales PWM desfasadas 120° entre sí, ajustando tanto la frecuencia fundamental (f_{motor}) como el índice de modulación de amplitud m_a . Por defecto, se emplea una frecuencia nominal de $f_{motor} = 50\text{Hz}$ y $m_a = 0,9$.

La generación de las señales moduladoras se realiza a partir de tres tablas seno (`sineTableA`, `sineTableB`, `sineTableC`) con `TABLE_SIZE = 360` muestras por ciclo. Cada tabla almacena valores de 8 bits, con amplitud entre 0 y 255 escalados según el valor de m_a . La siguiente ecuación se utiliza para llenar las tablas:

$$\text{sineTable}[i] = 127,5 + 127,5 \cdot m_a \cdot \sin(\theta_i) \quad (3)$$

donde θ_i varía uniformemente entre 0 y 2π para cada una de las tres fases, desfasadas en 120° .

El módulo temporizador utiliza interrupciones programadas a una frecuencia de actualización de:

$$f_{\text{timer}} = f_{\text{motor}} \cdot \text{TABLE_SIZE} \quad (4)$$

Para cada interrupción, se escribe un valor PWM en cada una de las seis salidas utilizando los pines PWM del ESP32. El canal superior recibe el valor de la tabla, mientras que el inferior recibe su complemento a 255, generando así las señales requeridas por cada rama del inversor.

En el caso de operación por onda cuadrada, se configura una secuencia de seis pasos conmutados cada $\frac{1}{6f_{motor}}$ segundos, generando la forma escalonada de tensión trifásica. Este tipo de control también es gestionado por una interrupción temporizada, conmutando los estados de las ramas de forma cíclica para mantener las relaciones de fase adecuadas.

Finalmente, se incluye una interfaz serial para recibir comandos que permiten modificar dinámicamente la frecuencia de salida. Si el valor ingresado es válido, el sistema recalcula m_a y regenera las tablas seno, ajustando también el temporizador para mantener la correcta sincronización, y lograr mantener la relación $\frac{V}{f}$ constante para el motor.

IV. IMPLEMENTACIÓN

IV-A. PCB

Una vez diseñado el circuito y ensayado el controlador, se implementó el circuito impreso para el inverter, como se puede ver en la [Figura 7](#).




images/PCB_3d.png

Figura 7: PCB implementado.

IV-B. Análisis de corrientes

En la Figura 8 se puede observar los lazos de corriente prioritarios del inverter. Se intentó que los lazos de alta frecuencia fueran lo más pequeños posibles, para minimizar los efectos de componentes parásitos y lograr un mejor funcionamiento del circuito.



images/PCB_Routeo.jpg

Figura 8: Lazos de corriente en el PCB.

IV-C. Método de puesta en marcha

Para probar el circuito, se conecta la entrada (V_d) a un Variac apagado y con la salida en cero. El Variac se conecta a la red eléctrica a través de un transformador de aislamiento, para aislar la tierra de la red de la del circuito. Con todos los conectores correctamente colocados, se mide el gate y el

drain de los MOS mediante un punta $\times 10$ para verificar el funcionamiento del circuito. Lentamente se aumenta la tensión del Variac, verificando que no se presenten fallas.

V. MEDICIONES

En esta sección se detallan las mediciones realizadas sobre el convertidor *Flyback*, las cuales fueron cruciales para caracterizar su comportamiento en condiciones reales de operación. Si bien los cálculos iniciales proyectaban una frecuencia de conmutación $f_{sw} = 100$ kHz, las pruebas experimentales revelaron que la frecuencia operativa final del convertidor se estableció en aproximadamente $f_{sw} = 70$ kHz gracias a imperfecciones en los componentes utilizados, elementos parásitos y error en el integrado. Resulta importante mencionar que, mientras se logró que el circuito funcione de manera similar a la calculada, y logrando los resultados de diseño pedido, no se logró implementar la funcionalidad de *house-keeping* con éxito. Se probó con diversas combinaciones de componentes pero no se logró que el circuito encendiera automáticamente sin una alimentación externa para el integrado. No obstante, los resultados fueron similares a los esperados en el resto de los aspectos del funcionamiento.

VI. CONCLUSIONES

El éxito que significó el funcionamiento del *inverter* se debe en gran medida a la atención al detalle en su diseño y a la exhaustiva investigación sobre su implementación. Desde la minuciosa elección de componentes para asegurarse de que se pudieran soportar las tensiones y corrientes en el circuito, la verificación de conexión de los integrados, y hasta la ubicación de las pistas de la placa para evitar lazos grandes de alta frecuencia, se aprendió mediante simulaciones y consultas la mejor manera de conseguir el objetivo propuesto. Luego de haber hecho los cálculos pertinentes y de haber conseguido la información correspondiente, se logró implementar en un PCB un convertidor trifásico DC-AC ajustable a las especificaciones propuestas. De especial interés resultan las mediciones presentes en este informe para verificar el cumplimiento de los requerimientos.

REFERENCIAS

- [1] Mohan, N., Undeland, T. M., & Robbins, W. P. (2003). Power electronics: Converters, applications, and design (3era ed.). Hoboken, NJ: John Wiley & Sons.
- [2] ON Semiconductor. (s.f.). MUR160 - 1.0 A, 600 V Ultrafast Rectifier [Datasheet]. <https://www.onsemi.com/pdf/datasheet/mur160-d.pdf>
- [3] International Rectifier. (s.f.). IRF180 - N-Channel Power MOSFET [Datasheet]. <https://www.vishay.com/docs/91046/91046.pdf>
- [4] DC Components. (s.f.). W10M - 1.5 A, 1000 V Bridge Rectifier [Datasheet]. <https://datasheetspdf.com/pdf/1425953/DC/W10M>
- [5] International Rectifier. (s.f.). IR2110C - High and Low Side Driver [Datasheet]. Recuperado de <https://datasheet.octopart.com/IR2110C-International-Rectifier-datasheet-10898534.pdf>
- [6] MIT - Massachusetts Institute of Technology. (s.f.). High Frequency Floating Drive Circuit for Power MOSFETs. Recuperado de https://web.mit.edu/6.131/www/document/float_drive.pdf

VII. ANEXO

images/altium_sch.png

Figura 10: Esquemático del PCB implementado.