

**CENTRO DE INVESTIGACIÓN CIENTÍFICA Y DE EDUCACIÓN
SUPERIOR DE ENSENADA, BAJA CALIFORNIA**



**PROGRAMA DE POSGRADO EN CIENCIAS
EN ELECTRÓNICA Y TELECOMUNICACIONES**

**Diseño y construcción de un microinversor experimental
conectado a la red eléctrica**

Tesis

para cubrir parcialmente los requisitos necesarios para obtener el grado de
Maestro en ciencias

Presenta:

Gabriel Echeagaray Collantes

Ensenada, Baja California, México

2014

Tesis defendida por
Gabriel Echeagaray Collantes
y aprobada por el siguiente comité

Dr. Rodger Evans
Director del comité

M. C. Ricardo Francisco Núñez Pérez
Miembro del comité

Dr. Enrique Mitrani Abenchuchan
Miembro del comité

Dr. Enrique Gómez Treviño
Miembro del comité

Dr. César Cruz Hernández
Coordinador del programa de posgrado
en electrónica y telecomunicaciones

Dr. Jesús Favela Vara
Director de estudios de posgrado

agosto, 2014

Resumen de la tesis de **Gabriel Echeagaray Collantes**, presenta como requisito parcial para la obtención del grado de Maestro en Ciencias en Electrónica y Telecomunicaciones con orientación en Instrumentación y Control.

Diseño y construcción de un microinversor experimental conectado a la red eléctrica

Resumen aprobado por:

Dr. Rodger Evans
Director de tesis

Se construyó un prototipo de un microinversor para conectarlo a la red eléctrica y hacer pruebas del funcionamiento del control para mantener su corriente de salida en una amplitud deseada. Se diseñaron, simularon y construyeron los subsistemas que conforman al microinversor: sincronización, desfasamiento, control y PWM.

La comparación de los resultados experimentales con los de la simulación mostró una gran correlación entre el prototipo construido y los subsistemas. También se realizó un experimento para observar que se cumpla con el factor de potencia, la distorsión armónica total y otras características de la norma CFE G0100-04 ("Interconexión a la red eléctrica de baja tensión de sistemas fotovoltaicos con capacidad hasta 30 KW").

Palabras claves: **Microinversor, subsistemas, sincronización, desfasamiento, control, PWM, factor de potencia, distorsión armónica total.**

Abstract of the thesis presented by **Gabriel Echeagaray Collantes**, as a partial requirement to obtain the Master in Science degree in Electronic and Telecommunications with orientation in Instrumentation and Control.

Diseño y construcción de un microinversor experimental conectado a la red eléctrica

Abstract approved by:

Dr. Rodger Evans
Thesis director

This thesis outlines the design, construction and testing of a grid-tied microinverter. The inverter's operation was verified by its ability to maintain the output current to a desired amplitude. We designed, simulated and build the subsystems that made up the microinverter, these included the synchronization, phase shift, control and PWM subsystems.

The comparison of the experimental and the simulation results gave a strong correlation between the two; when done both for the individual subsystems and the inverter as a whole. Experimental results gave a power factor, total harmonic distortion and other characteristics in accordance with the CFE G0100-04 standard ("Interconnection to the low voltage grid photovoltaic systems with capacity up to 30 KW".)

Keywords: Microinverter, subsystems, synchronization, phase shift, control, PWM, power factor, total harmonic distortion.

Dedicatorias

A mi madre:

Mireya Collantes porque sin ella nada hubiera sido posible.

A mi esposa:

Anela Sánchez por ser la luz de mi vida.

Agradecimientos

A mi esposa Anela Sánchez por su gran apoyo al terminar el primer año de tesis.

A mi familia por su gran apoyo en esta etapa de mi vida.

A mi director de tesis Rodger Evans por confiar en que terminaría este trabajo a pesar de que algunas personas no creían lo mismo.

En forma especial al instructor Ricardo Núñez por sus consejos y un gran apoyo para la realización de mi maestría.

A mis compañeros y amigos Karen Andrea Soto, Anela Sánchez, Giovani Cabral y Gonzalo Nicolás por su gran amistad y todos los momentos compartidos en estos tres años.

A CICESE y a CONACyT.

Contenido

Resumen en español	i
Resumen en inglés.....	ii
Dedicatorias.....	iii
Agradecimientos	iv
Lista de figuras.....	vii
Lista de tablas	x
1. Capítulo 1. Introducción	1
1.1 Objetivo general.....	2
1.2 Objetivos particulares.	2
2. Capítulo 2. Antecedentes	3
2.1 Justificación.....	5
2.2 Características y especificaciones.	6
3. Capítulo 3. Subsistemas del microinversor.....	10
3.1 Sincronización.	11
3.2 Circuito desfasador.....	14
3.3 Control de la corriente.....	17
3.4 PWM.....	22
4. Capítulo 4. Programación.....	26
4.1 Programación de inicialización.....	26
4.2 Programación de vigilancia.	27
4.3 Programación de procesamiento.	28
5. Capítulo 5. Simulación y construcción de los subsistemas del microinversor.	33
5.1 Sincronización.	33
5.2 Circuito desfasador.....	37
5.3 Control de la corriente.....	40
5.4 PWM.....	45
6. Capítulo 6. Experimentación y discusión de los resultados.....	50
6.1 Evaluación de los subsistemas.	51

Contenido (continuación)

6.1.1 Sincronización.....	51
6.1.2 Circuito desfasador.....	53
6.1.3 Control de la corriente.....	54
6.1.4 PWM.....	60
6.2 Evaluación del microinversor conectado a la red eléctrica.....	62
7. Capítulo 7. Conclusiones.....	69
7.1 Aportaciones.....	69
7.2 Trabajo futuro.....	70
8. Lista de referencias.....	71
 Apéndice A. Factor de potencia.....	72
 Apéndice B. Sensor SCT-013-030.....	75
 Apéndice C. Arduino mega 2560.....	76
 Apéndice D. Power Quality Analyzers.....	77
 Apéndice E. Controlador PI.....	78
 Apéndice F. Adquisidor de datos NI-6009.....	79
 Apéndice G. Norma de CFE G0100-04.....	80
 Apéndice H. Programa del μcontrolador.....	81

Lista de figuras

Figura 1. Inversor en puente completo para PWM.	4
Figura 2. a) Señal de referencia y portadora. b) Voltaje de salida del microinversor.	4
Figura 3. Representación del microinversor por bloques.	10
Figura 4. Diagrama a cuadros de los subsistemas del microinversor.	11
Figura 5. Subsistema para la sincronización.	11
Figura 6. Diagrama a cuadros del PLL.	12
Figura 7. Diagrama eléctrico del XR2206.	13
Figura 8. Zonas de trabajo del transistor JFET.	14
Figura 9. VCO realizado con el transistor JFET 2N5458 como resistencia variable.	14
Figura 10. Diagrama fasorial de V_{inv} y V_{red}	15
Figura 11. Circuito del filtro pasa-todo.	15
Figura 12. Subsistema para el control de I_o	17
Figura 13. Diagrama a bloques del control de I_o	17
Figura 14. Diagrama a cuadros del control PI.	18
Figura 15. Configuración del amplificador de instrumentación (AI).	18
Figura 16. Algoritmo para el cálculo de los valores eficaces.	19
Figura 17. Algoritmo para el cálculo de la salida de control D	20
Figura 18. Diagrama a bloques del control utilizado.	20
Figura 19. Método de ajuste en lazo abierto.	21
Figura 20. Características dinámicas del sistema para una entrada escalón.	22
Figura 21. Microinversor tipo puente completo ideal.	23
Figura 22. Principio de operación de la modulación PWM bipolar. a) Señal triangular y referencia para un microinversor de puente completo. b) Señal de voltaje de salida de un microinversor de puente completo.	23
Figura 23. Estado de los interruptores.	25
Figura 24. Diagrama de la operación de los programas para el funcionamiento del control.	26
Figura 25. Diagrama a cuadros del microinversor en conjunto con los interruptores de S_{ardu} , S_{CD} y S_{red}	27
Figura 26. Diagrama del funcionamiento de la programación del μ controlador Arduino.	28

Lista de figuras (continuación)

Figura 27. Circuito del comparador de cruce por cero.	29
Figura 28. Control de la interrupción para calcular $I_o(rms)$	30
Figura 29. Control de la interrupción para calcular $I_{ref}(rms)$	30
Figura 30. Diagrama a cuadros para calcular los valores eficaces.	31
Figura 31. Algoritmo para el cálculo de la salida de control D	32
Figura 32. PLL simulado en PSIM.....	33
Figura 33. Señales de entrada y salida del PLL mostradas en el dominio del tiempo y frecuencia para una frecuencia de 60Hz.....	34
Figura 34. Señales de entrada y salida del PLL mostradas en el dominio del tiempo y frecuencia para una frecuencia de 63Hz.....	35
Figura 35. Diagrama eléctrico del PLL.	36
Figura 36. Circuito del PLL.....	37
Figura 37. Simulación del filtro pasa-todo para diferentes desfases. a) 0° de desfase. b) 90° de desfase. c) 180° de desfase.	38
Figura 38. Diagrama eléctrico del filtro pasa-todo.	39
Figura 39. Circuito del filtro pasa-todo.....	39
Figura 40. Microinversor con el control de la corriente.....	40
Figura 41. Resultado de la simulación del microinversor con el control de la corriente.	41
Figura 42. Espectro en frecuencia de la corriente de salida del microinversor.....	41
Figura 43. Parámetros para el cálculo del control.	42
Figura 44. Diagrama eléctrico del control.....	43
Figura 45. Circuito del μ controlador.	44
Figura 46. Diagrama de simulación del microinversor con PWM.	45
Figura 47. Simulación del principio de operación de la modulación PWM. a) Señal de voltaje de salida de un microinversor de puente completo. b) Señal triangular y de referencia.	46
Figura 48. a) Espectro en frecuencia de V_{pwm} y b) Espectro en frecuencia de V_{inv}	47
Figura 49. Diagrama eléctrico de la PWM.....	48
Figura 50. Circuito del puente completo.....	49
Figura 51. Circuito del control para la modulación PWM.....	49
Figura 52. Diagrama de la conexión con el adquisidor de datos NI-6009.	50

Lista de figuras (continuación)

Figura 53. Señales V_{red} y V_{inv} .	51
Figura 54. Gráficas del funcionamiento de DF.	52
Figura 55. Gráficas del funcionamiento del filtro pasa-bajas.	53
Figura 56. Comportamiento del filtro pasa-todo para desfases de 3° , 29° y 163°	54
Figura 57. Curva de respuesta del sistema ante una corriente de referencia escalón.	55
Figura 58. Señal cuadrada de referencia I_{ref} y señal de valor eficaz $I_o(rms)$.	56
Figura 59. Señal cuadrada de referencia I_{ref} y señal de corriente I_o .	57
Figura 60. Señal cuadrada de referencia (I_{ref}), señal de valor eficaz ($I_o(rms)$) y Señal de salida del controlador (D).	57
Figura 61. Señales de la modulación V_{comp} , V_{tri} y V_{ref} .	60
Figura 62. Señal modulada por el ancho del pulso V_{pwm} .	61
Figura 63. Señales de voltaje del microinversor V_{pwm} , V_{inv} y V_{ref} .	62
Figura 64. Microinversor conectado a la red eléctrica.	63
Figura 65. Corriente que se envía hacia la red eléctrica.	64
Figura 66. Voltaje de la red y la corriente de salida del microinversor.	64
Figura 67. Diagrama fasorial de V_{red} e I_o medido con el medidor de potencia (Power Quality Meter Model 8220).	65
Figura 68. Microinversor experimental conectado a la red eléctrica en el taller de electrónica de la DFA.	65
Figura 69. Microinversor experimental conectado a la red eléctrica, otra vista.	66
Figura 70. Medición del factor de potencia de 0.97 y forma de onda de $I_o = 0.4A$.	66
Figura 71. Voltaje de salida del microinversor de 10.6V con una DAT de 2.6%.	67
Figura 72. Corriente de salida del microinversor de 0.4A con una DAT de 4.8%.	67
Figura 73. Corriente de salida del microinversor.	67
Figura 74. Representación vectorial para cargas; resistiva, inductiva y capacitiva.	72
Figura 75. Triangulo de potencias.	74
Figura 76. Arduino Mega 2560	76
Figura 77. Medidor de potencia modelo 8220 (Power Quality Analyzer).	77
Figura 78. Diagrama a bloques del control PI.	78
Figura 79. Adquisidor de datos NI-6009.	79

Lista de tablas

Tabla 1. Límite de distorsión armónica de tensión.	9
Tabla 2. Límite de distorsión armónica de corriente.	9
Tabla 3. Tabla de verdad de la compuerta “O” exclusiva.	12
Tabla 4. Parámetros de ajuste para la curva de reacción.	22
Tabla 5. Voltaje de salida del microinversor con modulación PWM bipolar.....	24
Tabla 6. Estado de los interruptores.....	24
Tabla 7. Estado de los interruptores.....	45
Tabla 8. Estado del V_{comp}	45
Tabla 9. Prueba del funcionamiento del control variando el voltaje de la red eléctrica V_{red}	58
Tabla 10. Desfasamiento para diferentes salidas de control.	59
Tabla 11. Comparación de la norma CFE G0100-04 y de la operación del microinversor.	68
Tabla 12. Resumen de la placa Arduino mega 2560.....	76
Tabla 13. Características del adquisidor de datos NI-6009.	79

Acrónimos

AI	Amplificador de instrumentación.
AO	Amplificador operacional.
CA	Corriente alterna.
CAD	Convertidor analógico digital.
CD	Corriente continua.
CICESE	Centro de Investigación Científica y de Educación Superior de Ensenada.
CFE	Comisión Federal de Electricidad.
CT	Transformador de corriente (del inglés Current Transformer)
DAC	Doméstica de alto consumo.
DAT	Distorsión armónica total (del inglés Total Harmonic Distorsion).
DF	Detector de fase.
FP	Factor de potencia (apéndice A).
ICRE	Inversor conectado a la red eléctrica.
IIE	Instituto de Investigaciones Eléctricas.
IGBT	Transistor bipolar de puerta aislada (del inglés Insulated Gate Bipolar Transistor)
LEARS	Laboratorio de Energía Alterna Renovable y Sostenible.
LCL	Filtro pasa bajas del microinversor.
MPPT	Punto de máxima potencia (del inglés Maximum Power Point Tracking).
PI	Proporcional e integral.
PSIM	Programa de simulación de circuitos de potencia (PSIM versión 9.1).
PLL	Lazo de sujeción de fase (del inglés Phase Locked Loop).
PV	Paneles solares (del inglés Photovoltaics).
PWM	Modulación del ancho del pulso (del inglés Pulse Width Modulation).
SPWM	Modulación del ancho del pulso senoidal.
UNAM	Universidad Nacional Autónoma de México.
VCO	Oscilador controlado por voltaje (del inglés Voltage Controlled Oscillator).
μcontrolador	microcontrolador.

Símbolos

V_{CD}	Fuente de voltaje continua que alimenta al microinversor.
V_{CC}	Voltaje de alimentación de 5V.
V_{red}	Voltaje de la red eléctrica.
V_{redC}	Voltaje cuadrado del V_{red} .
V_{RED}	Amplitud de V_{red} .
V_{ref}	Voltaje de referencia para la PWM.
V_{pwm}	Voltaje de la PWM.
V_{inv}	Voltaje de salida del microinversor
V_{INV}	Amplitud del V_{inv}
V_{tri}	Voltaje triangular para la PWM.
V_{com}	Voltaje de salida del DF.
V_{CE}	Voltaje del colector al emisor del IGBT.
V_{DF}	Voltaje de salida del detector de fase.
V_C	Voltaje continuo proveniente de la salida del filtro pasa bajas del PLL.
V_{VCO}	Voltaje de salida del VCO del PLL.
$V_{VCO C}$	Voltaje cuadrado del V_{VCO} .
V_{vco}	Amplitud de V_{VCO} .
V_{comp}	Voltaje de comparación de V_{ref} y V_{tri} .
V_{DS}	Voltaje entre fuente y drenador.
V_P	Voltaje de la zona de exclusión.
V_+	Salida de voltaje del sensor CT.
V_o	Salida de voltaje del amplificador de instrumentación.
I_C	Corriente del colector del IGBT.
I_o	Corriente de salida del microinversor.
$I_{o(rms)}$	Valor eficaz de la corriente de salida del microinversor.
I_{ref}	Corriente de referencia para el cálculo del control.
$I_{ref(rms)}$	Corriente eficaz de referencia.
I_{DS}	Corriente entre fuente y drenador.
R_{POT}	Resistencia del potenciómetro digital.
R_g	Resistencia para asignar la ganancia del amplificador de instrumentación.
R_{JFET}	Resistencia variable para cambiar la frecuencia de oscilación del VCO.
F_{red}	Frecuencia de la red eléctrica.
F_{inv}	Frecuencia de V_{inv} .
F_{ref}	Frecuencia de V_{ref} .
F_{tri}	Frecuencia de V_{tri} .

m_a	Índice de modulación.
m_f	Índice de frecuencia.
w_{inv}	Frecuencia angular del microinversor
δ	Angulo de desfasamiento.
C_i	Capacitor del filtro pasa-todo para el desfasamiento.
D	Salida de control.
K_p	Ganancia proporcional del control PI.
K_i	Ganancia integral del control PI.
S_1, S_2, S_3, S_4	Transistores IGBT.
S_{CD}	Interruptor del módulo de baterías.
S_{red}	Interruptor de la red eléctrica.
S_{ardu}	Interruptor del μ controlador Arduino.

Capítulo 1. Introducción

La necesidad de obtener energía de una manera eficiente y ecológicamente aceptable impulsa al aprovechamiento de otras fuentes de energía como alternativa a la utilización de combustibles fósiles. A lo largo de los años se ha generado energía eléctrica con estos combustibles, los cuales son finitos y en algún tiempo se van a agotar. No sólo ocurrirá lo anterior, sino que antes de que suceda, estos combustibles generarán un gran problema de contaminación debido a su extracción; ya que, en este proceso, se producen fugas que dañan espacios ecológicos y provocan la muerte de innumerables especies. Además, su empleo desmedido sería responsable del cambio climático que estamos viviendo en la actualidad. Es por eso que se necesitan utilizar otros medios para obtener energía eléctrica, como por ejemplo la energía solar y eólica; energías que en la actualidad ya se están utilizando en el mundo (Teodorescu, 2011).

Una de las energías que para el tiempo de vida de los seres humanos es inagotable, es la energía solar. Ésta ofrece una alternativa muy prometedora y es una forma de energía limpia (Hassaine, 2010). Debido a estas características se debe comprender el manejo de esta energía para aprovecharla al máximo. La energía solar se captura por los paneles fotovoltaicos (PV) y la transforman en energía eléctrica, misma que necesita ser transformada para utilizarse en diferentes aplicaciones. Esta transformación permite, por ejemplo, conectar los PV a la red de suministro público. La transformación se hace mediante un inversor que convierte la energía de corriente directa (CD) en energía de corriente alterna (CA). A la conexión del panel con el inversor se le conoce como sistema fotovoltaico autónomo e interconectado a la red eléctrica (Herard, 2012). Los sistemas conectados a la red eléctrica se utilizan como complementos al suministro convencional y son una opción muy atractiva para reducir los costos de la energía en usuarios residenciales, industriales y comerciales (IIE, 2008).

El sistema fotovoltaico se encuentra constituido por los módulos de celdas fotovoltaicas, el inversor, la carga local, la red eléctrica y el medidor de energía (IIE, 2008). De todos los mencionados, el medular para la transformación de la energía es el inversor. Por tal motivo, en este trabajo de tesis se analiza el funcionamiento y se construye un inversor

prototipo para obtener una mayor comprensión de su funcionamiento y ganar experiencia en su desarrollo.

1.1 Objetivo general.

El objetivo principal de este proyecto es desarrollar un microinversor experimental para suministrar energía a la red eléctrica.

1.2 Objetivos particulares.

- Dominar las técnicas de conversión de CD a CA clásicas y modernas (v.g., la modulación por el ancho de pulsos (PWM)) y plantear las características y especificaciones por cumplir.
- Desarrollar los subsistemas de sincronización, del circuito desfasador, de control de la corriente de salida del microinversor y de la PWM.
- Probar y evaluar el funcionamiento de cada subsistema que conforman al microinversor.
- Probar y evaluar el funcionamiento, en su conjunto, del microinversor conectado a la red de 110 de CA (i.e., en baja tensión).

Capítulo 2. Antecedentes

A finales de los años ochenta (Teodorescu, 2011), los sistemas fotovoltaicos comercializados se basaron en inversores conmutados por línea. Éstos usaban interruptores basados en tiristores que controlaban el tiempo de activado de la conducción, pero no el tiempo de desactivado. Para desactivar la conducción necesitaban de un circuito adicional que redujera a cero la corriente entre el ánodo y cátodo del tiristor. Ésta topología de inversores era robusta y barata, pero presentaba un factor de potencia (FP apéndice A) bajo (i.e., 0.6 y 0.7) (IIE, 2008), el cual se compensaba con filtros especiales. Además, éstos inversores producían un contenido elevado de armónicas en la corriente de salida (IIE, 2008).

Posteriormente se usaron los inversores autoconmutados, que se basan en la PWM e incluyen transformadores de línea o de alta frecuencia. Este tipo de inversores puede controlar libremente la forma de onda del voltaje y de la corriente en la parte de la corriente alterna, permite ajustar el factor de potencia y reducir la distorsión armónica en la corriente y son muy resistentes a distorsiones procedentes de la red. Gracias a todas estas ventajas, la gran mayoría de inversores usados actualmente son autoconmutados (IIE, 2008).

El inversor autoconmutado de puente completo obtiene una salida de corriente alterna a partir de una entrada de corriente continua abriendo y cerrando interruptores en una determinada secuencia. El voltaje de salida (V_{pwm}) puede tener valores de $\pm V_{CD}$, dependiendo de qué interruptores están cerrados. Para determinar que interruptores están cerrados o abiertos se necesitan dos señales: una señal de referencia (V_{ref}) y una señal triangular (V_{tri}) (figura 2). Cuando el valor instantáneo de $V_{ref} > V_{tri}$ la salida V_{pwm} está en $+V_{CD}$ ya que S_1 y S_2 están cerrados y cuando $V_{ref} < V_{tri}$ la salida está en $-V_{CD}$ ya que S_3 y S_4 están cerrados. Lo anterior se observa en la figura 2

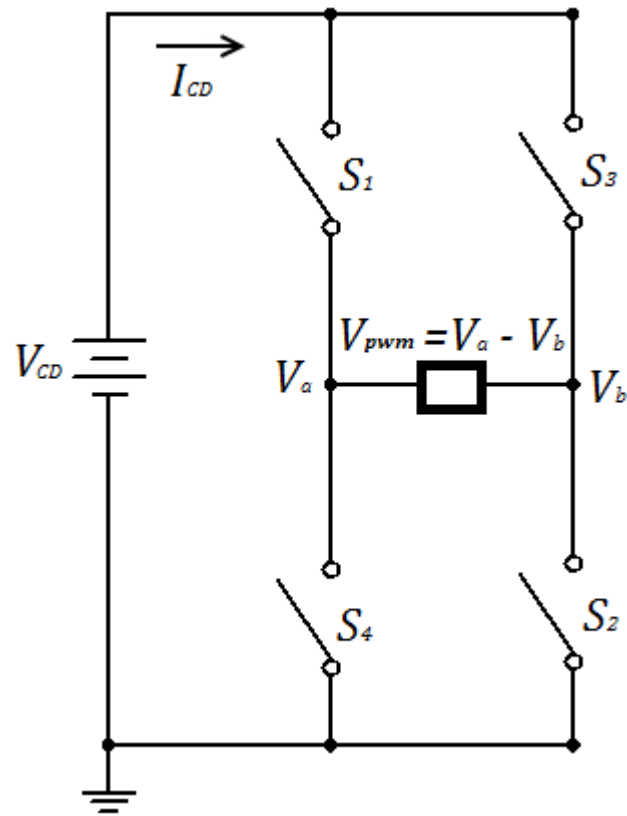


Figura 1. Inversor en puente completo para PWM.

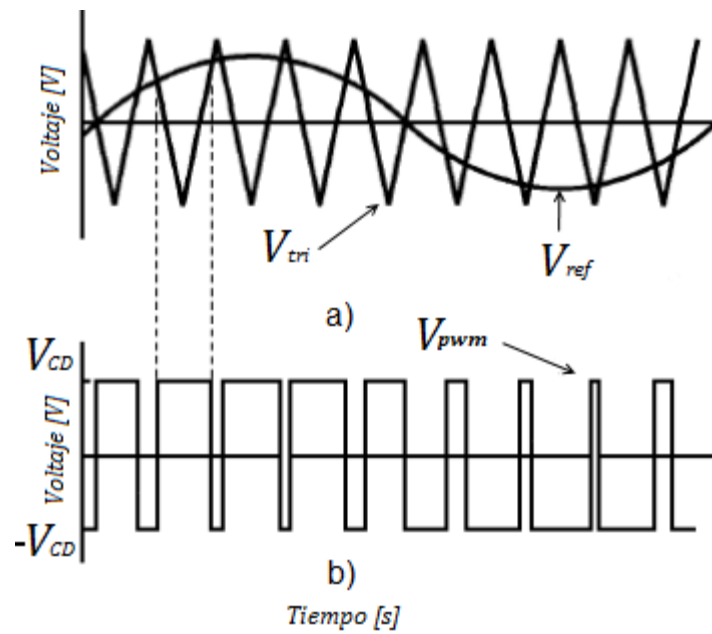


Figura 2. a) Señal de referencia y portadora. b) Voltaje de salida del microinversor.

El microinversor tiene dos definiciones importantes para aplicar la PWM: el índice de frecuencia (m_f) y el índice de modulación (m_a).

El m_f es la relación entre la frecuencia de la señal triangular y de la señal de referencia

$$m_f = \frac{F_{tri}}{F_{ref}} \quad (1)$$

Al aumentar la frecuencia de la triangular aumenta m_f y aumentan las frecuencias a las que se producen las armónicas.

El m_a se define como la relación entre la amplitud de la referencia y la triangular

$$m_a = \frac{V_{ref}}{V_{tri}} \quad (2)$$

Si $m_a \leq 1$, la amplitud de la frecuencia fundamental del voltaje de salida (V_{pwm}) es linealmente proporcional a m_a es decir

$$V_{pwm} = m_a \cdot V_{CD} \quad (3)$$

De esta manera, la amplitud de la frecuencia fundamental de la V_{pwm} está controlada por m_a .

2.1 Justificación.

En la actualidad existen microinversores e inversores que permiten la transmisión de energía hacia la red con una eficiencia mayor al 90% y un FP unitario, pero éstos son de tecnología desarrollada por otros países. Debido a lo anterior, este proyecto de tesis está pensado para marcar un comienzo en el conocimiento de la teoría de estos sistemas a nivel local, ya que a nivel nacional los institutos de investigación del IIE y de la UNAM son de los más adelantados en la investigación de los inversores.

Además, los equipos instalados en la actualidad tienen capacidades de potencia en el orden de los KiloWatts por lo que el costo para la instalación es caro por lo tanto los únicos beneficiados con esta capacidad son usuarios que consumen en una tarifa que no es subsidiada por el gobierno (v.g., la tarifa DAC (CFE, tarifa DAC) de la CFE). Estos usuarios son beneficiados ya que bajan su tarifa a una que tenga subsidio pero sin hacer ningún cambio en su consumo.

Debido a lo anterior, se propone trabajar con un inversor que tenga una capacidad de potencia menor a los 250 Watts (a estos inversores se les conoce como microinversores) y con esto hacer que el costo de la instalación sea más barata ya que estos microinversores vienen integrados a los paneles solares y esto hace que el precio sea más barato que si se compra por separado el panel y el microinversor. Con esto los usuarios se verán beneficiados al instalar estos microinversores y no solamente la minoría de los usuarios se verán beneficiados.

El prototipo del microinversor por desarrollar forma parte de los proyectos internos de LEARS del CICESE y tiene la finalidad que en un futuro se pueda utilizar como un prototipo de experimentación en diferentes cursos. Además, está pensado para que pueda funcionar con las distintas fuentes de energía (v.g., solar, eólica, de oleaje y baterías).

2.2 Características y especificaciones.

Características.

El microinversor se conecta a la red eléctrica debido a las características de los siguientes subsistemas: sincronización, circuito desfasador, control de la corriente de salida del microinversor y PWM. Las cuales se describen a continuación:

- Sincronización

Para sincronizar la corriente se utilizará un lazo de sujeción de fase (PLL), el cual está constituido por un detector de fase (DF), un filtro activo y un oscilador

controlado por voltaje (VCO) que se controla por un transistor JFET. Éstos son contruidos con una compuerta XOR (HD74LS86P), un amplificador operacional (AO) (TL084) y un oscilador XR2206 que modifica su frecuencia, mediante una resistencia variable (v.g., el transistor JFET J2N5458), desde 0.01 Hz hasta 100k Hz, y entrega una señal senoidal con una distorsión armónica total (DAT) de 0.5%.

- Circuito desfasador

El circuito desfasador se construirá con un filtro activo pasa-todo, éste modifica únicamente la fase de la señal de entrada mediante una resistencia y un capacitor. Para fines prácticos, el capacitor se deja fijo (0.1 μ F) y lo que se varía es la resistencia de un potenciómetro digital (AD5242 (Analog Devices, 2009)) de 1M Ω con 256 posiciones. Éste se comunica con el microcontrolador ATmega2560 (Arduino mega 2560) por medio de I²C para modificar la posición de la resistencia.

- Control de la corriente de salida del microinversor

El control se realizará por medio del microcontrolador ATmega2560. Para aplicar el control, se monitorea I_o por medio de un sensor, de transformador de corriente (CT) (SCT-013-030) conectado a un amplificador de instrumentación (1NA22) con una ganancia de 53.

Debido a que el control será digital, la señal de salida del AO de instrumentación y la I_{ref} se muestrean con el convertidor analógico digital (CAD) del Arduino a una frecuencia de 10,000 *muestras/s*.

- PWM

La PWM utilizará dos señales para generar la secuencia de los interruptores (IGBT IRG4PC50UD) los cuales soportan una corriente I_C de hasta 27A, una frecuencia de conmutación de 8 hasta 40 KHz y un voltaje de V_{CE} de 600V. La señal V_{tri} se genera con un oscilador (XR2206), con una frecuencia de 30 kHz.

Este oscilador es capaz de producir varios tipos de señales como: senoidal, triangular y cuadrada.

Las señales V_{ref} y V_{tri} serán comparadas con el circuito LM311 para generar una salida V_{com} la cual se comparará en un arreglo de compuertas “Y” (HD74LS08P) para decidir que par de interruptores van a estar cerrados.

Para aislar la parte digital de la analógica se utilizará un acoplador óptico (HCPL-2630). Una vez aislada la parte digital, los interruptores se accionan por medio del circuito integrado IR2110, el cual abre y cierra los interruptores en un tiempo de 120ns y 94ns, respectivamente.

Especificaciones.

Para poder conectar el inversor a la red eléctrica se debe cumplir con las especificaciones de la CFE (G0100-04): Interconexión a la red eléctrica de baja tensión de sistemas fotovoltaicos con capacidad de hasta 30 KW (CFE, Proyecto de energía renovable, 2008).

Las especificaciones que debe cumplir el microinversor conectado a la red son:

- Especificaciones de operación
 - La conexión con la red eléctrica se debe realizar mediante un transformador que garantice el aislamiento galvánico (100 MΩ) del microinversor.
 - La corriente de salida del microinversor (I_o) debe operar con un FP superior a 0.9.
 - Debe operar en sincronía con la red y no causar desviaciones en su frecuencia que sobrepasen los límites de 59,2 Hz a 60.8 Hz.

- El voltaje del microinversor debe ser dos veces el voltaje de la red o igual a éste ($V_{inv} \geq 2 \cdot V_{red}$).
 - El tiempo de respuesta del control debe ser menor de 1 segundo.
 - Deben cumplir con los límites de distorsión armónica de tensión y corriente estipulados en la tabla 1 y tabla 2 (CFE, Proyecto de energía renovable, 2008).
- Especificaciones de protección
 - Debe contar con una protección que lo desconecte de la red en caso de la pérdida de ésta por más de 2 segundos.
 - El sistema de protección debe mandar la reconexión con la red, hasta que el voltaje y la frecuencia de la red se haya restablecido a los valores de $120 V_{rms}$ y $60.1 Hz$ por un lapso no menor que un minuto.
 - Si la tensión de la red sale del límite de $\pm 10\%$ del valor nominal por más de 2 segundos, la protección debe desconectarlo.
 - Si la frecuencia de la red está fuera del intervalo $59.5 Hz < F_{red} < 60.5 Hz$ por un lapso de tiempo a 0.16 segundos, la protección debe desconectarlo.
 - Debe contar con un medio de desconexión que permita su separación de la red en caso de falla o para realizar labores de mantenimiento.
 - El interruptor de separación a la salida del microinversor debe ser un interruptor termomagnético o de fusible.

Tabla 1. Límite de distorsión armónica de tensión.

Tensión en kV	DAT (%)
$V_{inv} < 1$	8.0

Tabla 2. Límite de distorsión armónica de corriente.

Corriente en A	DAT (%)
$I_o < 20$	5

Capítulo 3. Subsistemas del microinversor

El microinversor conectado a la red eléctrica propuesto, está conformado por los siguientes bloques: puente completo, filtro LCL y los subsistemas para la conexión mostrados en la figura 3.

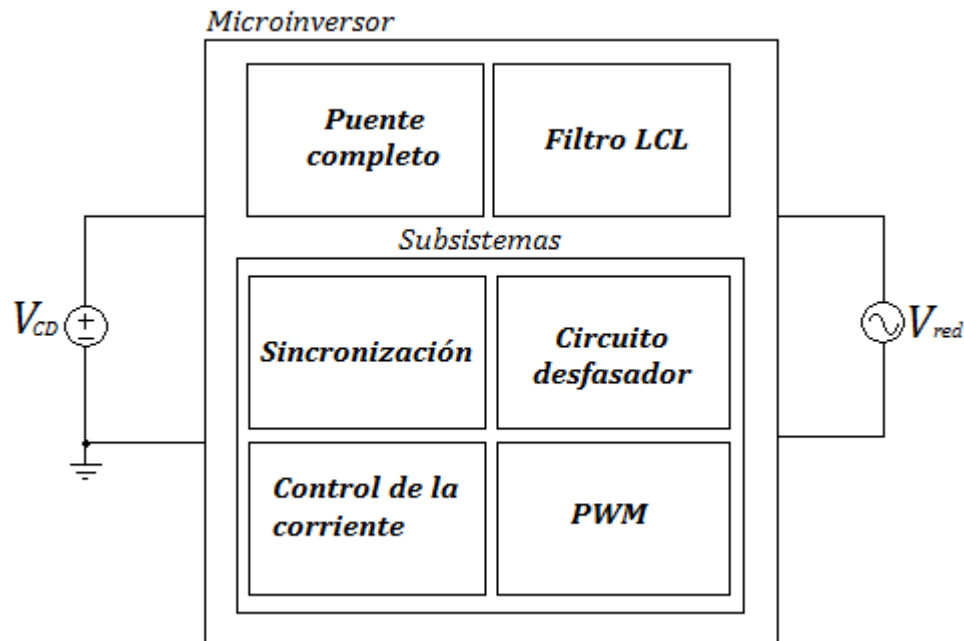


Figura 3. Representación del microinversor por bloques.

Debido a que los subsistemas son la parte principal para que el microinversor funcione de manera correcta cuando esté conectado a la red, se analizará y describirá, en este capítulo, su funcionamiento: sincronización, circuito desfasador, control de la corriente y PWM.

En la figura 4 se muestra un diagrama a cuadros de estos subsistemas.

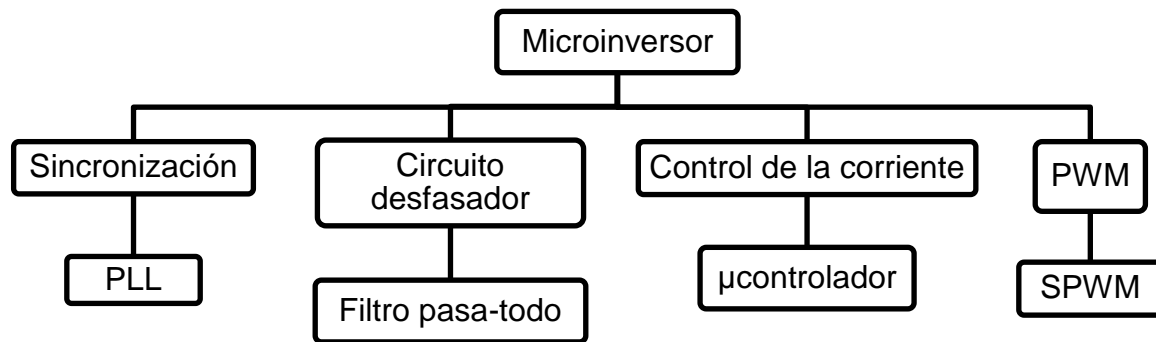


Figura 4. Diagrama a cuadros de los subsistemas del microinversor.

3.1 Sincronización.

El subsistema para la sincronización conecta el microinversor a la red eléctrica y permite que siga a la frecuencia de la red mediante un PLL. Éste es un circuito retroalimentado que sincroniza la señal de un oscilador interno con una señal de entrada externa, llamada de referencia, de modo que ambas operan a la misma frecuencia. El oscilador es normalmente un oscilador controlado por voltaje (VCO). El lazo de retroalimentación sincroniza el VCO a la señal de referencia por comparación de sus fases y controlando el voltaje del VCO de modo que tienda a mantener una relación de fases constante entre las dos señales.

El PLL está formado por: un detector de fase (DF), un filtro pasa-bajas y el oscilador controlado por voltaje (VCO) como se muestra en la figura 5.

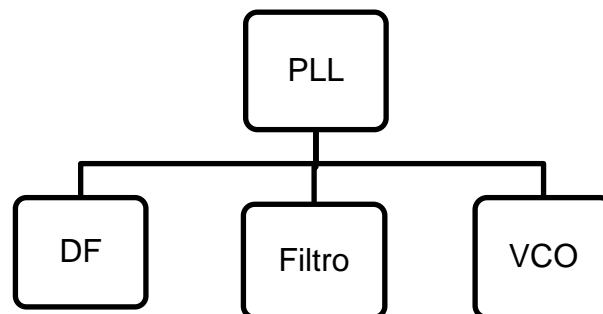


Figura 5. Subsistema para la sincronización.

Además, en la figura 6 se ilustra el diagrama a cuadros del PLL.

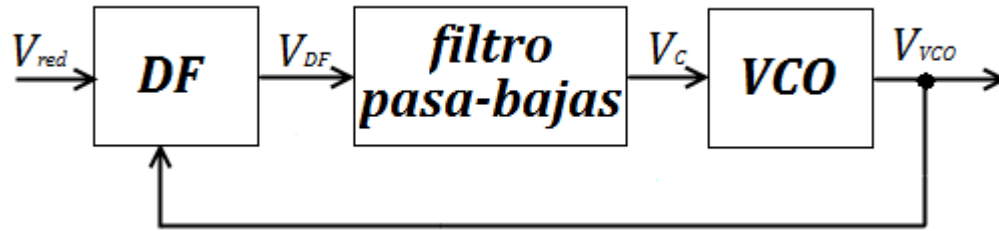


Figura 6. Diagrama a cuadros del PLL.

El DF es una compuerta “O” exclusiva (SN74LS86N); proporciona una salida (V_{DF}) con un uno lógico cuando sus entradas son diferentes y un cero lógico cuando sus entradas son iguales (viz., tabla 3). Con estas salidas se distingue cuando la señal de consigna (en éste caso el voltaje de la red eléctrica) y la señal de salida del PLL se encuentran en sincronía.

Tabla 3. Tabla de verdad de la compuerta “O” exclusiva.

Entradas		Salida
V_{redC}	V_{VCO}	V_{DF}
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	0

El VCO es el circuito integrado XR2206 (viz., figura 7), el cual es un generador de funciones capaz de producir señales de alta calidad: senoidal (señal por utilizar), cuadrada y triangular. Las formas de onda de las salidas pueden ser moduladas en amplitud o frecuencia por medio de un voltaje externo. La frecuencia de funcionamiento se selecciona externamente con un voltaje de control (V_C) y se calcula con la ecuación,

$$F_{red} = \frac{1}{C \cdot R_{JFET}}, \quad (4)$$

y su alcance es de 0.01Hz a 1MHz (Sparkfun, 2008).

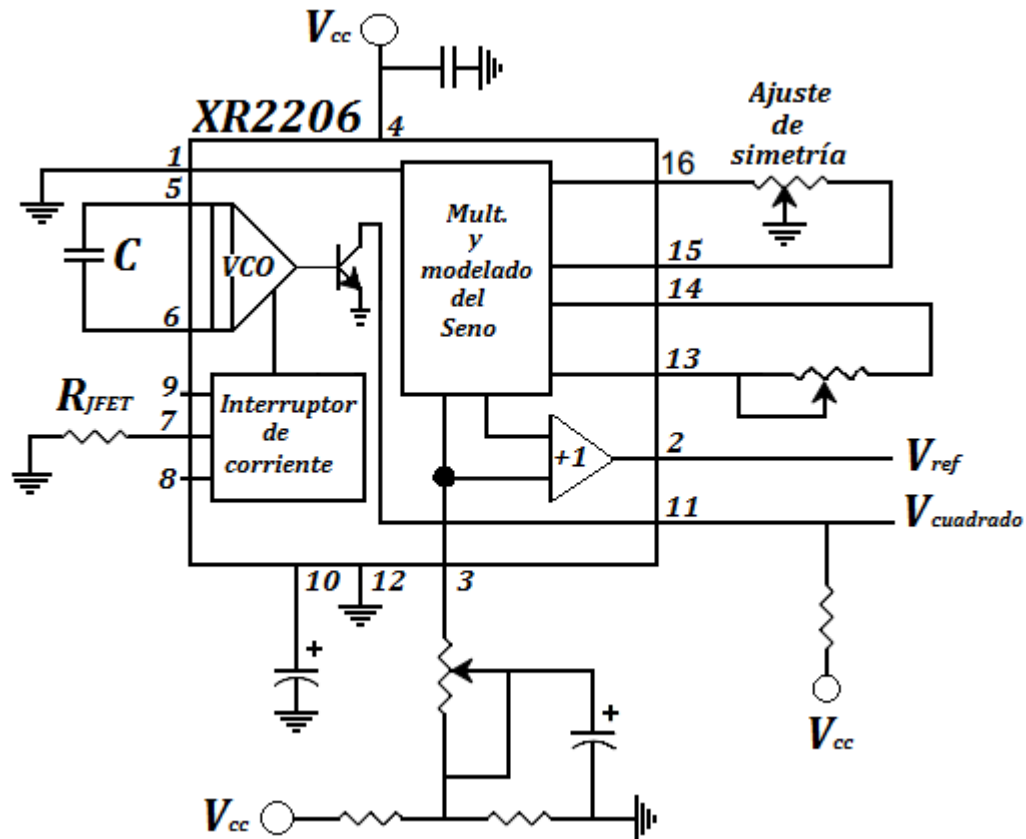


Figura 7. Diagrama eléctrico del XR2206.

Para seleccionar la frecuencia de la red se ocupa una resistencia que varíe con un voltaje (vid., R_{JFET} , en la figura 7), para esto se utiliza un transistor de efecto de campo JFET (viz., figura 9). Éste, se trabaja en la zona lineal (viz., Figura 8) debido a que en ésta el transistor se comporta como una resistencia; para cada valor de V_C se obtendrá un valor de I_{DS} y V_{DS} , con los cuales se calcula la resistencia R_{JFET} , como lo indica la ecuación:

$$R_{JFET} = \frac{V_{DS}}{I_{DS}}. \quad (5)$$

La resistencia R_{JFET} se calcula ya que se ocupa controlar la corriente que circule por el transistor para generar un voltaje que nos seleccione la frecuencia de la red eléctrica.

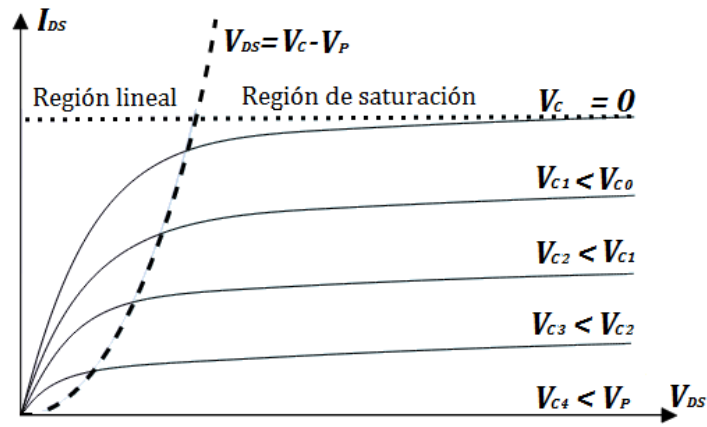


Figura 8. Zonas de trabajo del transistor JFET.

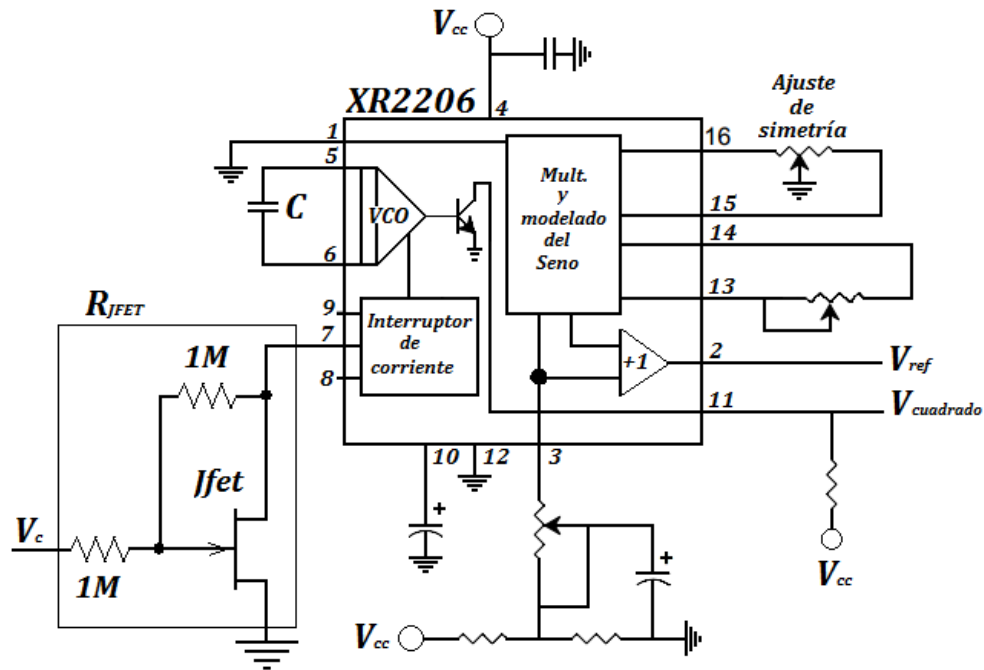


Figura 9. VCO realizado con el transistor JFET 2N5458 como resistencia variable.

3.2 Circuito desfasador.

El desfasamiento es importante para lograr el control de la amplitud de I_o y con esto hacer una transferencia de energía hacia la red (sección 3.3). Para hacer la transferencia el V_{inv} debe de tener dos características: la amplitud de éste debe ser mayor al de la red y debe haber un desfasamiento δ entre estas señales (figura 10).

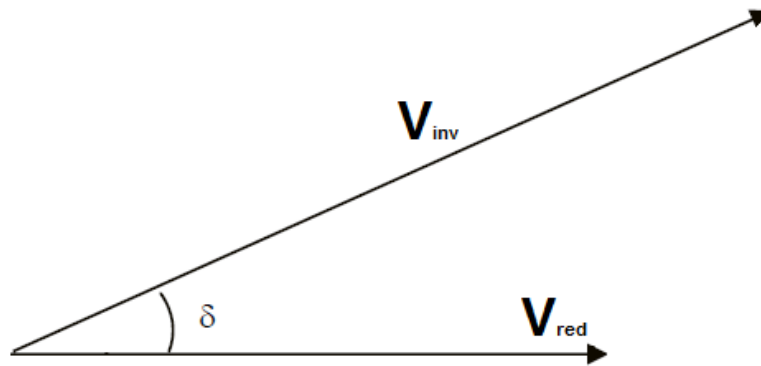


Figura 10. Diagrama fasorial de V_{inv} y V_{red} .

Para modificar la amplitud del microinversor se trabaja con m_a (visto en el capítulo 2) y para modificar el desfase δ , se introduce el V_{VCO} del PLL al filtro pasa-todo que cambia la fase pero no la amplitud de esta señal. Para construir este circuito sólo se necesitan tres resistencias, un capacitor de cerámica y un amplificador operacional como se muestra en la figura 11.

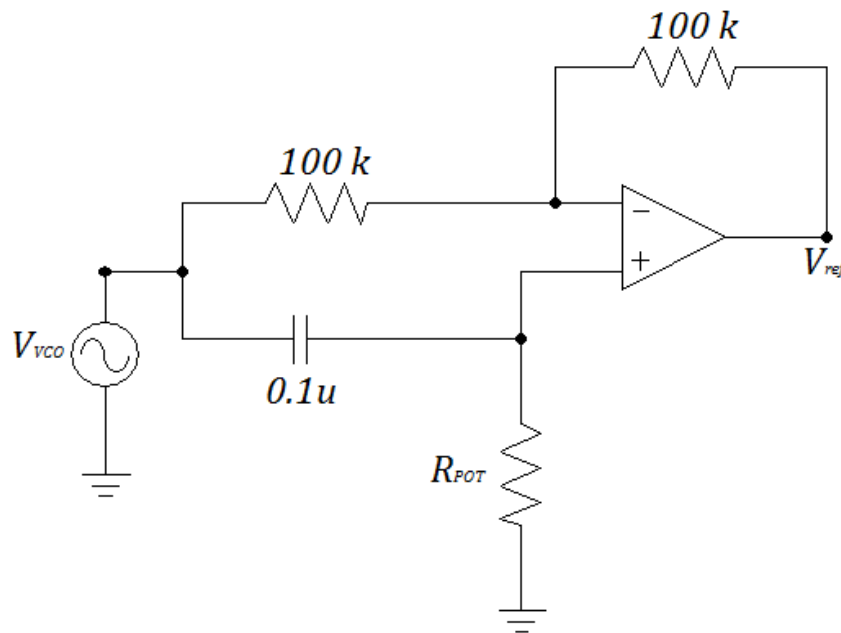


Figura 11. Circuito del filtro pasa-todo.

Para entender el funcionamiento de este circuito se obtiene su función de transferencia:

$$G(S) = \frac{V_{ref}}{V_{VCO}} = \frac{SC_i R_{POT} - 1}{SC_i R_{pot} + 1} \quad (6)$$

Entonces sí, $S = jw$ la ecuación (6) queda:

$$G(jw) = \frac{(w \cdot R_{POT})^2 - 1 + j \cdot (2 \cdot w \cdot C_i \cdot R_{POT})}{1 + (w \cdot C_i R_{POT})^2}. \quad (7)$$

Si se calcula $|G(jw)|$ queda que para cualquier valor de R_{POT} y C_i la amplitud es unitaria (González de la Rosa, 2001). Ahora con $G(jw)$ se calcula el ángulo del desfaseamiento δ donde:

$$\delta = \tan^{-1} \left(\frac{2 \cdot w \cdot C_i \cdot R_{POT}}{(w \cdot C_i \cdot R_{POT})^2 - 1} \right). \quad (8)$$

Con la ecuación (8) se observa que el ángulo δ , sólo depende de R_{POT} y C_i (González de la Rosa, 2001). Para llevarlo a la práctica se fija el valor de C_i ya que es más fácil variar la resistencia. Para este caso se utiliza un potenciómetro digital (AD5242) con dos canales de 256 posiciones, una resistencia variable controlada digitalmente y comunicación I²C para su programación (Analog Devices, 2009).

Para determinar el valor programado de la resistencia entre la pata A y W del componente mencionado tenemos que (Analog Devices, 2013):

$$R_{POT} = \frac{256 - D}{256} \cdot R_{AB} + R_w, \quad (9)$$

dónde: D es el código binario entre 0 y 255 para cambiar el valor de R_{POT} , R_{AB} es la resistencia que hay entre la terminal A y B y R_w es la resistencia interna del último interruptor.

El valor de D para determinar la resistencia del potenciómetro se determina con el algoritmo de control que se explica en la sección 3.3

3.3 Control de la corriente.

El subsistema para el control de la corriente garantiza que I_o sigue fielmente a I_{ref} ; se realiza mediante el cálculo de los valores eficaces y el control PI (apéndice E) como se muestra en la figura 12.

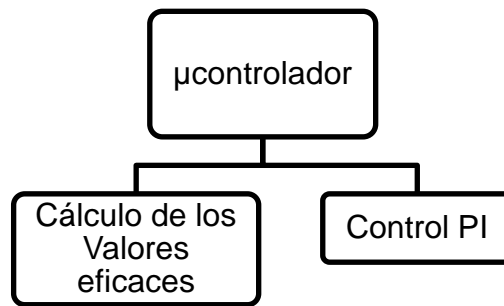


Figura 12. Subsistema para el control de I_o .

Además, en la figura 13 se ilustra el diagrama a bloques del control.

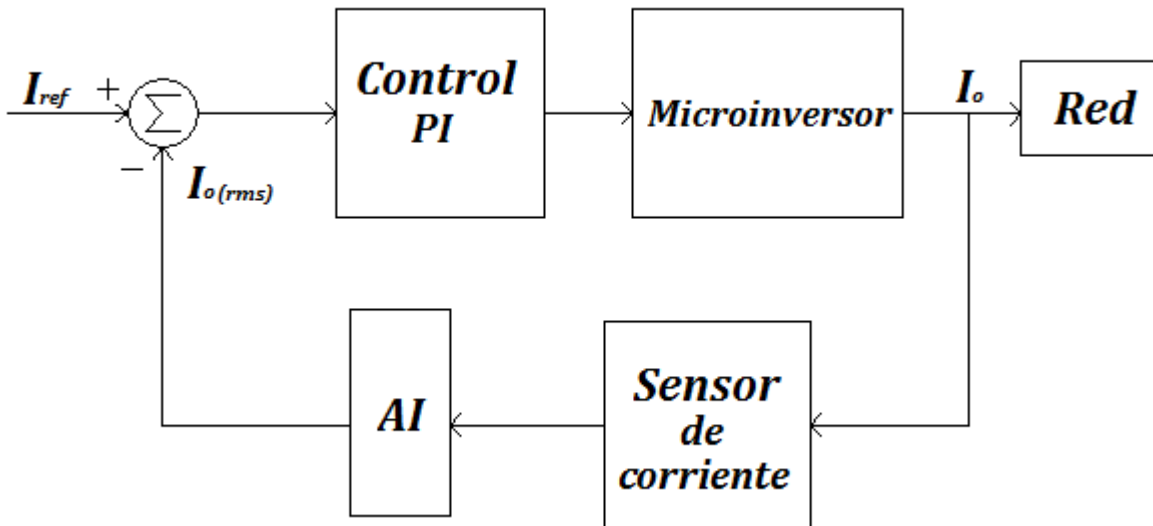


Figura 13. Diagrama a bloques del control de I_o .

En un microinversor conectado a la red, el control de I_o se hace mediante el control PI (figura 14).

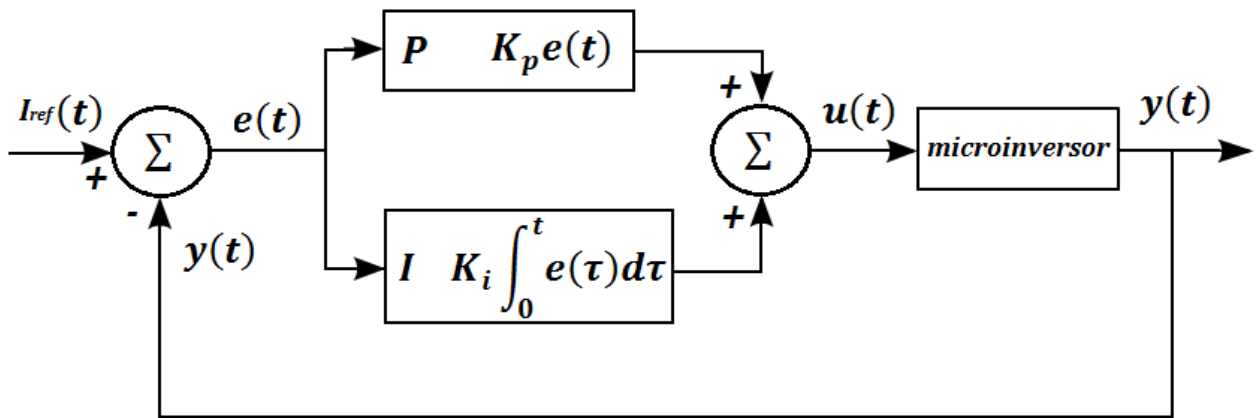


Figura 14. Diagrama a cuadros del control PI.

Para aplicar este control, primero se calcula $I_{o(rms)}$. Éste se lee con un sensor CT (Apéndice B), el cual nos proporciona una salida de voltaje (V_+) con respecto a la corriente que circula por el devanado primario del transformador de este sensor. El V_+ se conecta a un amplificador de instrumentación (1NA122) para amplificar su amplitud debido a que éste está en el alcance de los milivolts (figura 15).

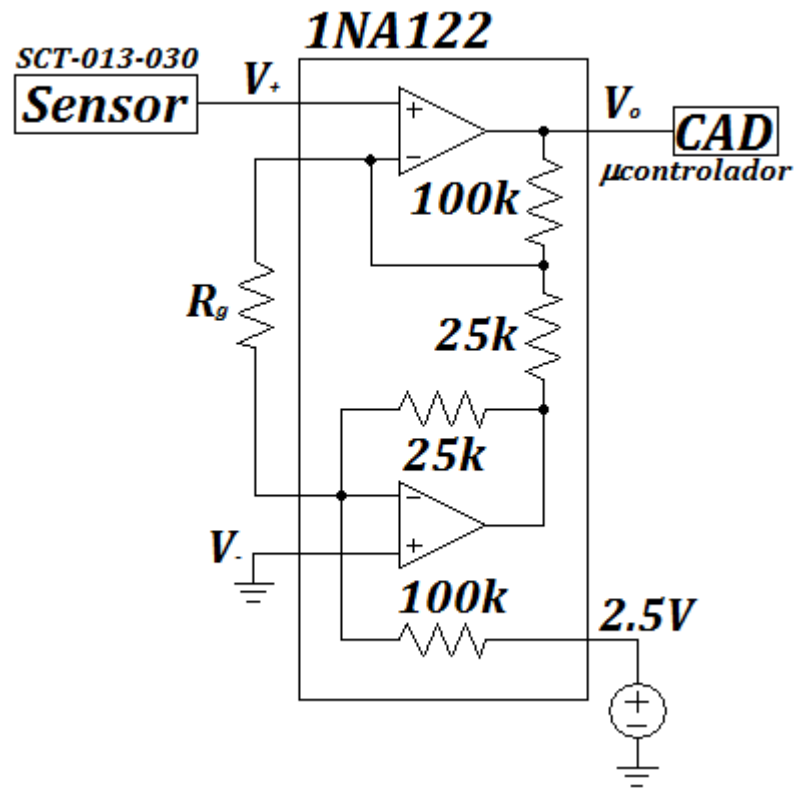


Figura 15. Configuración del amplificador de instrumentación (AI).

El amplificador de instrumentación tiene una salida que se calcula con la siguiente ecuación:

$$V_o = (V_+ - V_-) \cdot G, \quad (10)$$

donde G es la ganancia del AI y V_+ es el voltaje de salida del sensor de corriente.

La ganancia (G) con la cual se amplifica los voltajes de entrada al amplificador se calcula con la siguiente ecuación:

$$G = 5 + \frac{200k}{R_g}. \quad (11)$$

La salida del voltaje de instrumentación (V_o) se conecta al convertidor analógico digital (CAD) del μ controlador (Apéndice C). Este sólo lee voltajes de 0 a 5V, por tal motivo se ajusta el V_o para que respete esos límites añadiéndole un nivel de DC de 2.5V (figura 15). Una vez hecho lo anterior, se hace el cálculo del valor eficaz de I_o mediante el algoritmo (figura 16) y con este valor se procede a calcular la salida de control (D) (figura 17).

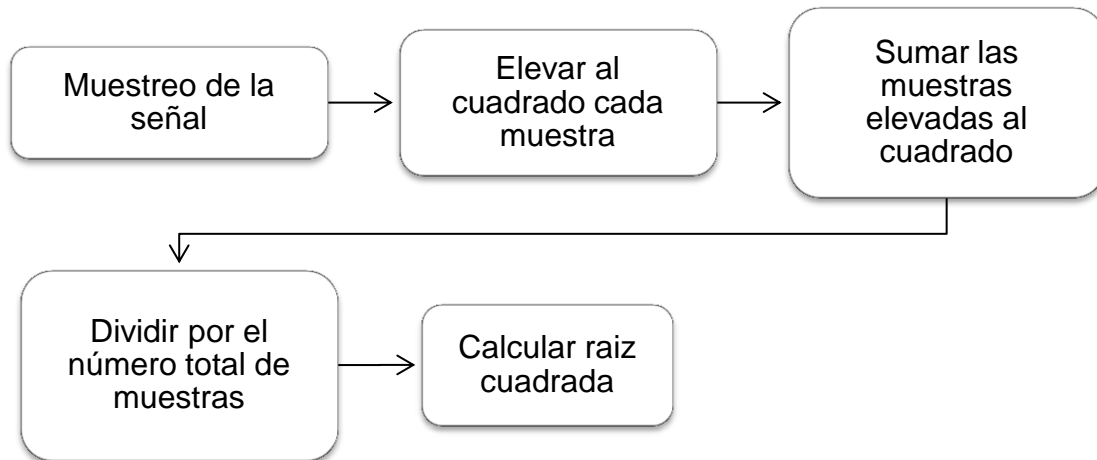


Figura 16. Algoritmo para el cálculo de los valores eficaces.

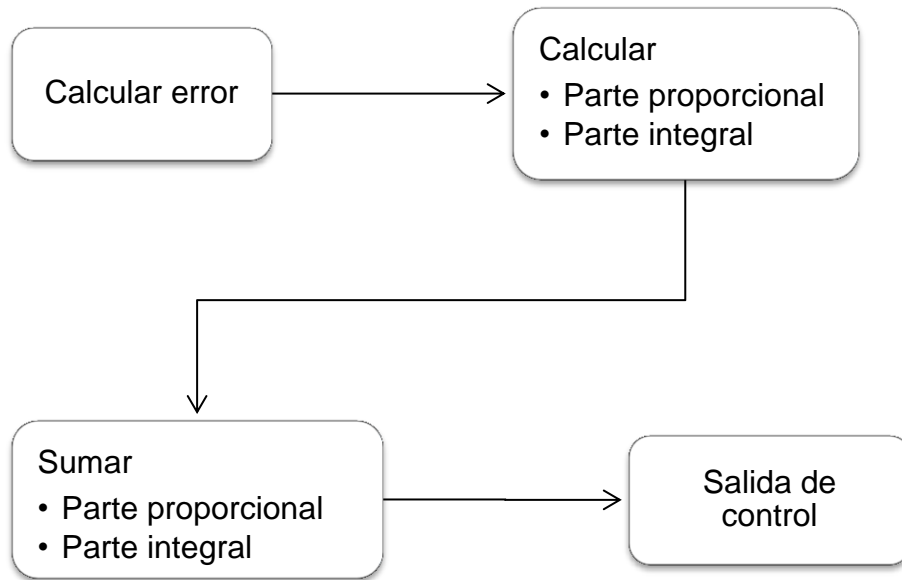


Figura 17. Algoritmo para el cálculo de la salida de control D .

Con la salida de control calculada con los algoritmos de la figura 16 y figura 17, se modifica el valor de R_{POT} que va conectado al filtro pasa todo (visto en la sección 3.2). Como anteriormente se observó, este filtro modifica la fase (δ) de V_{inv} y con ésta se controla la amplitud de I_o .

La estructura del control que se utiliza se muestra en la figura 18

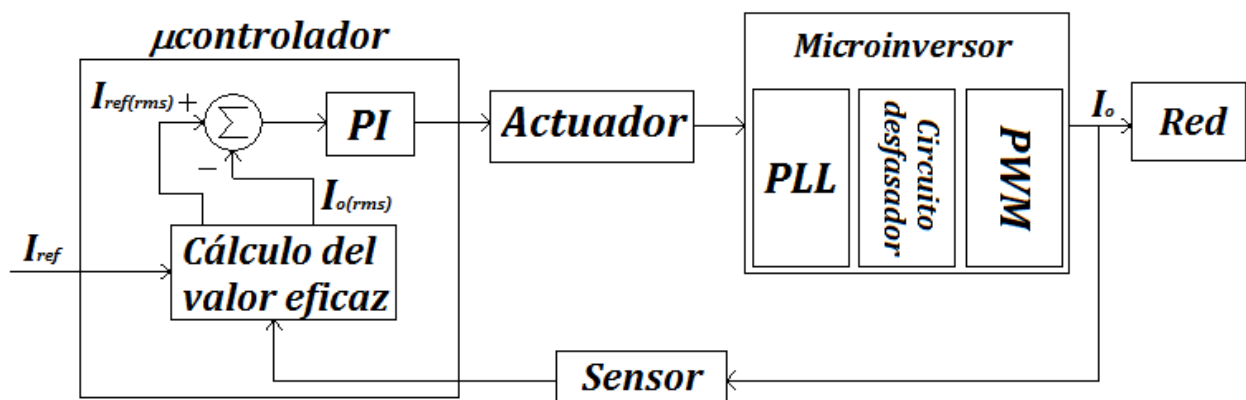


Figura 18. Diagrama a bloques del control utilizado.

donde el actuador (viz., Figura 18) es el potenciómetro digital.

El controlador PI necesita de dos ganancias (K_p y K_i) para calcular la salida de control (D). Estas ganancias se obtienen experimentalmente utilizando el método de sintonización de Ziegler-Nichols (Mazzone, 2002). Este método permite ajustar al controlador PI de forma empírica, sin necesidad de conocer la función de transferencia del sistema por controlar y partiendo de la respuesta del sistema en lazo abierto.

El método de ajuste en lazo abierto determina la respuesta al escalón del sistema por controlar. Para ello, se debe retirar el controlador PI del sistema y sustituirlo por una señal escalón aplicada al actuador. En la figura 19 se muestra la modificación que hay que realizar al sistema de control en lazo cerrado para convertirlo en un sistema en lazo abierto que responda a una señal escalón, retirando el controlador PI.

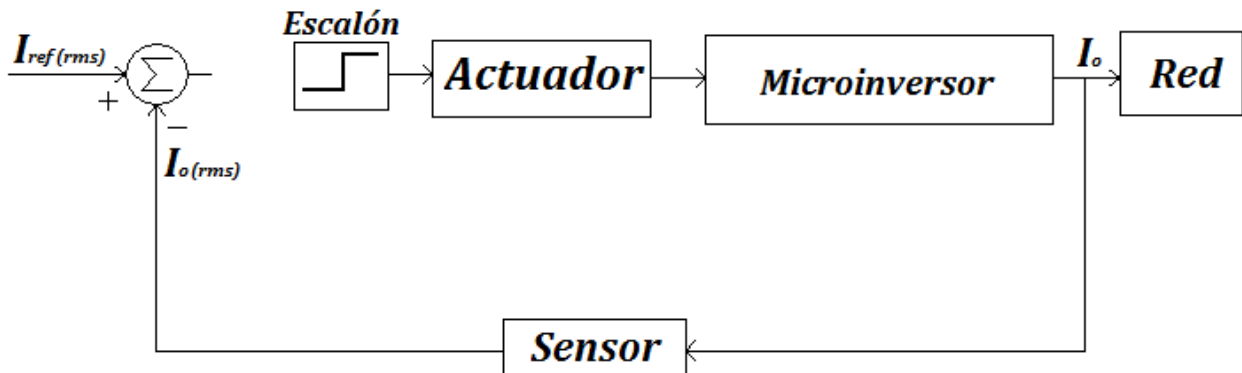


Figura 19. Método de ajuste en lazo abierto.

Las características dinámicas del proceso se identifican a partir de su curva de reacción. Esta curva (figura 20) muestra el comportamiento en lazo abierto cuando se aplica a la entrada una señal escalón.

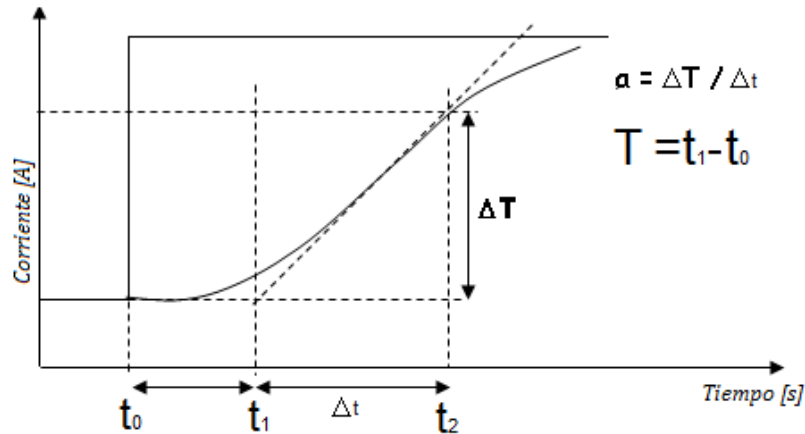


Figura 20. Características dinámicas del sistema para una entrada escalón.

Donde (a) es la pendiente de la tangente a la curva de reacción en su punto más inclinado y T es el tiempo dado por el cruce de esta tangente y el eje de tiempo (figura 20).

Las fórmulas para calcular los parámetros de ajuste se presentan en la siguiente tabla,

Tabla 4. Parámetros de ajuste para la curva de reacción.

Controlador	K_p	K_i
PI	$\frac{0.9}{T \cdot a}$	$\frac{0.3}{T} \cdot K_p$

3.4 PWM

El microinversor que se utiliza es de tipo puente completo (figura 21). Es el circuito básico que a partir de una entrada de CD obtiene una salida de CA, cerrando y abriendo los interruptores con una conmutación controlada por la PWM (Hart, 2001).

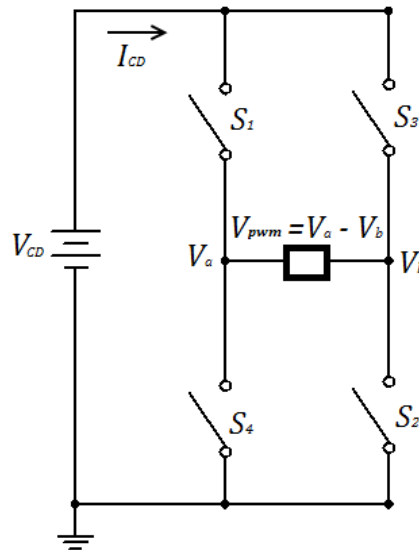


Figura 21. Microinversor tipo puente completo ideal.

El control de los interruptores requiere de una señal de referencia (v.g., V_{ref} , señal de salida del filtro pasa-todo) y una señal triangular (V_{tri}) que controla la frecuencia de conmutación. La PWM tiene dos esquemas de conmutación bipolar y unipolar (Hart, 2001). El esquema que se utilizó fue la bipolar por ser de fácil implementación y entrega una salida con DAT aceptable para cumplir con las especificaciones de la tabla 1 (Hart, 2001).

Para ilustrar el principio de operación de la PWM bipolar se muestra la figura 22.

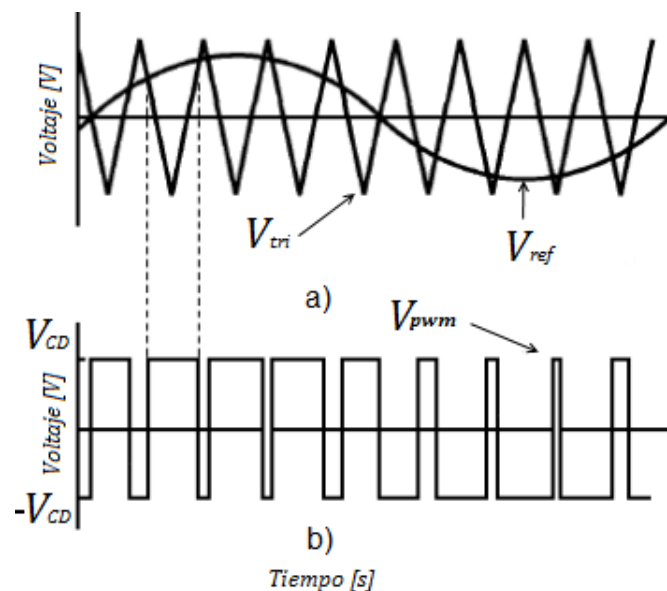


Figura 22. Principio de operación de la modulación PWM bipolar. a) Señal triangular y referencia para un microinversor de puente completo. b) Señal de voltaje de salida de un microinversor de puente completo.

De acuerdo con la figura anterior, cuando el valor instantáneo de V_{ref} es mayor que V_{tri} la salida V_{pwm} está en $+V_{CD}$ y cuando V_{ref} es menor que V_{tri} , la salida V_{pwm} es $-V_{CD}$. Lo anterior se describe en la tabla 5.

Tabla 5. Voltaje de salida del microinversor con modulación PWM bipolar.

Voltaje de salida del microinversor	Comparación
$V_{pwm} = +V_{CD}$	$V_{ref} > V_{tri}$
$V_{pwm} = -V_{CD}$	$V_{ref} < V_{tri}$

Esta modulación se llama bipolar, ya que la salida toma valores alternos entre más y menos el voltaje de la fuente de alimentación de CD (V_{CD}) (Hart, 2001).

El microinversor utiliza la PWM para alternar la conmutación de los interruptores (figura 21), configurados en puente completo (full-bridge en inglés) (Hart, 2001). Como vimos en la figura 22 esta modulación se lleva a cabo mediante una señal V_{ref} , que es la moduladora y en éste caso es una senoidal y otra señal portadora, que es la señal V_{tri} . La I_o del microinversor con PWM y un proceso de filtrado, en general, cumple con las especificaciones de la tabla 2 (Hart, 2001).

Para implementar el esquema de conmutación bipolar utilizamos el microinversor tipo puente completo de la figura 21, para esto se compara la señal de referencia y la triangular para dar el estado del interruptor como se muestra en la tabla 6

Tabla 6. Estado de los interruptores.

comparación	Estado del interruptor
$V_{ref} > V_{tri}$	S_1 y S_2 cerrados
$V_{ref} < V_{tri}$	S_3 y S_4 cerrados

En la figura 23 se muestra cómo quedaría el circuito del microinversor al seguir el estado de los interruptores.

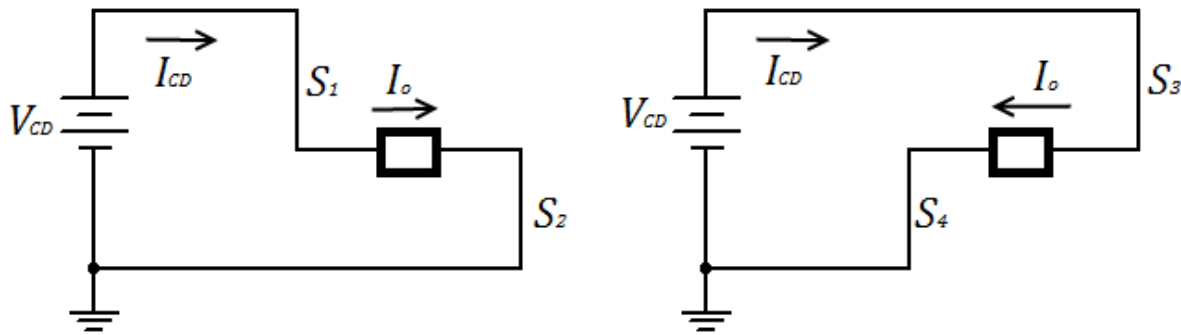


Figura 23. Estado de los interruptores.

La PWM presenta las características descritas a continuación.

- Proporciona un método de disminuir el factor de distorsión armónica total de la corriente de carga.
- La salida del microinversor pasa por un proceso de filtrado y en general cumple las especificaciones de la distorsión armónica total.

La V_{pwm} tiene una DAT relativamente elevada, pero las armónicas tendrán frecuencias más altas que las de la onda cuadrada, haciendo más sencillo el filtrado para que V_{inv} cumpla con la DAT de la tabla 1 y la tabla 2.

Capítulo 4. Programación

La programación para la operación del control está constituida por los programas de inicialización, vigilancia y procesamiento.

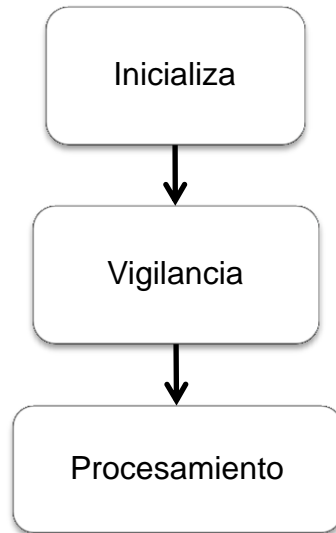


Figura 24. Diagrama de la operación de los programas para el funcionamiento del control.

En las siguientes secciones se muestra el funcionamiento de cada programa de la figura 24.

4.1 Programación de inicialización.

Esta parte del programa es la que enciende el sistema o en su caso, cuando la parte de vigilancia detecta que en la terminal 52 del μ controlador hay un uno lógico (5V). El programa inicializa las variables de trabajo, pone el potenciómetro digital en alta impedancia y al final se pone en marcha el programa vigilancia.

4.2 Programación de vigilancia.

El programa de vigilancia tiene la tarea de detener o arrancar el programa de procesamiento. En esta parte se lee la terminal 52 que especifica que V_{CD} y V_{red} están conectados (cerrar los interruptores S_{CD} y S_{red} mostrados en la figura 25) y funcionando adecuadamente. Para este caso la verificación de lo anterior se hace manualmente por el usuario, cierra el interruptor S_{ardu} (figura 25) cuándo el usuario cerró S_{CD} y S_{red} y verificó que V_{CC} y V_{red} tienen un óptimo funcionamiento.

Dado que, se puede presentar un mal funcionamiento de V_{CD} y V_{red} , el usuario debe estar atento para abrir S_{ardu} ya que puede haber una transferencia de energía que dañe los componentes del filtro LCL.

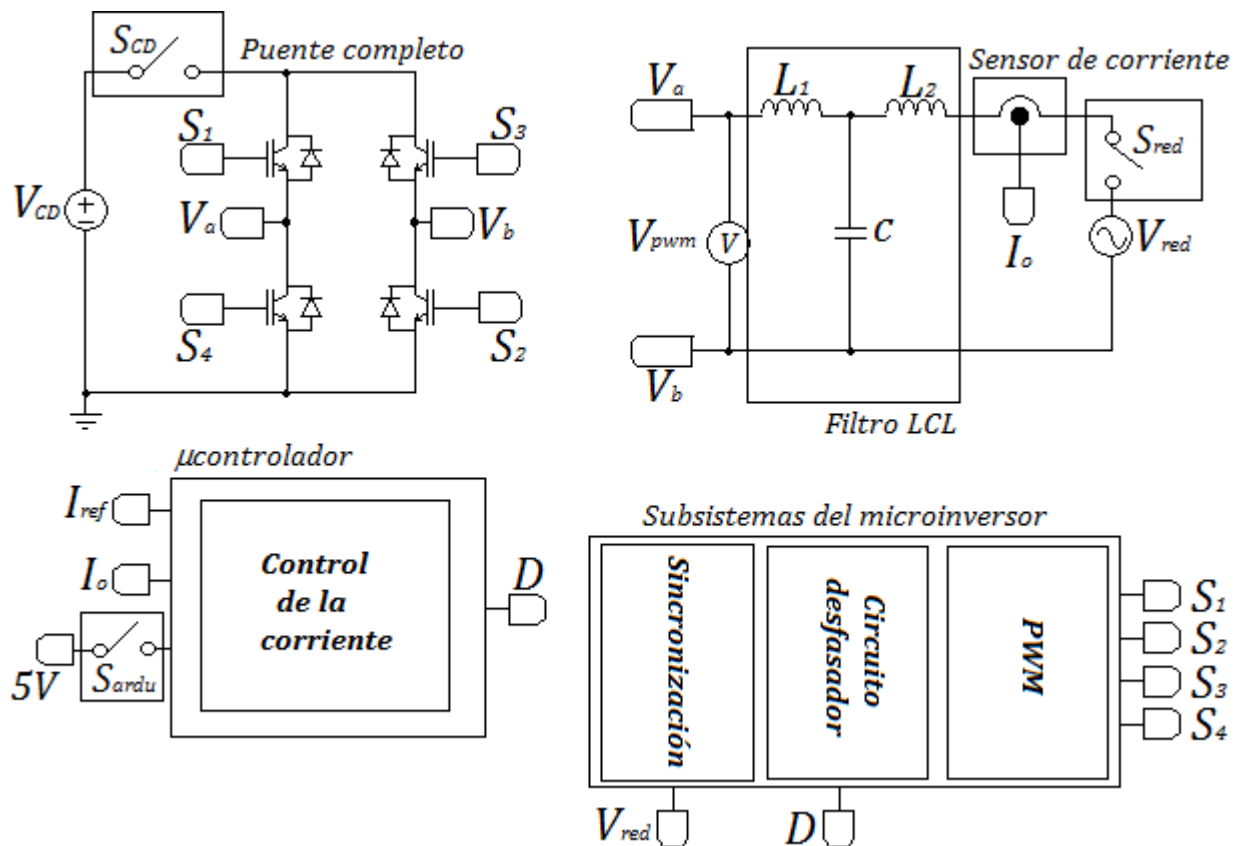


Figura 25. Diagrama a cuadros del microinversor en conjunto con los interruptores de S_{ardu} , S_{CD} y S_{red} .

4.3 Programación de procesamiento.

La programación del procesamiento se encarga de los cálculos de los valores eficaces de las corrientes I_o , I_{ref} y de la salida de control (D) para modificar el potenciómetro digital. Después de ejecutar los programas de inicialización y vigilancia este programa ejecuta tres subprogramas. Los cuales dos de ellos se activan por medio de interrupciones externas y el otro programa ejecuta de manera libre, esto se ilustra en la figura 26

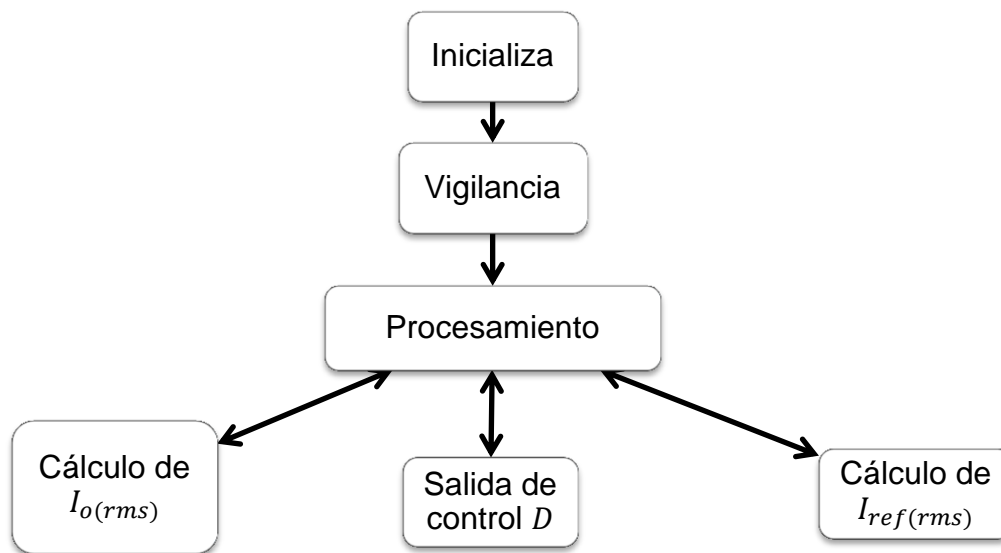


Figura 26. Diagrama del funcionamiento de la programación del microcontrolador Arduino.

Las interrupciones que se utilizan son la 0 y 1 del microcontrolador Arduino que se conectan las terminales digitales 1 y 3. Éstas se activan por medio de un circuito comparador de cruce por cero (figura 27).

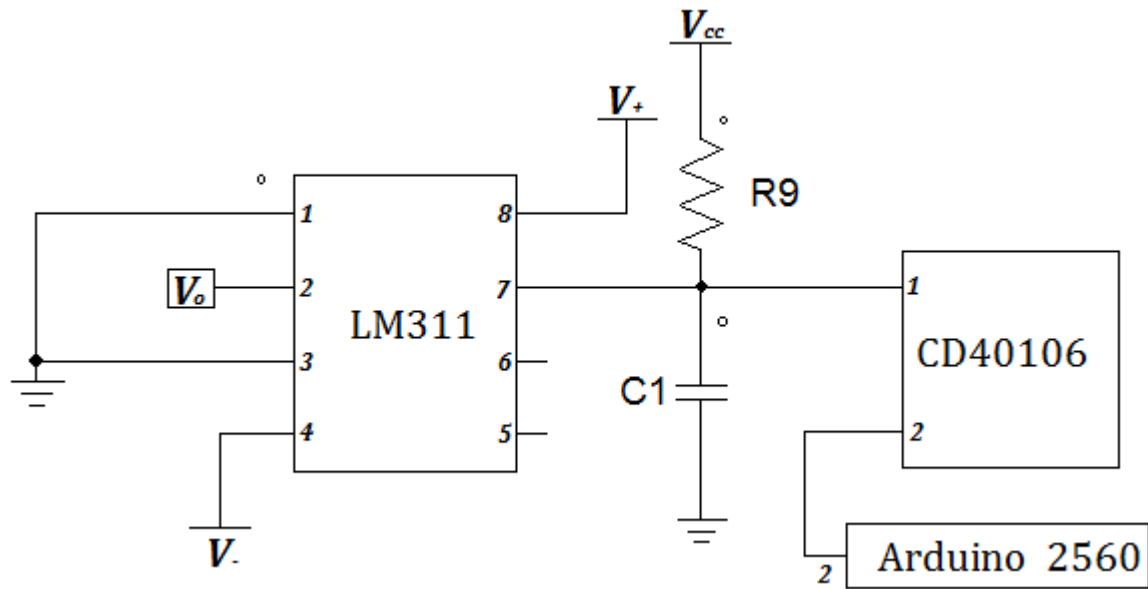


Figura 27. Circuito del comparador de cruce por cero.

La interrupción cero se activa cada 33.33 ms (Figura 28) ya que al entrar a la interrupción se compara la bandera ban_0 para decidir si se calcula $I_{o(rms)}$. Si la bandera es cero entonces se adquieren 166 muestras con el CAD del μ controlador. La señal que se muestrea proviene del amplificador de instrumentación visto en la sección 3.3

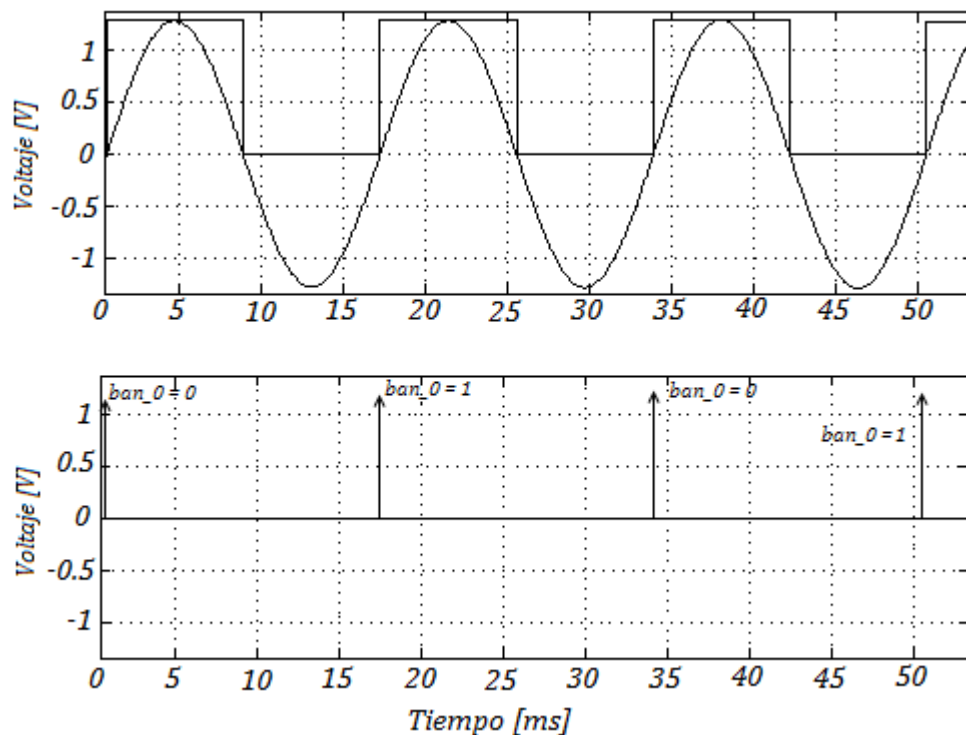


Figura 28. Control de la interrupción para calcular $I_{o(rms)}$.

Por otro lado, en la interrupción uno, la corriente de referencia ($I_{ref(rms)}$) se calcula cada 5 segundos para cada cambio que presenta la señal cuadrada con la que se probó el sistema. En la figura 29 se muestra cómo se activa la interrupción cuando la señal cuadrada cambia de estado.

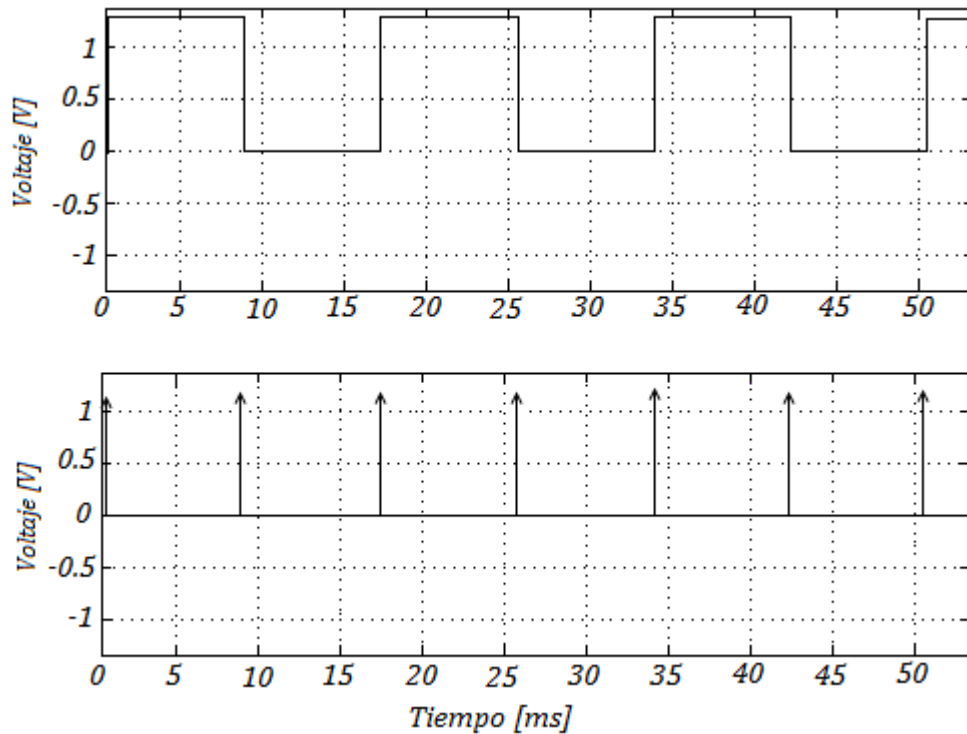


Figura 29. Control de la interrupción para calcular $I_{ref(rms)}$.

Para calcular la corriente eficaz de la referencia y de la salida, se utiliza el siguiente procedimiento: cuando se activa la interrupción se toman las muestras de la señal para luego calcular el promedio de la suma de cada muestra elevada al cuadrado y dividiendo el resultado de la suma por el número de muestras para posteriormente obtener la raíz cuadrada. Lo anterior se describe con el algoritmo de la figura 30.

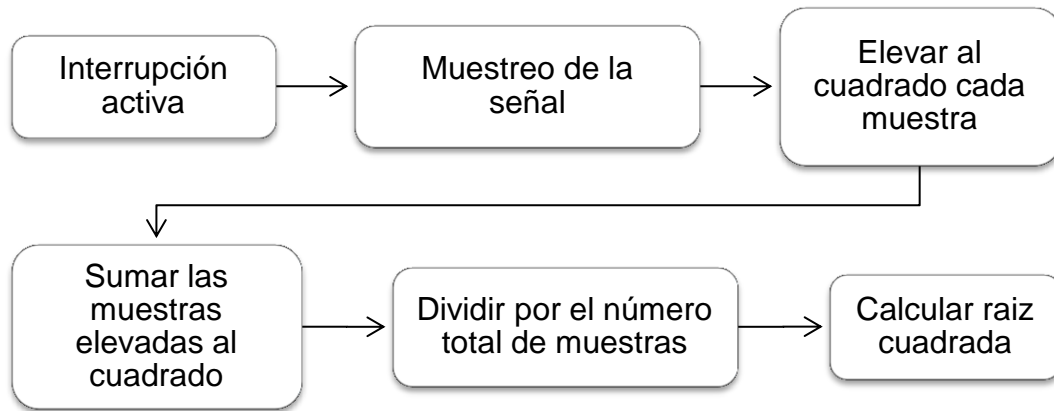


Figura 30. Diagrama a cuadros para calcular los valores eficaces.

Para el cálculo de la salida de control (D) se utilizan los valores calculados con los algoritmos descritos en las figuras 16 y 17. Éstos sirven para calcular el error que hay entre la $I_{ref(rms)}$ e $I_{o(rms)}$. Una vez obtenido el error se calculan la parte proporcional e integral mostradas en las ecuaciones:

$$P[m] = K_p \cdot error[m], \quad (12)$$

$$I[m] = K_i \cdot error_T(m), \quad (13)$$

donde: el $error_T(m) = error_T(m - 1) + error(m)$, es el error acumulativo y, K_p , K_i , se obtienen por medio de la sintonización del sistema por el método de Ziegler-Nichols descrita en la sección 3.3. El algoritmo para el cálculo de la salida de control D se ilustra en la figura 31.

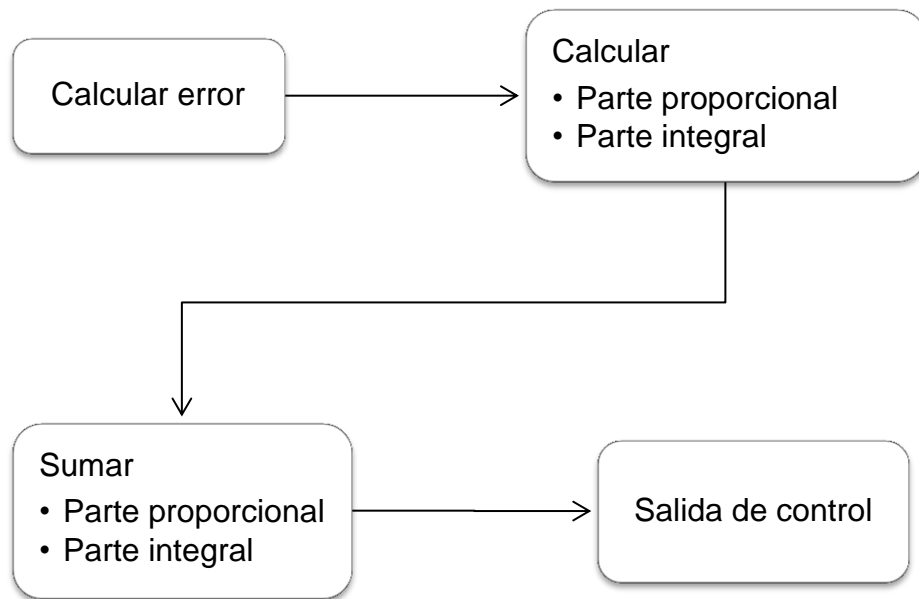


Figura 31. Algoritmo para el cálculo de la salida de control D .

Capítulo 5. Simulación y construcción de los subsistemas del microinversor.

En este capítulo se presentan las simulaciones de los subsistemas del microinversor realizadas con el simulador PSIM.

5.1 Sincronización.

En esta sección se presenta la simulación del PLL. Se construye el circuito que se muestra en la figura 32 y se simula para corroborar su funcionamiento y facilitar su construcción.

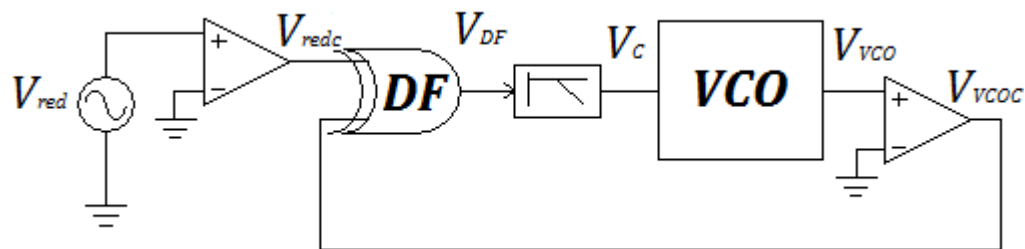


Figura 32. PLL simulado en PSIM.

La simulación se realiza con una señal senoidal de 60Hz que simula el voltaje de la red eléctrica (figura 32). En la figura 33 se muestran las señales de entrada (V_{red}) y salida (V_{VCO}) del PLL, se observa que V_{VCO} sigue la frecuencia de la red ya que en el espectro en frecuencia las dos señales están situadas en la de 60Hz.

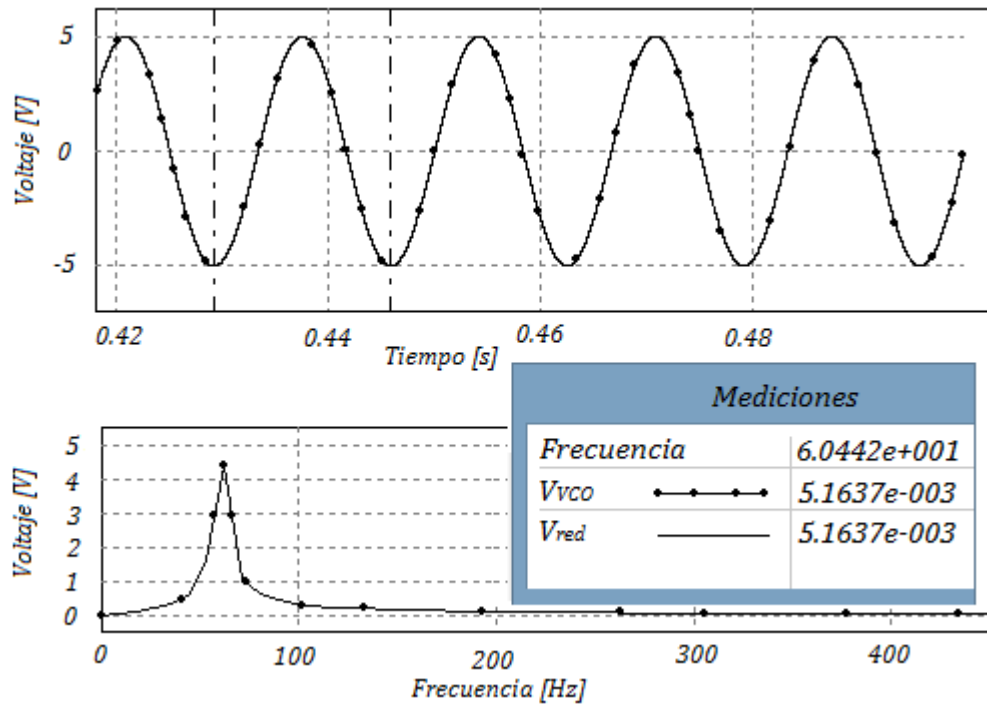


Figura 33. Señales de entrada y salida del PLL mostradas en el dominio del tiempo y frecuencia para una frecuencia de 60Hz.

Ahora, se cambia la frecuencia de V_{red} a 63Hz, con el fin de observar que el PLL sujete dicha frecuencia. En la figura 34 se observa que el PLL tiene un buen funcionamiento debido a que V_{VCO} sigue teniendo la misma frecuencia a pesar del cambio que se presentó. En esta parte lo que interesa es que el PLL sujete la frecuencia de la red y debido a que ésta en la realidad varía de 59.2 Hz a 60.8 Hz se puede decir que el ancho de banda en el cual el PLL se sujete (v.g., como se comprobó en las dos simulaciones) es suficiente para cubrir esta escala.

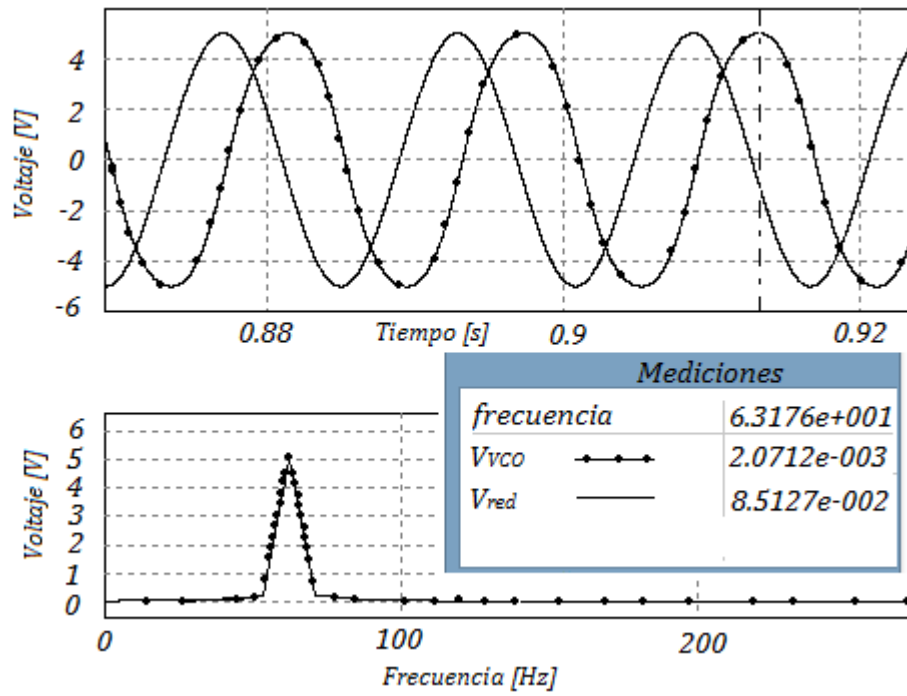


Figura 34. Señales de entrada y salida del PLL mostradas en el dominio del tiempo y frecuencia para una frecuencia de 63Hz.

La construcción del circuito se realiza a nivel de tablilla de simulación y para realizarlo se utilizó el diagrama de la figura 35.

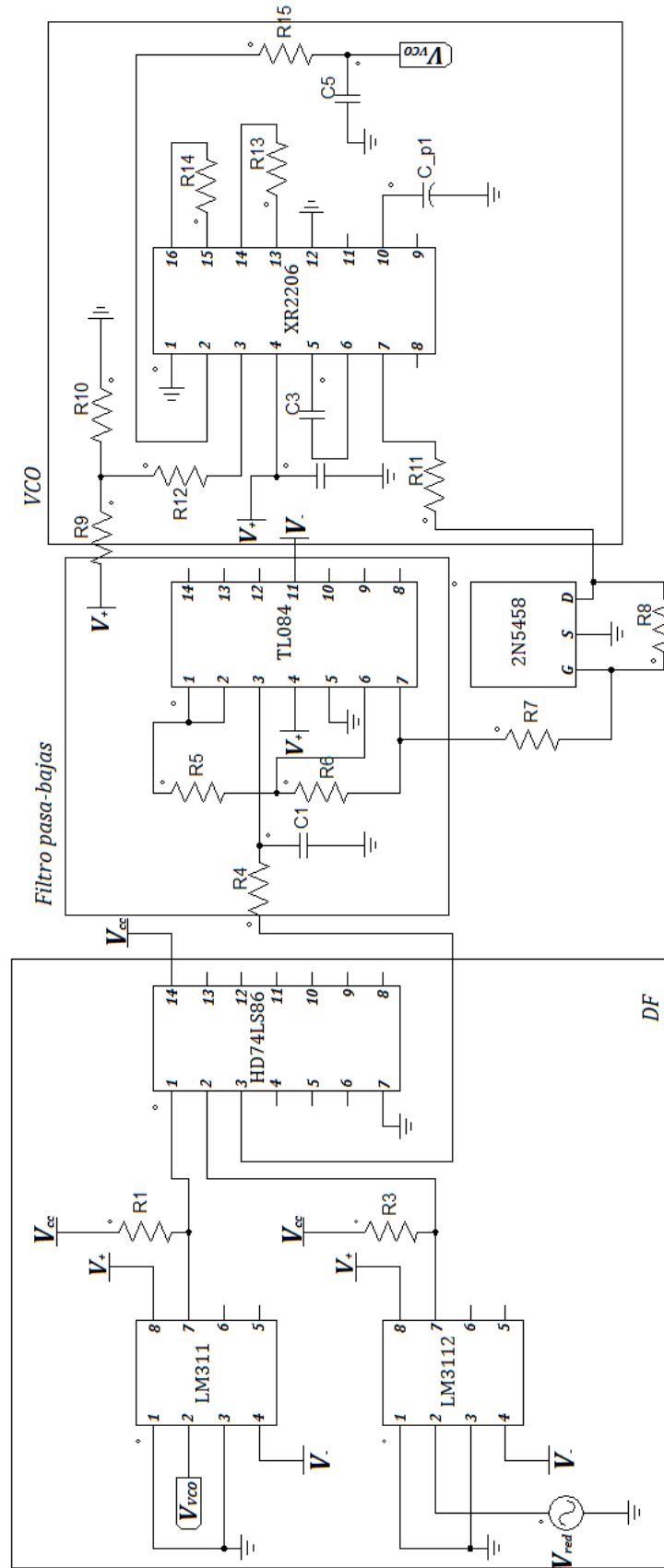


Figura 35. Diagrama eléctrico del PLL.

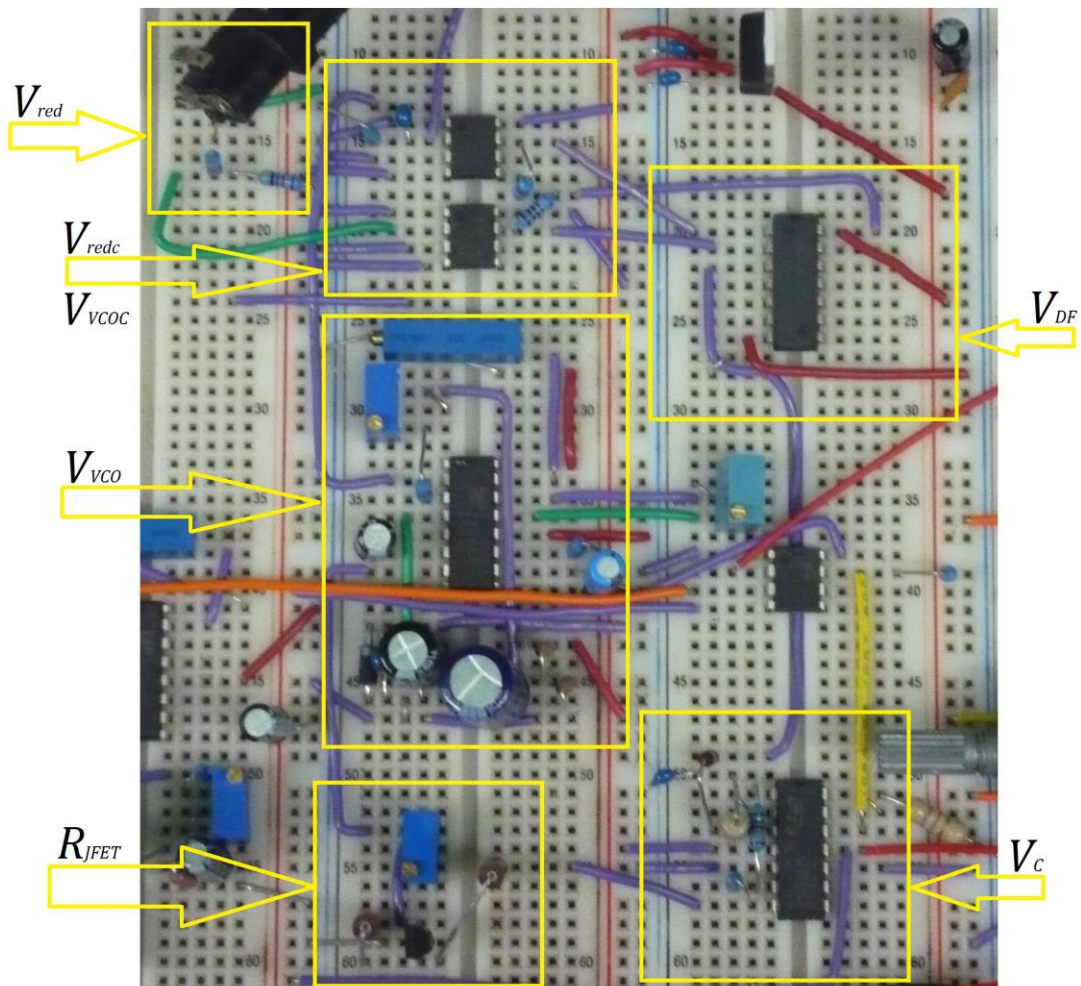


Figura 36. Circuito del PLL.

5.2 Circuito desfasador.

La simulación tiene el objetivo de demostrar el funcionamiento del filtro pasa-todo para aplicarlo al microinversor. Se configuró el circuito de la figura 11 y se obtuvieron diferentes desfasamientos con una señal de entrada senoidal de amplitud de $1V_p$ y una frecuencia de 60Hz.

Como se menciona en la sección 3.2 el filtro pasa-todo sólo afecta la fase de la señal V_{VCO} . Ésto se corrobora en la figura 37 ya que las señales de esta figura mantienen la misma amplitud pero diferentes fases. También en la misma figura se observa que el filtro puede desfasar de 0° a 180° pero existe una limitación para el desfasamiento ya que para llegar a un desfasamiento de 180° se necesita una resistencia del orden de los

Megaohms. Puesto que en la realidad es difícil obtener un potenciómetro de esta magnitud, el máximo desfaseamiento es cercano a los 180° .

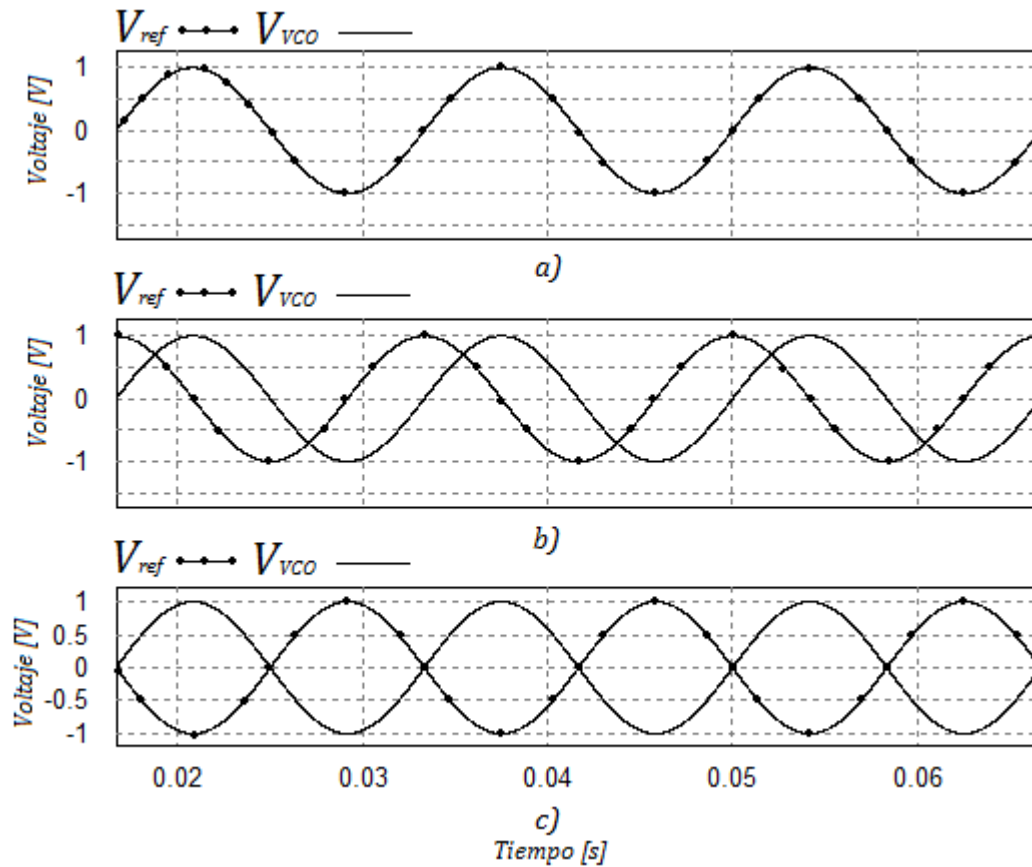


Figura 37. Simulación del filtro pasa-todo para diferentes desfaseamientos. a) 0° de desfase. b) 90° de desfase. c) 180° de desfase.

La construcción del filtro pasa-todo se realiza a nivel de tablilla de simulación y se utiliza el diagrama de la figura 38

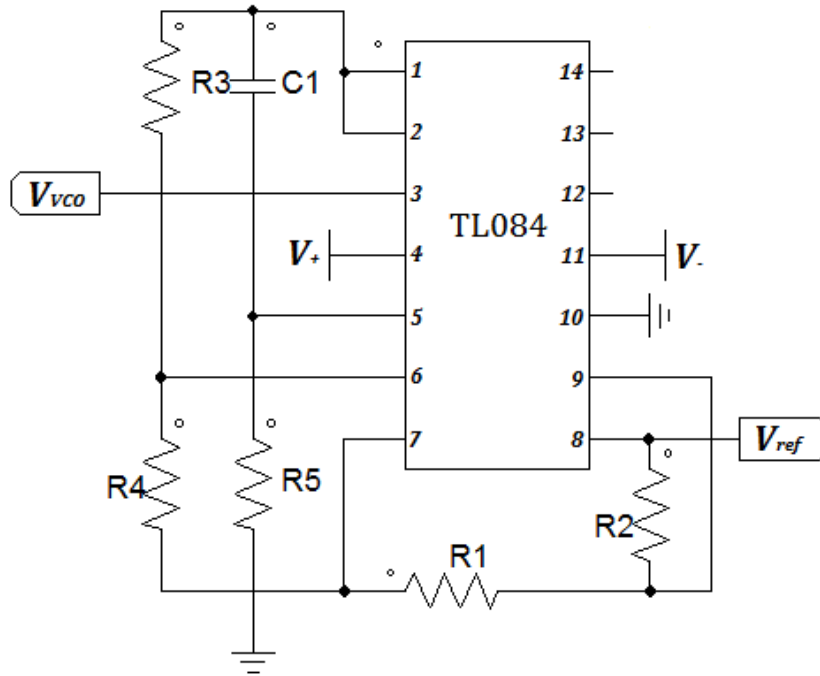


Figura 38. Diagrama eléctrico del filtro pasa-todo.

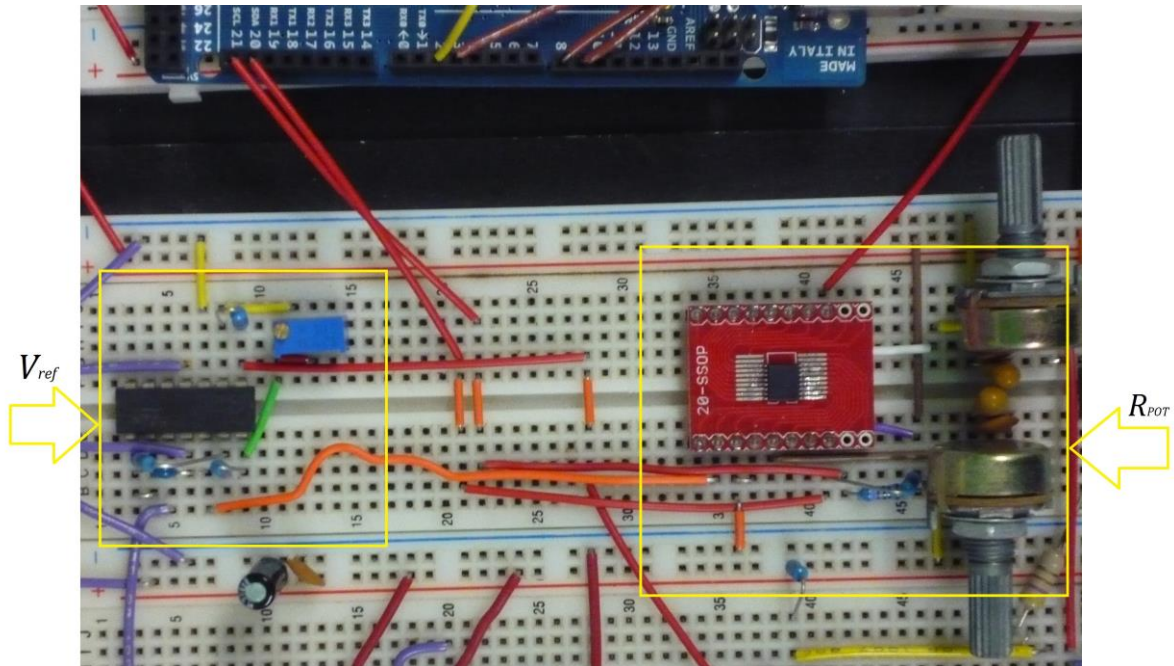


Figura 39. Circuito del filtro pasa-todo.

5.3 Control de la corriente.

El objetivo de la simulación es demostrar el funcionamiento del control para mantener la amplitud de I_o . Se configuró el circuito de la figura 40 para corroborar el funcionamiento.

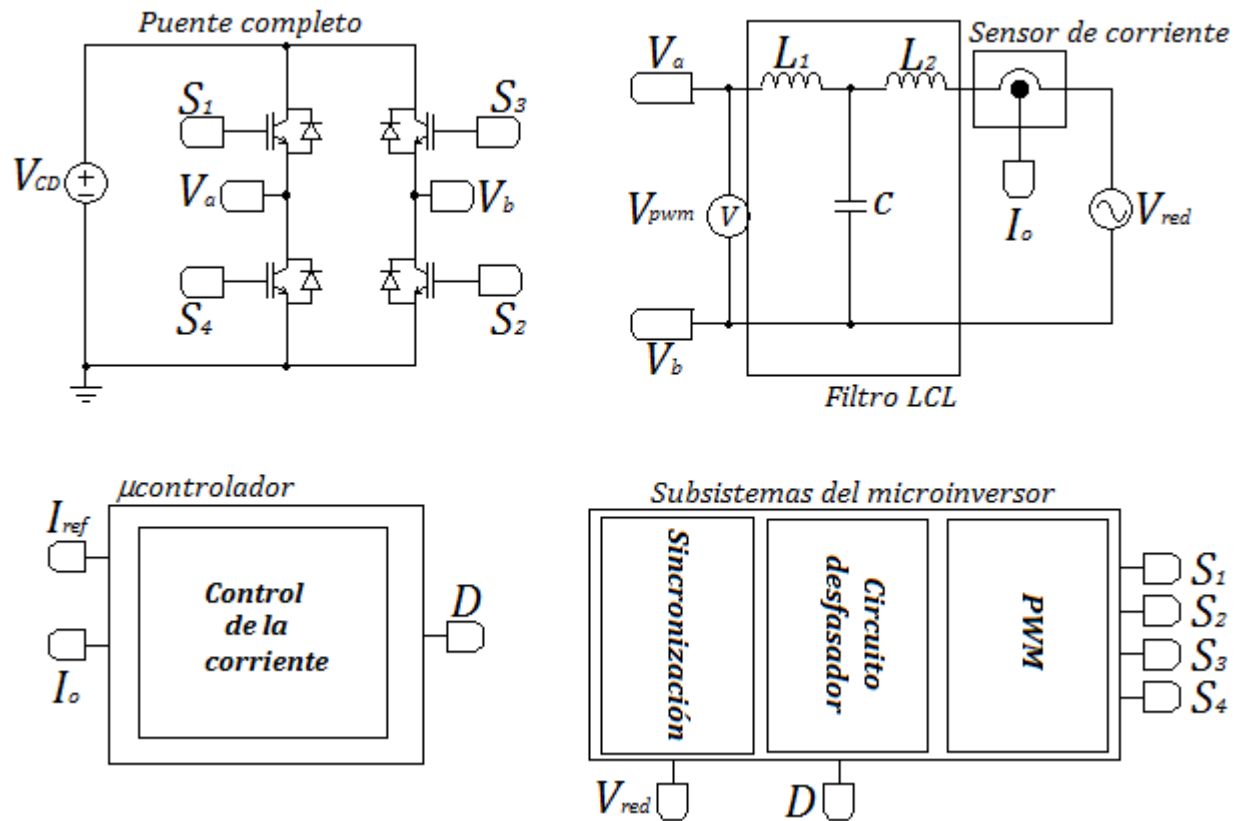


Figura 40. Microinversor con el control de la corriente.

La simulación se realiza para una I_{ref} de $5 A_{rms}$. Se obtuvieron los resultados mostrados en la figura 41 donde se observa que la amplitud de I_o es cercana a $5 A_{rms}$ como se le pidió en la referencia. La DAT (figura 41) cumple con las especificaciones descritas en las tablas 1 y 2.

La parte de mayor importancia de estos resultados mostrados en la figura 41 radica en la transferencia de energía, la cual se mide con el FP como se presenta en la sección 2.2 .

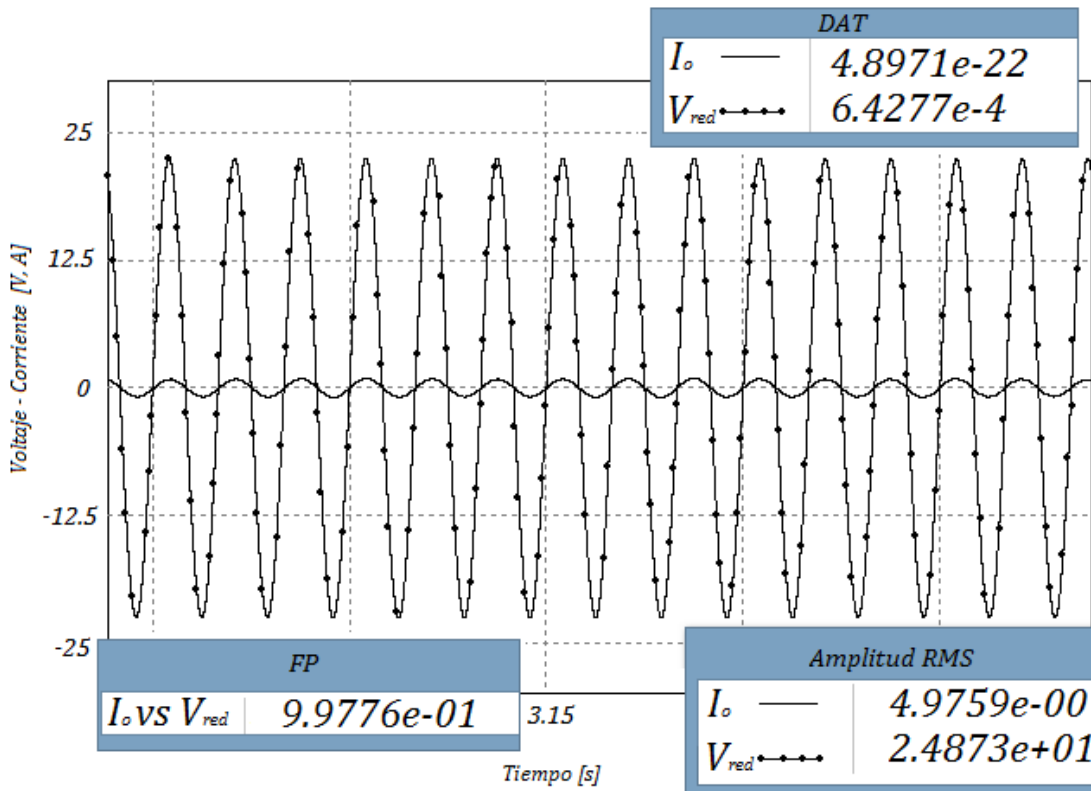


Figura 41. Resultado de la simulación del microinversor con el control de la corriente.

En la figura 42 se observa el espectro en frecuencia de I_o , donde se puede ver que la armónica fundamental es de 60 Hz y también se observa que los subarmónicos no tienen una amplitud considerable por lo que la DAT es aceptable ya que el valor obtenido es menor al 5% y al 8% estipuladas en las especificaciones del capítulo 2 sección 2.2.

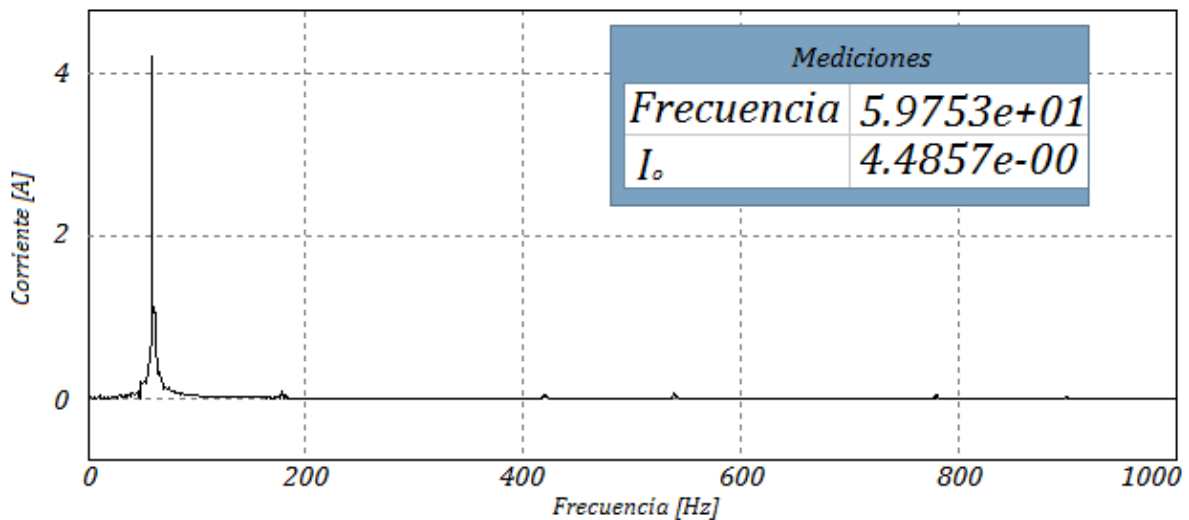


Figura 42. Espectro en frecuencia de la corriente de salida del microinversor.

En la figura 43 se observa a tres parámetros esenciales para calcular el control PI como son el ángulo de desfasamiento (δ), el error y la corriente $I_{o(rms)}$.

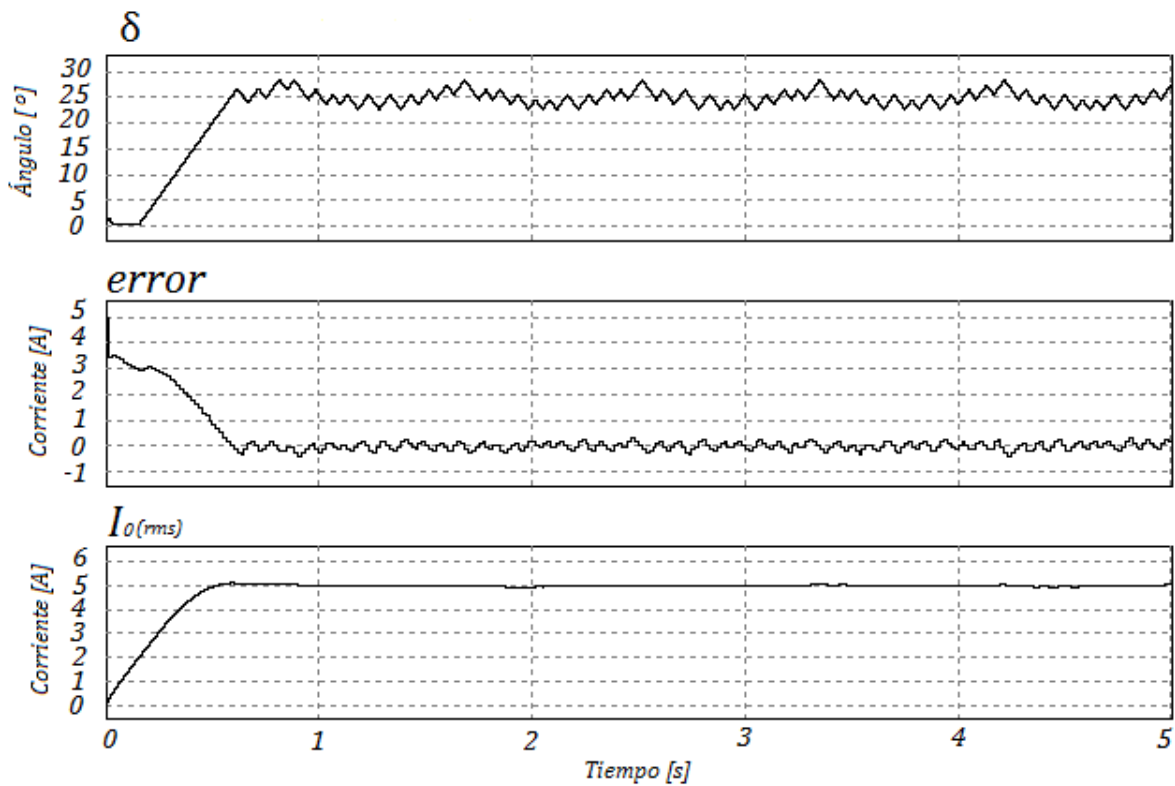


Figura 43. Parámetros para el cálculo del control.

Una vez comprobado el funcionamiento de los algoritmos de control se procedió a la construcción de acuerdo al diagrama eléctrico de la figura 44.

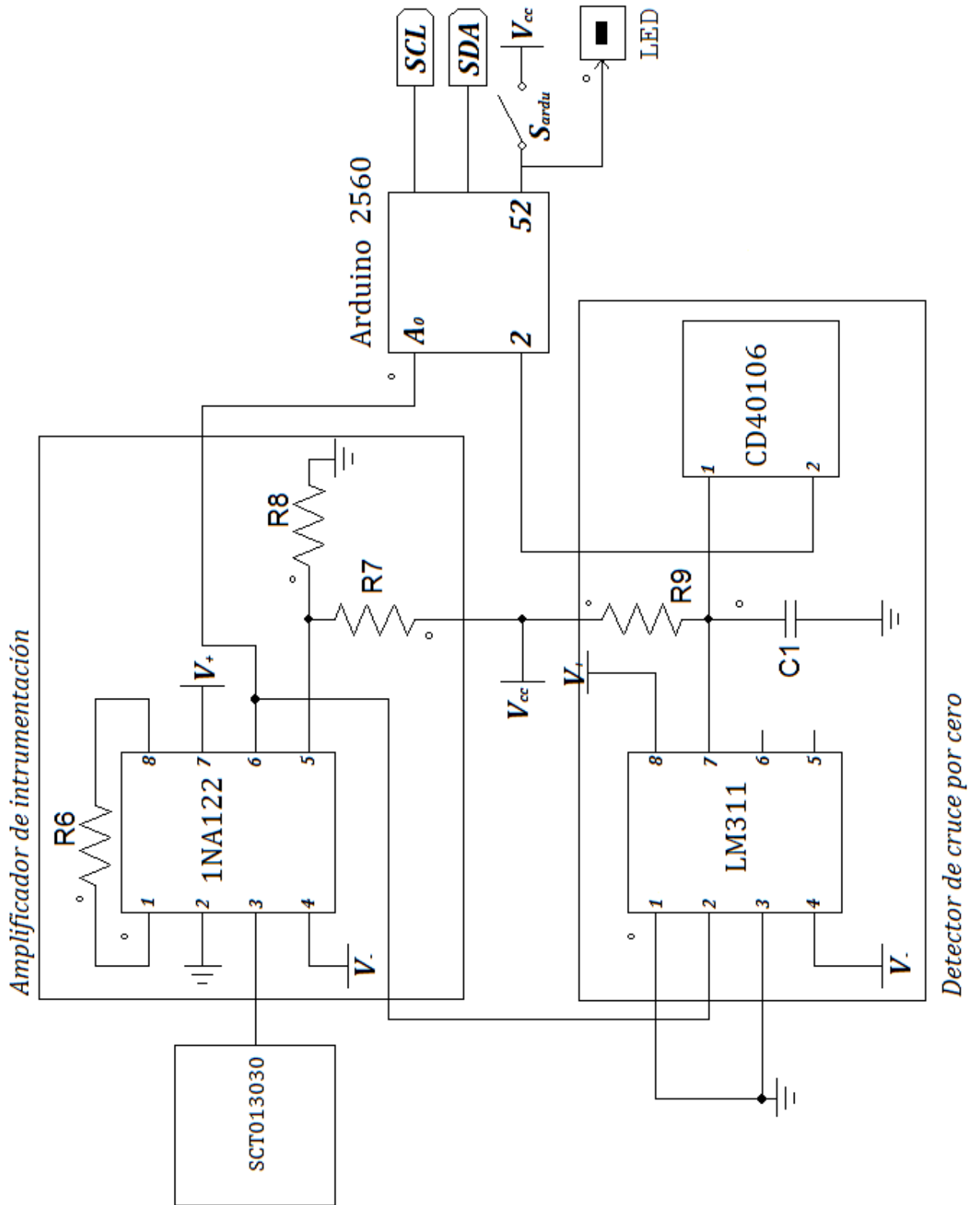


Figura 44. Diagrama eléctrico del control.

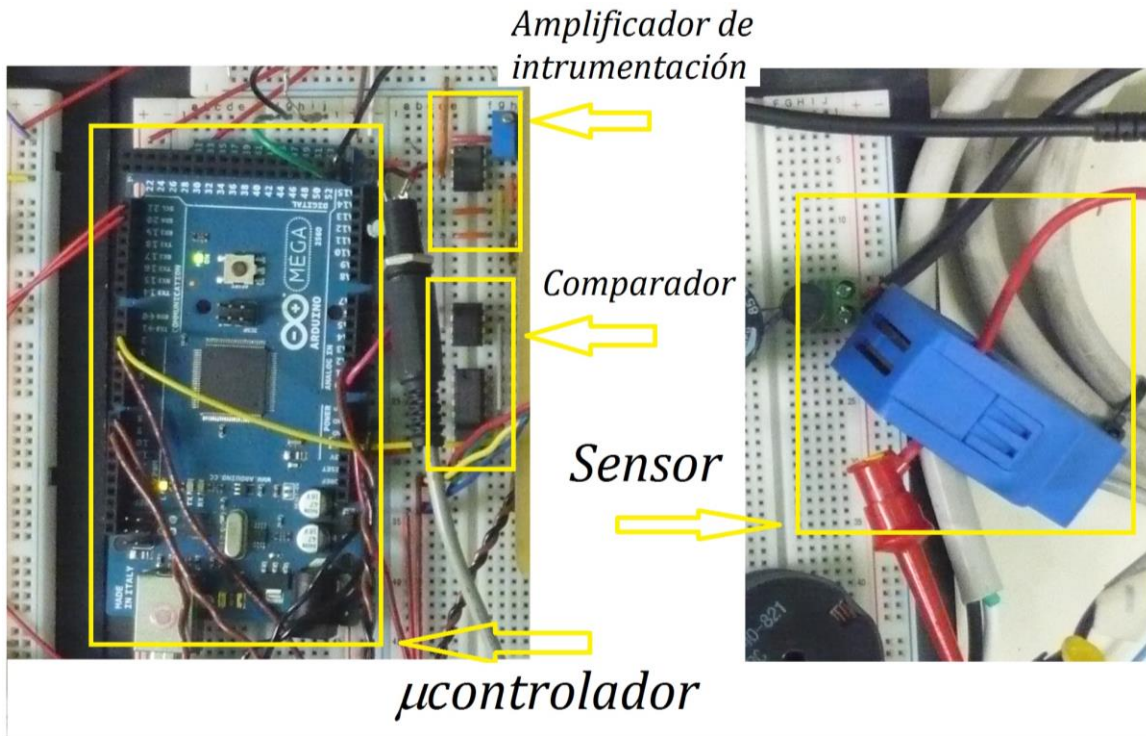


Figura 45. Circuito del μ controlador.

5.4 PWM.

El diagrama que se utiliza para la simulación de la PWM se muestra en la figura 46. En el mismo se observa el recuadro: "PWM", el cual consiste en comparar V_{ref} y V_{tri} para decidir cuales interruptores deberán cerrarse según las tablas 9 y 8.

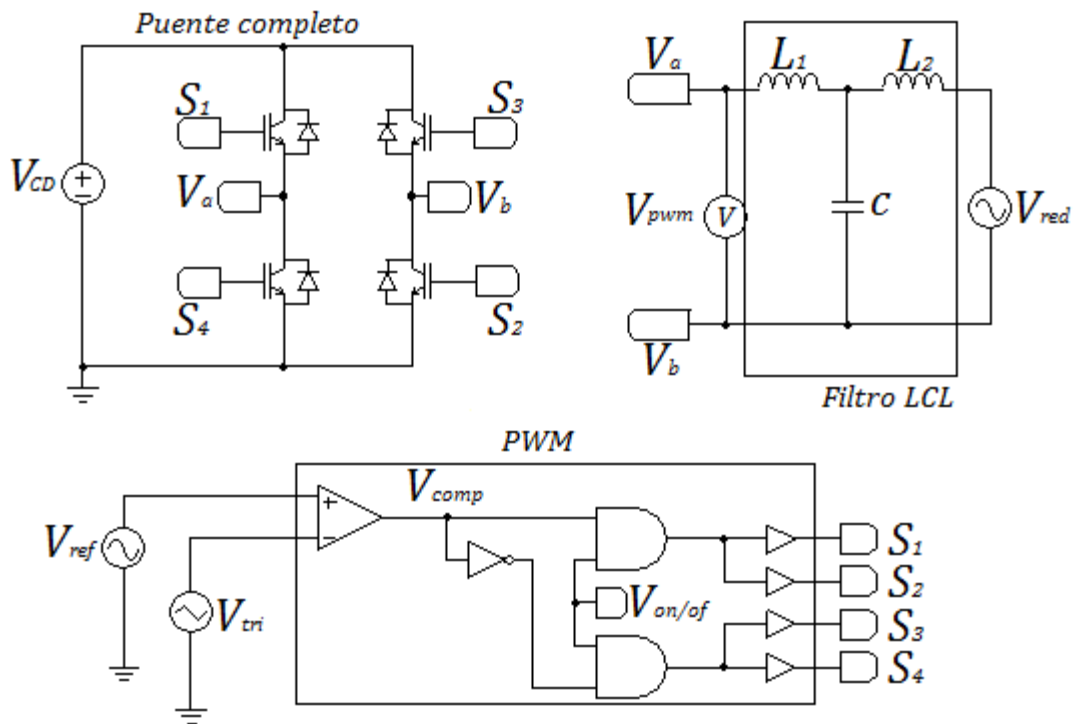


Figura 46. Diagrama de simulación del microinversor con PWM.

Tabla 8. Estado del V_{comp} .

Comparación	V_{comp}
$V_{ref} > V_{tri}$	1
$V_{ref} < V_{tri}$	0

Tabla 7. Estado de los interruptores.

V_{comp}	$V_{on/of}$	S_1	S_2	S_3	S_4
1	1	1	1	0	0
0	1	0	0	1	1

La figura 47 muestra la señal V_{pwm} vista en la sección 3.4. Como se observa en esta figura el control para la PWM aplicado tiene un buen funcionamiento debido a que cumple con el análisis teórico de la sección 3.4

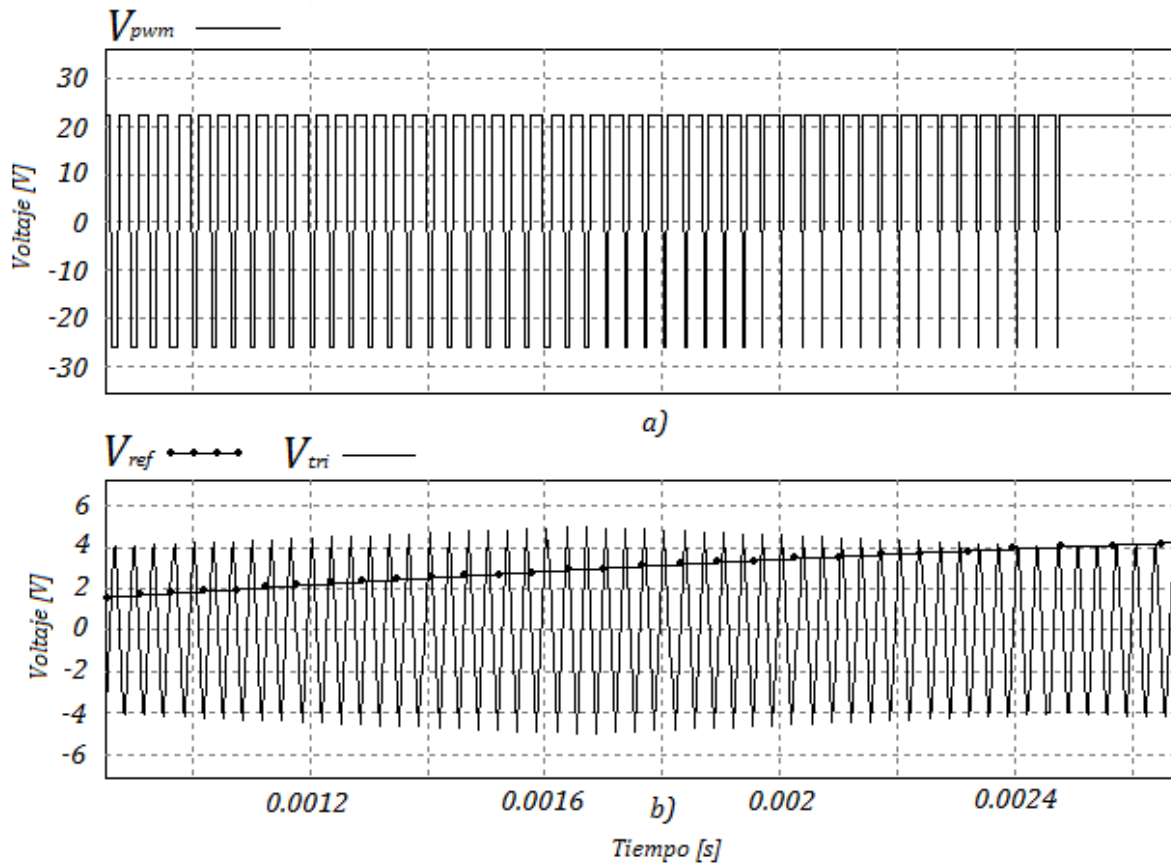


Figura 47. Simulación del principio de operación de la modulación PWM. a) Señal de voltaje de salida de un microinversor de puente completo. b) Señal triangular y de referencia.

En la figura 48 se observa el espectro en frecuencia de la señal V_{pwm} , esta presenta una frecuencia fundamental idéntica a la V_{ref} . Existen otras frecuencias múltiplos de la frecuencia de conmutación que corresponden a la frecuencia de V_{tri} .

Para esta simulación, la frecuencia de V_{ref} es de 60 Hz y la frecuencia de V_{tri} es de 29.94 kHz, por lo tanto la señal de la figura 48.a) muestra las frecuencias de:

$$F_{ref}, F_{tri}, 2 \cdot F_{tri}, 3 \cdot F_{tri} \text{ y } 4 \cdot F_{tri} \quad (14)$$

Una de las ventajas de la PWM es que la señal V_{pwm} presenta estas frecuencias (14) por lo tanto las armónicas de la frecuencia de conmutación que se encuentran en frecuencias altas pueden ser eliminadas al aplicar un filtro paso bajo y únicamente dejar la frecuencia de V_{ref} . La figura 48.b) muestra a V_{inv} el cual es V_{pwm} después de aplicarle

el filtro LCL. Con esto se observa que sólo está la frecuencia de V_{ref} como se mencionó anteriormente.

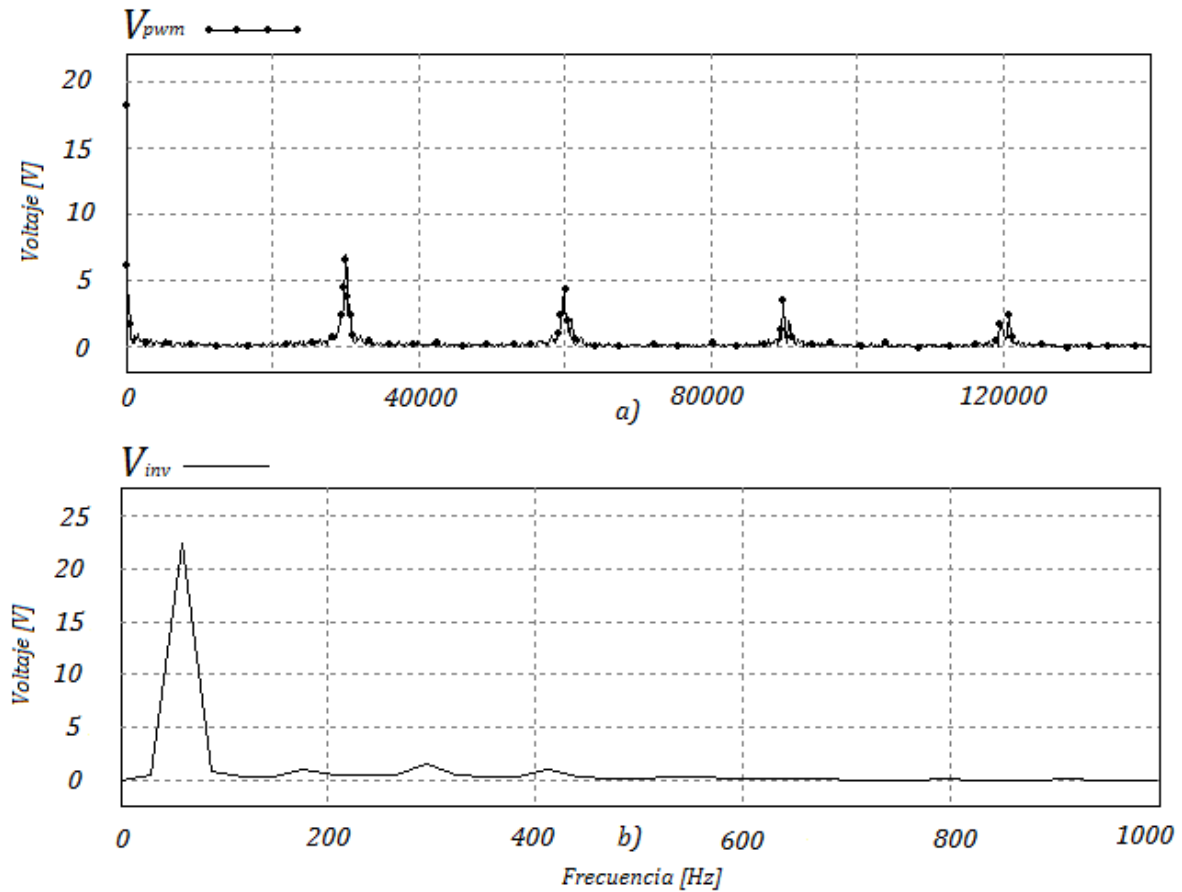


Figura 48. a) Espectro en frecuencia de V_{pwm} y b) Espectro en frecuencia de V_{inv} .

Una vez comprobado el buen funcionamiento del PWM en la simulación se pasó a su construir el diagrama eléctrico de la figura 49.

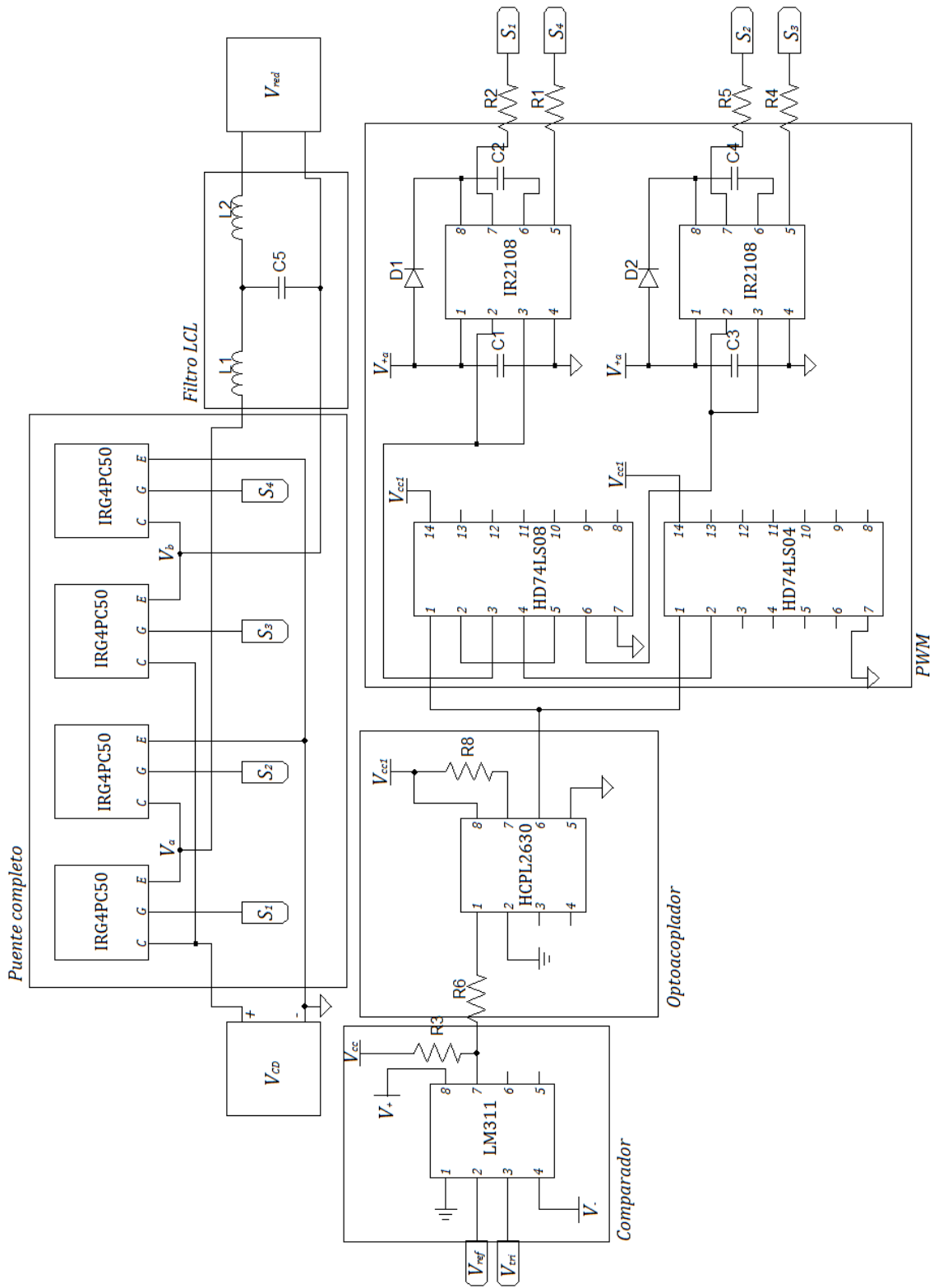


Figura 49. Diagrama eléctrico de la PWM.

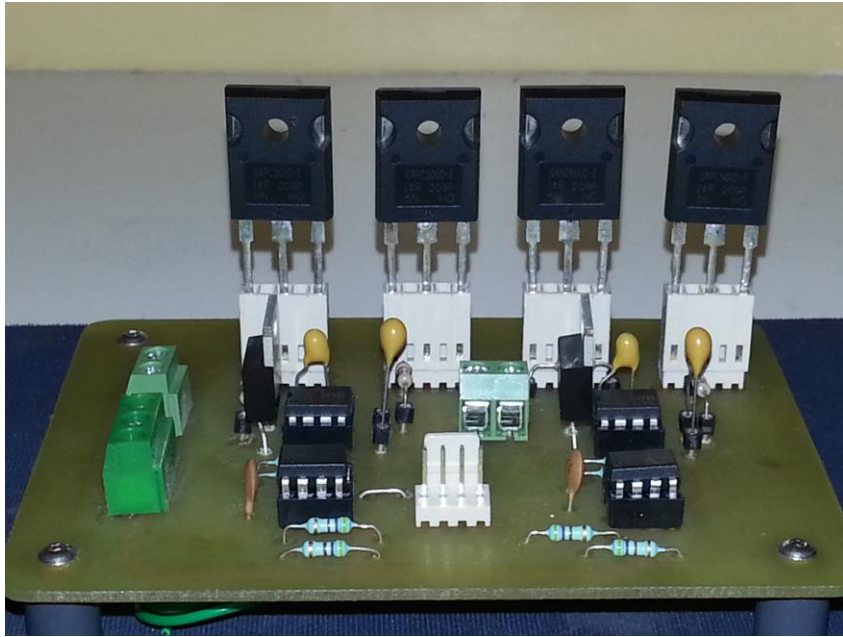


Figura 50. Circuito del puente completo.

Control para la
modulación PWM

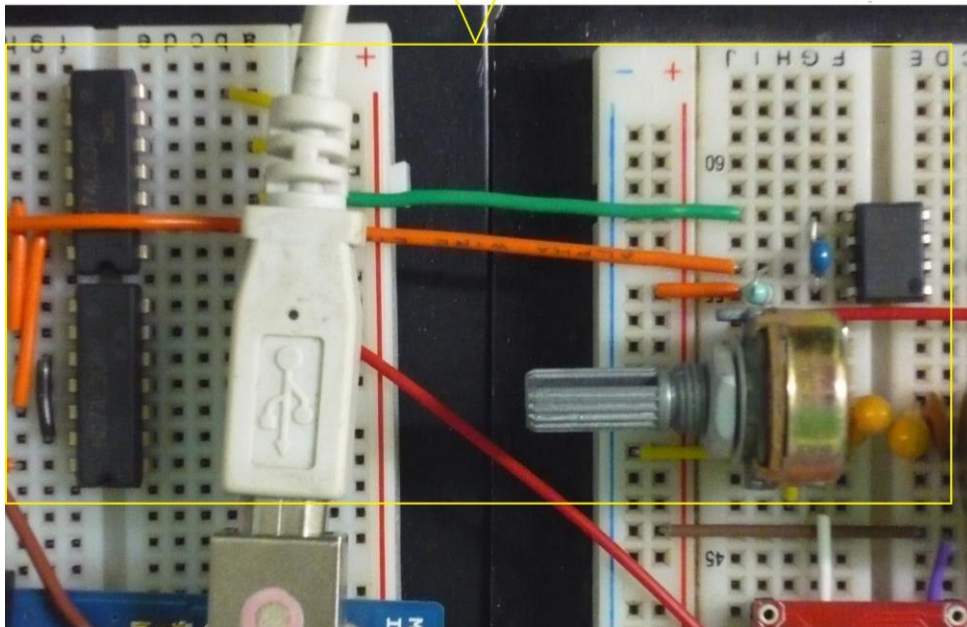


Figura 51. Circuito del control para la modulación PWM.

Capítulo 6. Experimentación y discusión de los resultados.

Por su importancia, la experimentación y discusión de los resultados que se presentan son las correspondientes a las evaluaciones de los subsistemas y del microinversor conectado a la red, explicados en el capítulo 3 y simulados en el capítulo 5.

Para la evaluación se capturaron los datos con el adquirente de National Instruments NI-6009 (apéndice F), éstos se guardan en un archivo de texto para posteriormente graficarse con el programa de Matlab y así hacer una discusión de los resultados. En la Figura 52 se muestra como se hace la conexión con la tarjeta NI-6009 para adquirir los datos del sistema

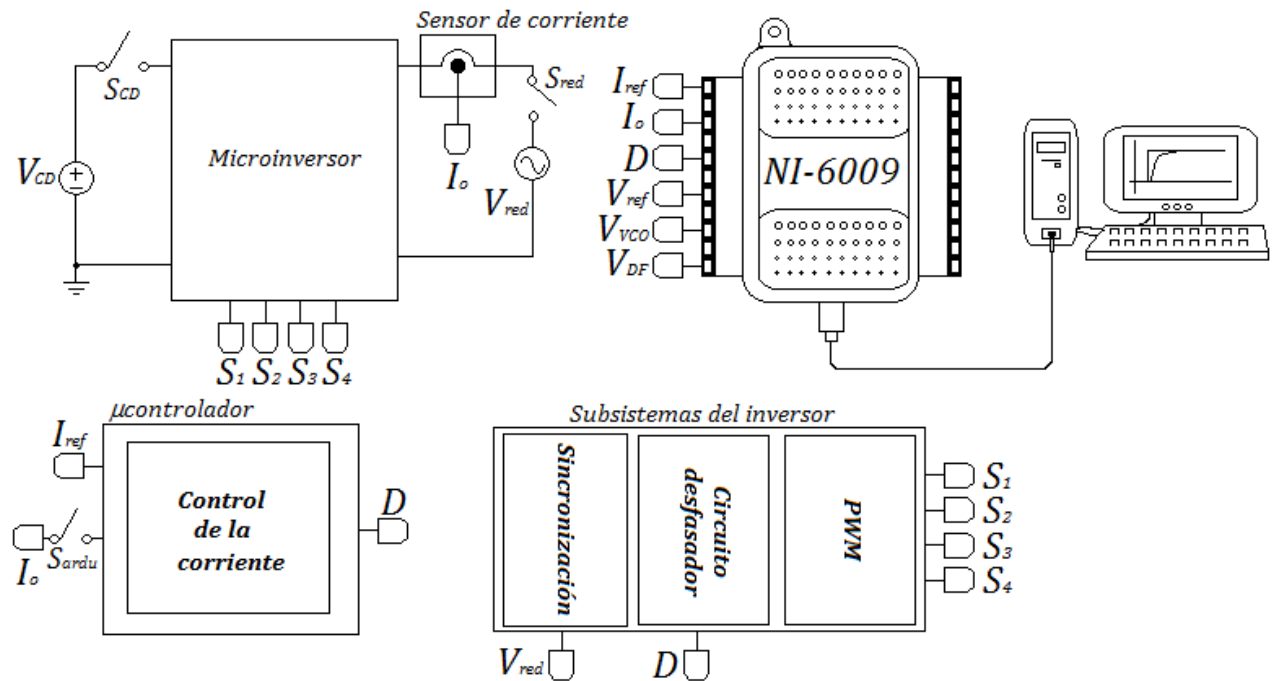


Figura 52. Diagrama de la conexión con el adquirente de datos NI-6009.

6.1 Evaluación de los subsistemas.

6.1.1 Sincronización.

El PLL sirve para sincronizar el V_{inv} con el V_{red} como se explicó en la sección 3.1 y con esto se asegura que la frecuencia de V_{inv} debe ser igual a la frecuencia de V_{red} . Para expresar lo anterior tenemos que:

$$V_{inv} = V_{INV} \cdot \sin(2\pi \cdot F_{inv} \cdot t + \delta), \quad (15)$$

$$V_{red} = V_{RED} \cdot \sin(2\pi \cdot F_{red} \cdot t), \quad (16)$$

donde: $F_{inv} = F_{red}$.

En éste caso la frecuencia de la red es 60 Hz, por lo tanto la frecuencia del microinversor es 60 Hz.

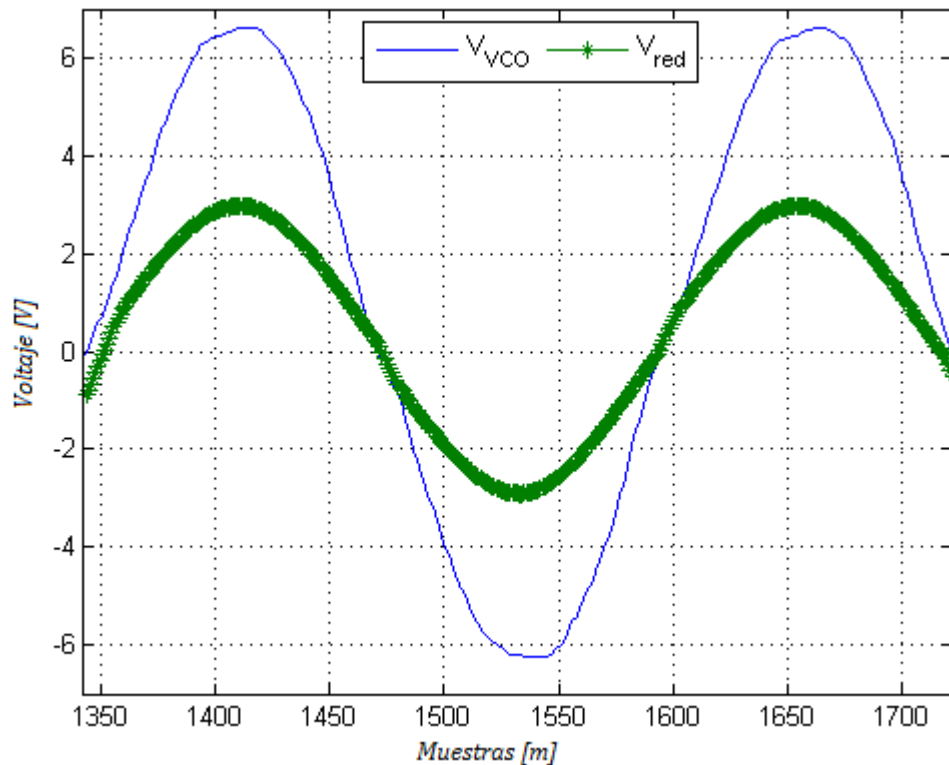


Figura 53. Señales V_{red} y V_{inv} .

Como se observa en la figura 53 las señales tienen la misma frecuencia por lo tanto el PLL tiene un correcto funcionamiento.

Para que el PLL funcione de manera correcta el DF y el filtro tienen que operar de manera correcta. En la figura 54 se muestra que el DF tiene un correcto funcionamiento ya que V_{DF} es un uno lógico cuando V_{red} y V_{inv} son diferentes, como vimos en la tabla de verdad de la compuerta "O" exclusiva (tabla 3).

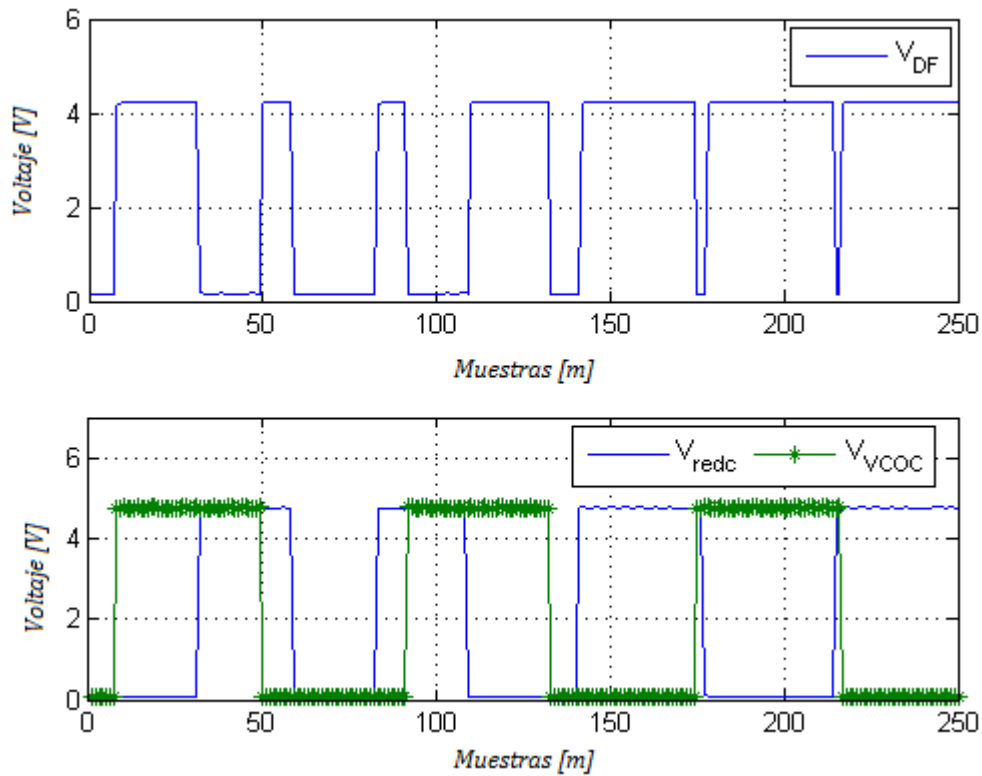


Figura 54. Gráficas del funcionamiento de DF.

En la figura 55 se muestra el correcto funcionamiento del filtro ya que V_c es una señal de DC y varía su amplitud dependiendo del ancho del pulso de V_{DF} . La amplitud de V_c sirve para variar la resistencia (i.e., la construida con el transistor JFET 2N5458) y poder hacer que el VCO oscile a la frecuencia de 60 Hz.

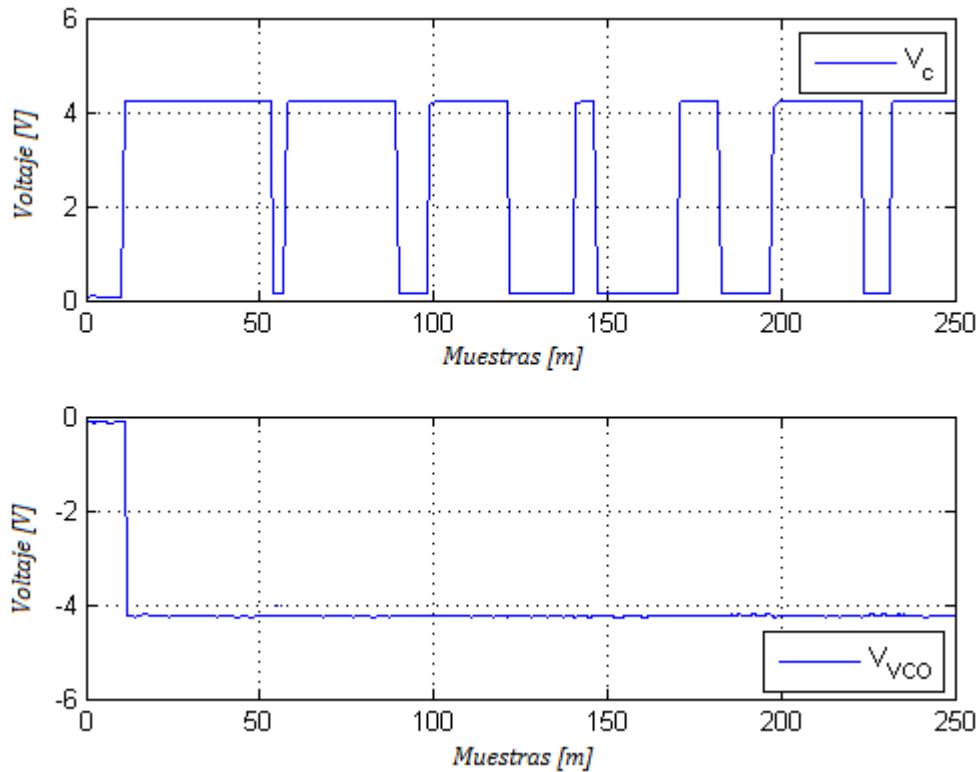


Figura 55. Gráficas del funcionamiento del filtro pasa-bajas.

6.1.2 Circuito desfasador.

El filtro pasa-todo como se observó en la sección 3.2 sirve para desfasar a V_{inv} , que funciona para controlar la amplitud de I_o .

Para lograr el control se debe desfasar V_{vco} , para lo cual se utiliza la siguiente ecuación,

$$V_{VCO} = V_{vco} \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot F_{inv} \cdot t). \quad (17)$$

Al aplicar el filtro pasa-todo al voltaje V_{VCO} se obtiene el V_{ref} ,

$$V_{ref} = V_{vco} \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot F_{ref} \cdot t + \delta), \quad (18)$$

que sirve para calcular la secuencia de los interruptores IGBT de la PWM y poder generar V_{inv} .

En la figura 56 se muestra el comportamiento del filtro pasa-todo de manera experimental y se observa que el filtro está funcionando de manera correcta ya que se le modificó el potenciómetro digital para una D de 0, 230 y 255 con lo que se obtiene una resistencia (ecuación (9) de la sección 1.6 del capítulo 3) que modifica el desfaseamiento (ecuación (8)) para cada valor.

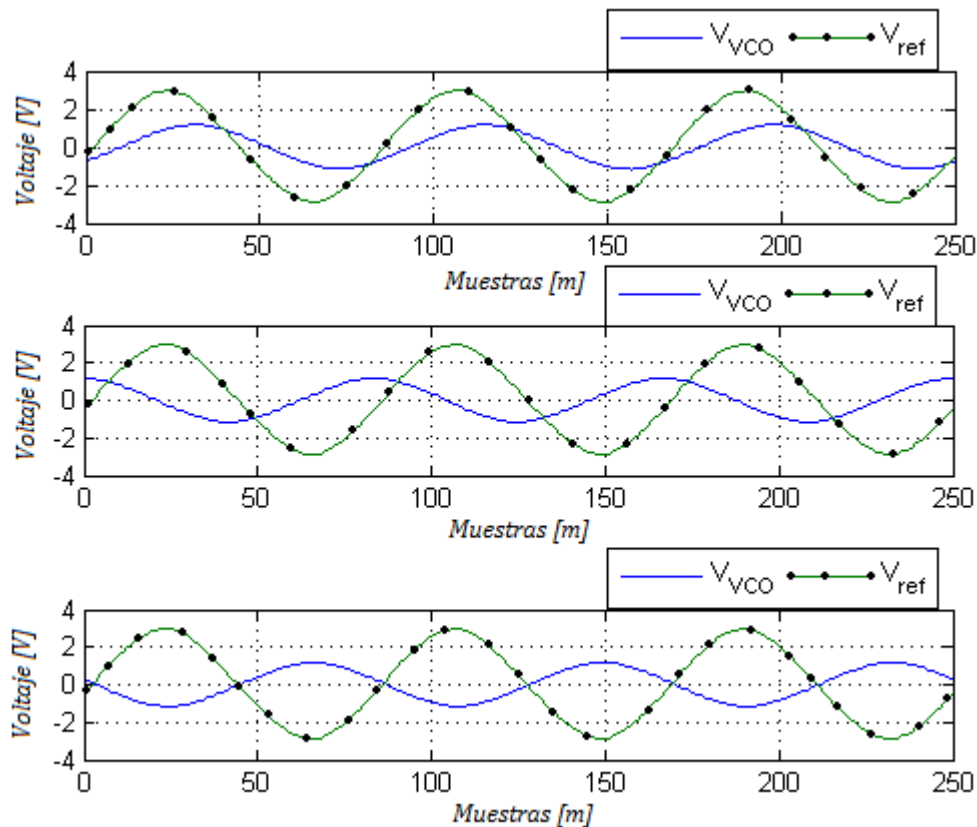


Figura 56. Comportamiento del filtro pasa-todo para desfaseamientos de 3° , 29° y 163° .

6.1.3 Control de la corriente.

El control de la corriente es lo más importante para el sistema, ya que el control mantendrá la amplitud de I_o conforme cambie I_{ref} , por lo tanto como se observó en la sección 3.3. El control PI se tiene que sintonizar para obtener las ganancias K_p y K_i y poder llevar al error a cero en estado estacionario; por lo que el cálculo de éstas ganancias es muy relevante para el funcionamiento correcto del controlador PI.

La sintonización del control PI se lleva a cabo siguiendo la curva de reacción (vista en la sección 3.3) de la figura 57

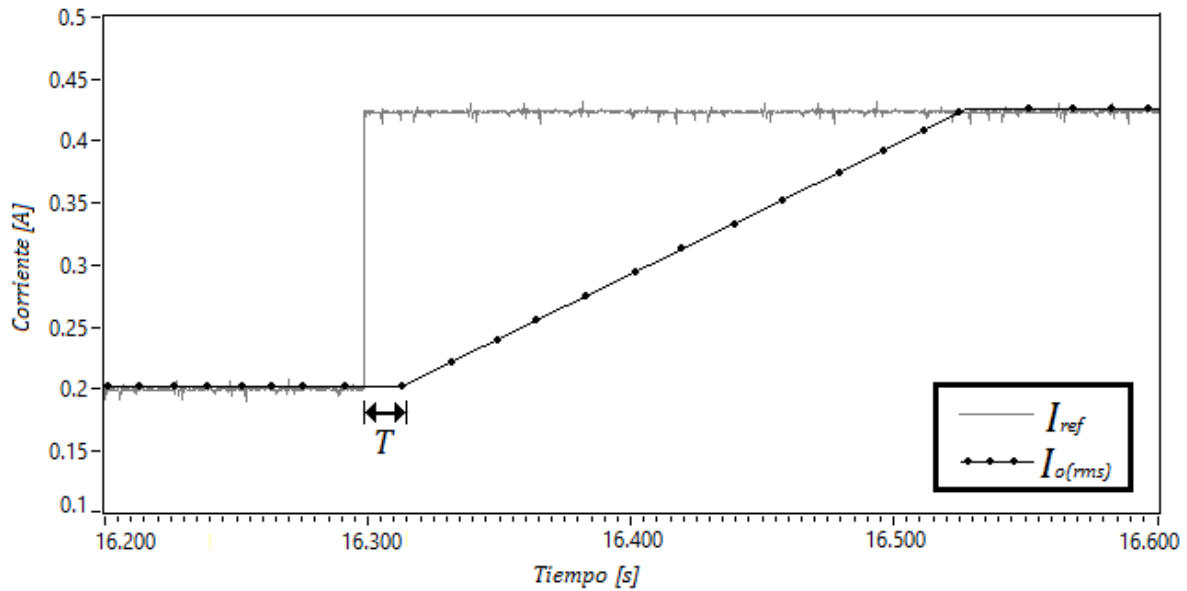


Figura 57. Curva de respuesta del sistema ante una corriente de referencia escalón.

El sistema tiene un tiempo muerto de $T = 17.5 \times 10^{-3}$ segundos y una pendiente de $a = 1.0598$, siguiendo la tabla 4 (capítulo 3 sección 1.7) se obtienen las ganancias K_p y K_i las cuales tienen como valor,

$$K_p = 48.52, \quad (19)$$

$$K_i = 831.88. \quad (20)$$

Estas ganancias (19) y (20) sirvieron como base para iniciar los experimentos, pero debido a que el sistema presenta una respuesta lenta (mayor a 2 minutos) se tuvo que modificar K_p para que el sistema redujera su tiempo de respuesta y la ganancia K_i también se modificó debido a que en el estado estacionario la respuesta seguía con una pequeña oscilación. Los valores de K_p y K_i que hacen que el sistema tenga una respuesta satisfactoria son los siguientes:

$$K_p = 63, \quad (21)$$

$$K_i = 250. \quad (22)$$

Una vez sintonizado el control PI se obtuvo $I_{o(rms)}$ para una I_{ref} cuadrada. En la figura 58 se observa cual fue la respuesta ante una señal escalón como referencia.

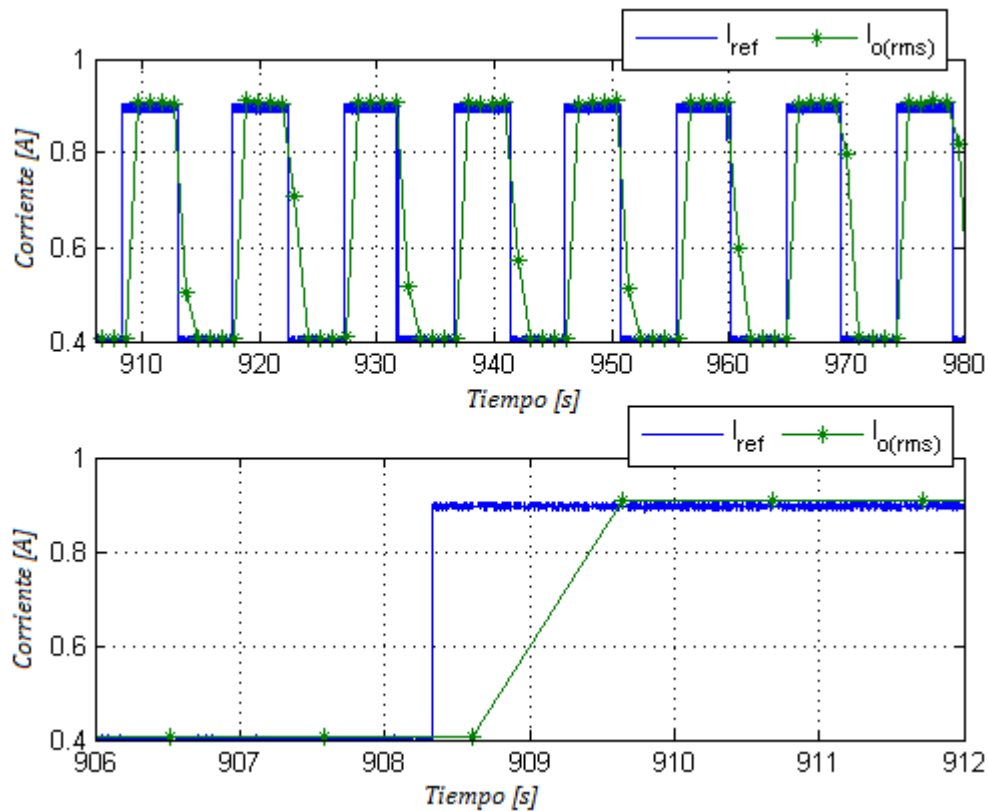


Figura 58. Señal cuadrada de referencia I_{ref} y señal de valor eficaz $I_{o(rms)}$.

En la figura 58 se muestra que el control PI tiene un funcionamiento correcto ya que para una I_{ref} con un cambio abrupto éste lleva a la I_o al valor deseado en un tiempo de 0.7 segundos.

En la figura 59 se observa cómo cambia la corriente senoidal ante la entrada escalón de referencia.

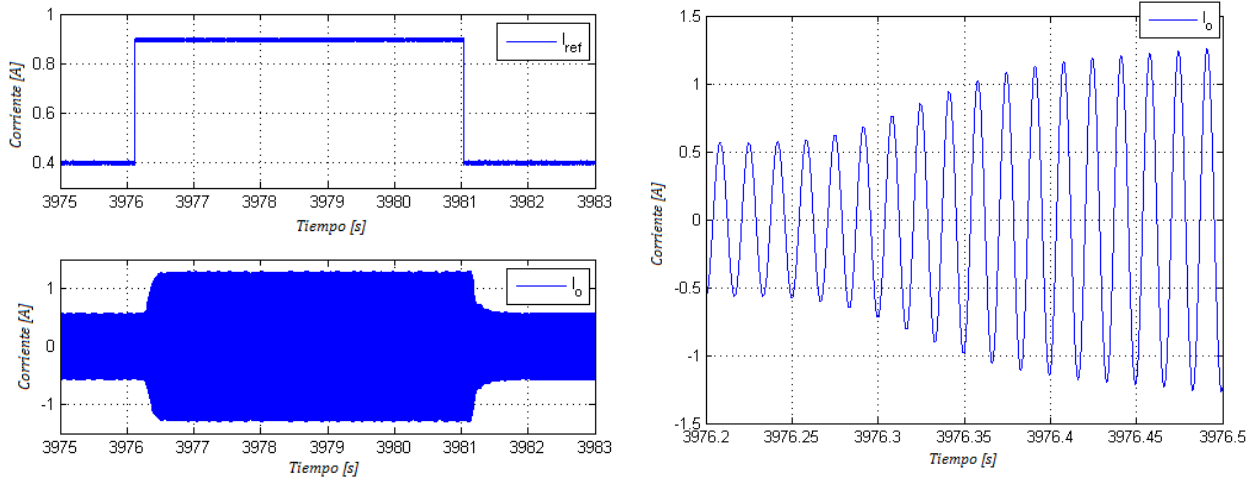


Figura 59. Señal cuadrada de referencia I_{ref} y señal de corriente I_o .

En la figura 60 se muestra cómo la salida del control cambia ante la variación de la I_{ref} para llevar a la corriente de I_o al valor deseado. La salida de control modifica a R_{POT} para cambiar el desfase del voltaje V_{ref} . En la tabla 10 se observa el cambio de R_{POT} y δ para diferentes salidas de control D .

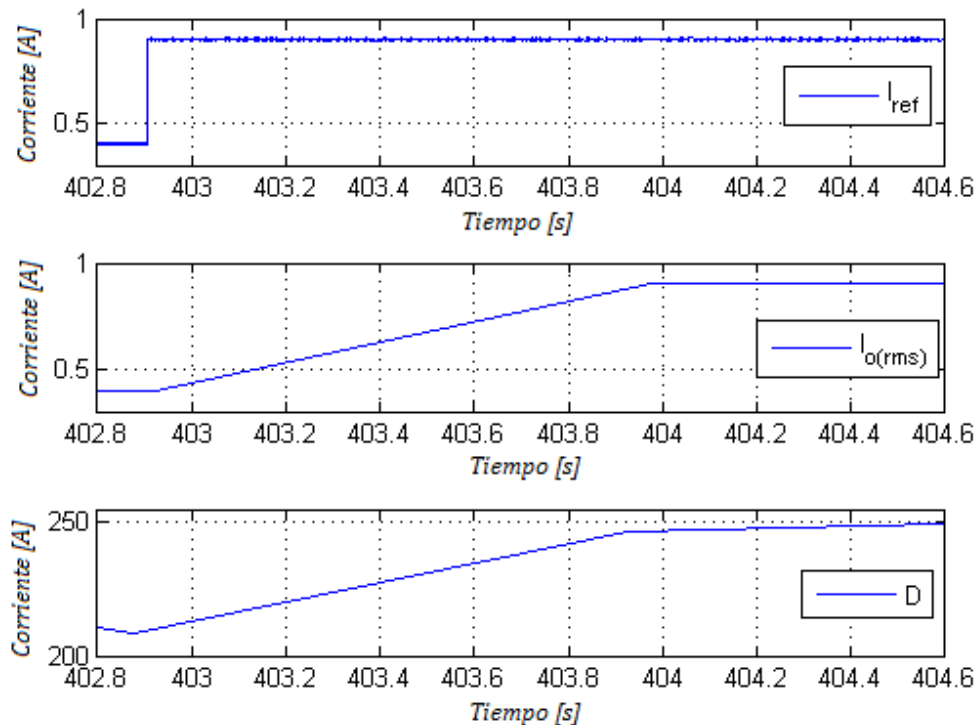


Figura 60. Señal cuadrada de referencia (I_{ref}), señal de valor eficaz ($I_{o(rms)}$) y Señal de salida del controlador (D).

Para probar el funcionamiento del control se varía el voltaje de la red eléctrica (V_{red}) corroborando que el control mantiene la corriente de salida (I_o) con la misma amplitud a pesar de la variación del voltaje V_{red} . En la Tabla 9 se observan las imágenes de la corriente de salida medida con la tarjeta de adquisición de National Instruments, la amplitud de I_o medida con el amperímetro y el voltaje de la red. En esta prueba se varía el voltaje de la red de 13.22V a 10.34V y luego a 9.09V, y debido al efecto del control PI la corriente I_o se mantiene alrededor de la corriente de referencia que es de 0.4A. Esta prueba se realiza con el fin de demostrar que el control está funcionando de manera correcta. Una vez que el microinversor esté conectado a la red eléctrica, ésta no debería tener variaciones de amplitud pero debido a que en la realidad la red si tiene variaciones se debe de implementar un control que detecte esta variación y cuando ésta suceda el microinversor se debe desconectar como se especificó en el capítulo 2 sección 2.2. Por lo tanto, este escenario no se presentará y este experimento sólo queda como una prueba para el control implementado.

Tabla 9. Prueba del funcionamiento del control variando el voltaje de la red eléctrica V_{red} .

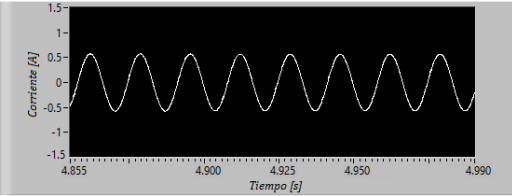


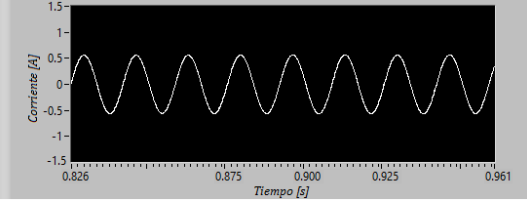


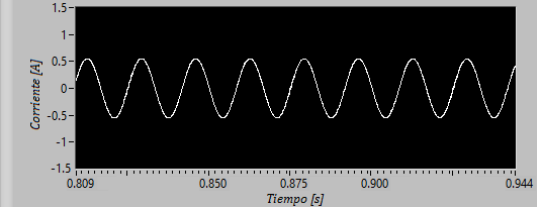


Corriente I_o graficada con LabView	Amplitud de I_o medida con el amperímetro	Voltaje de la red eléctrica V_{red}
		
		
		

Tabla 10. Desfasamiento para diferentes salidas de control.

D	$R_{POT} (\Omega)$	δ
0	1.026 M	2.96
10	0.986 M	3.08
20	0.945 M	3.22
30	0.905 M	3.36
40	0.865 M	3.51
50	0.825 M	3.68
60	0.785 M	3.87
70	0.745 M	4.08
80	0.705 M	4.31
90	0.665 M	4.57
100	0.625 M	4.86
110	0.585 M	5.19
120	0.545 M	5.57
130	505.1 K	6.01
140	465.1 K	6.53
150	425 K	7.14
160	385 K	7.88
170	345 K	8.79
180	304.8 K	9.95
190	264.8 K	11.44
200	224.8 K	13.46
210	184.6 K	16.35
220	144.5 K	20.8
230	104.1 K	28.59
240	64.1 K	44.96
250	24.09 K	95.51
255	4.06K	162.59

6.1.4 PWM.

Para evaluar este subsistema se miden las variables V_{ref} , V_{tri} y V_{comp} (figura 61), ya que éstas proporcionan información necesaria para realizar la PWM.

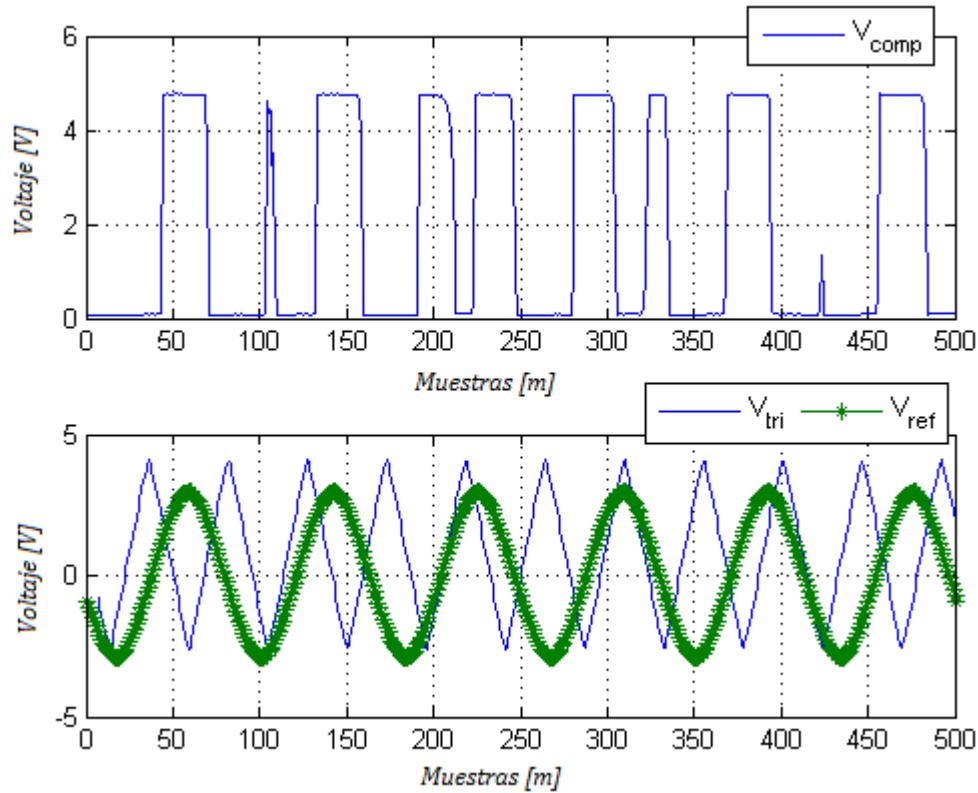


Figura 61. Señales de la modulación V_{comp} , V_{tri} y V_{ref} .

En la figura 61 se muestra que la comparación se está haciendo adecuadamente ya que V_{comp} es un uno lógico cuando $V_{ref} > V_{tri}$ y es cero cuando $V_{ref} < V_{tri}$ (vid., tabla 8 de la sección 5.4). Una vez realizada la comparación, se construye un arreglo de compuertas “Y” (figura 46) para determinar que interruptores se van a accionar (i.e., los que se rigen por la tabla 7); todo esto para formar la señal V_{pwm} que se muestra en la figura 62

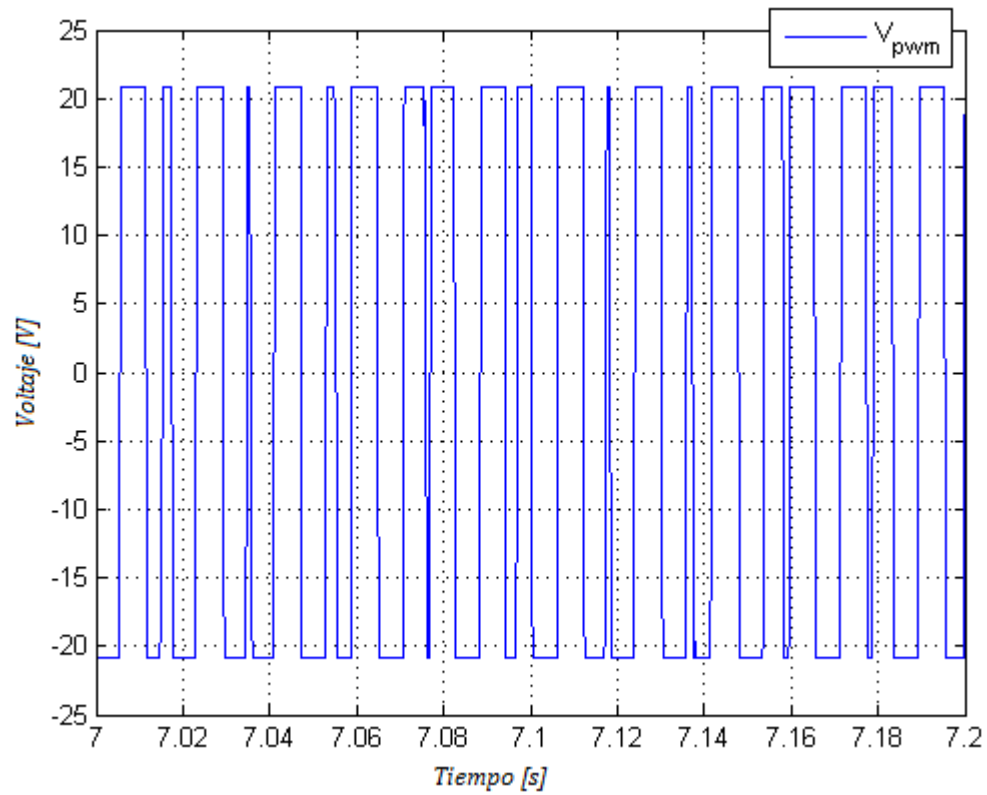


Figura 62. Señal modulada por el ancho del pulso V_{pwm}

Una vez que se filtra la señal de voltaje V_{pwm} se obtiene una señal senoidal V_{inv} que en teoría debe ser la misma que V_{ref} . En la figura 63 se muestran las señales V_{pwm} , V_{inv} y V_{ref} para corroborar que efectivamente V_{inv} y V_{ref} son la misma señal.

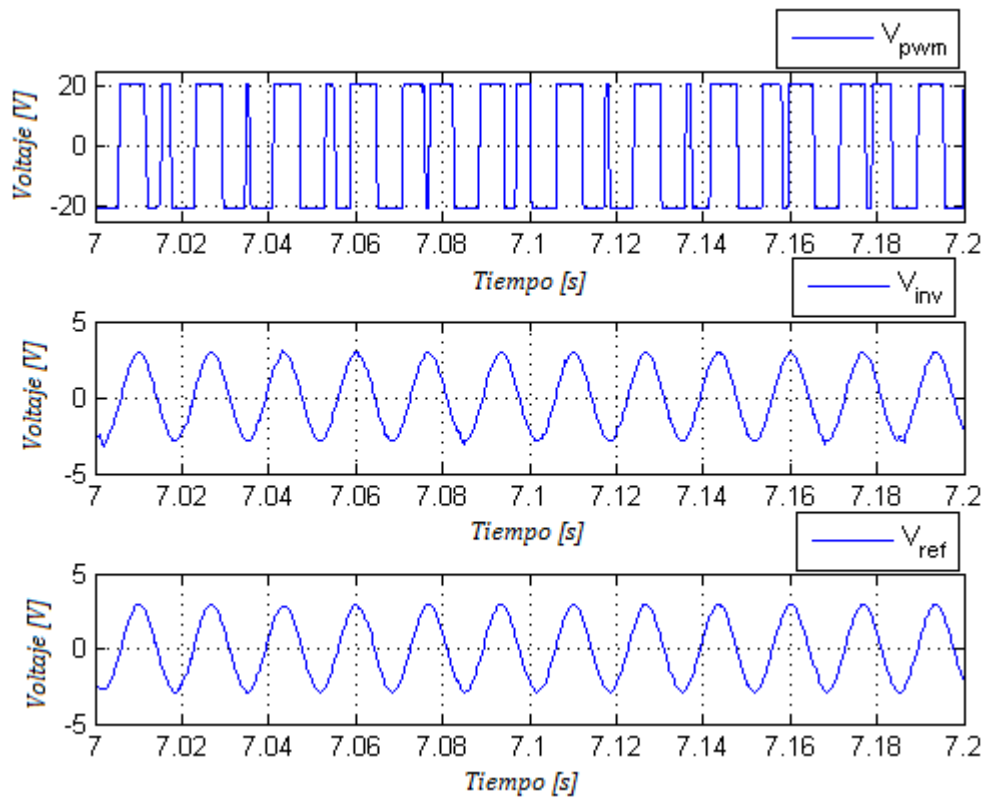


Figura 63. Señales de voltaje del microinversor V_{pwm} , V_{inv} y V_{ref} .

De la figura 63 también se observa que la señal V_{inv} cumple con la especificación descrita en la tabla 1 ya que la DAT es del 5% (figura 67). Esta medición de la DAT se hizo con el medidor de potencia modelo 8220 (POWER QUALITY METER MODEL 8220 apéndice D).

6.2 Evaluación del microinversor conectado a la red eléctrica.

Se evaluó el funcionamiento del microinversor conectado a la red usando los subsistemas probados en las secciones anteriores. Para hacer la conexión del microinversor y medir los parámetros se toma como referencia siguiente figura.

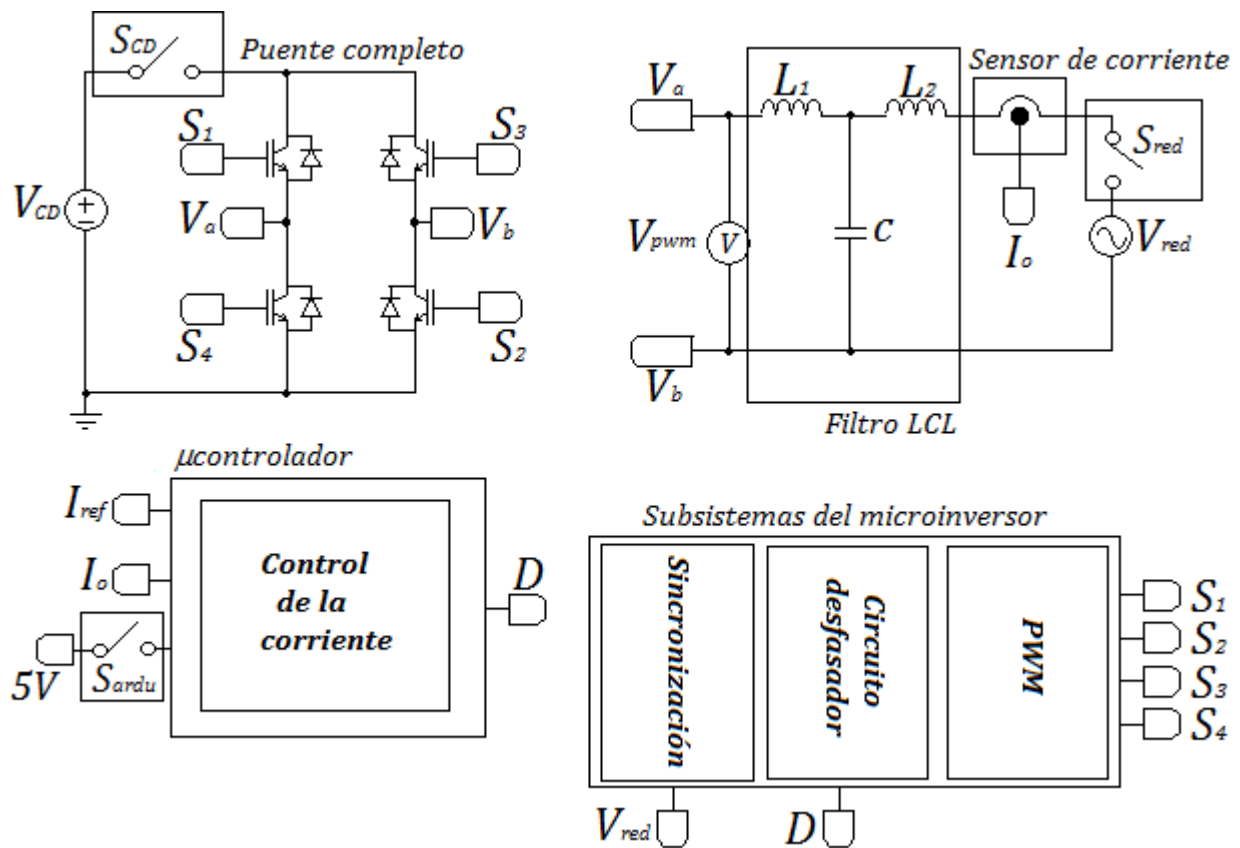


Figura 64. Microinversor conectado a la red eléctrica.

Para conectar el microinversor, primero se debe asegurar que la red y el módulo de baterías estén conectados (i.e., interruptores S_{CD} y S_{red} cerrados de la figura 64), también asegurarse de encender todos los subsistemas del microinversor para no generar una transferencia abrupta de la red hacia las baterías.

Una vez que el microinversor está funcionando se mide la energía transmitida por medio del PF (Apéndice A) esta medición se realiza con el medidor de potencia (Power Quality Meter Model 8220 apéndice D) que se observa en las figuras 68 y 69.

El experimento consiste en enviar una corriente de 0.4 amperes (figura 73) y que se encuentre en fase con el voltaje de la red eléctrica. En las figuras 65 y 73 se muestra la corriente de salida que se envía hacia la red eléctrica.

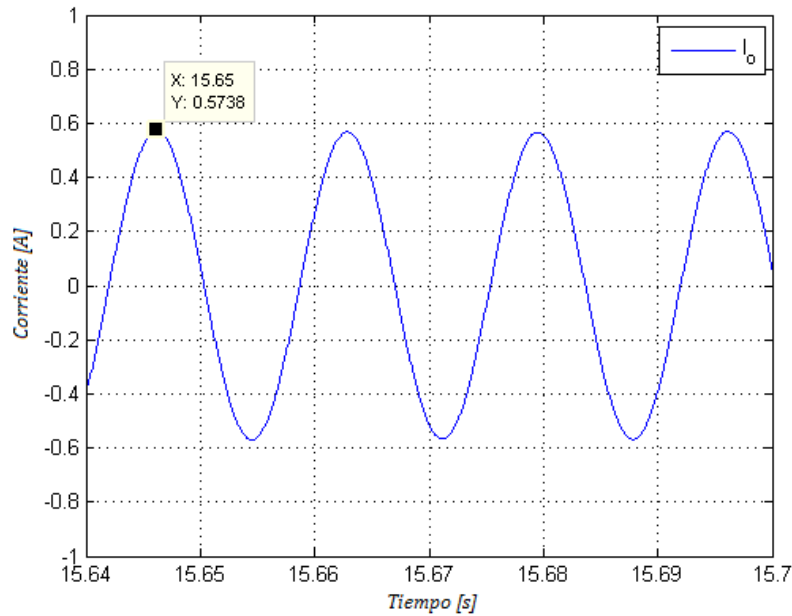


Figura 65. Corriente que se envía hacia la red eléctrica.

Como se observa en las figuras 66 y 67 la I_o y V_{red} se encuentran en fase por lo que el factor de potencia está por arriba de 0.9 (figura 70) y con esto se asegura que la corriente se está enviando hacia la red eléctrica.

Las gráficas 65 y 66 se obtienen con el programa de “Labview” que despliega los datos del adquisidor NI-6009 y la gráfica de la figura 67 se obtiene con el programa “Power Analyzer Control Panel” que despliega los datos obtenidos con el medidor de potencia.

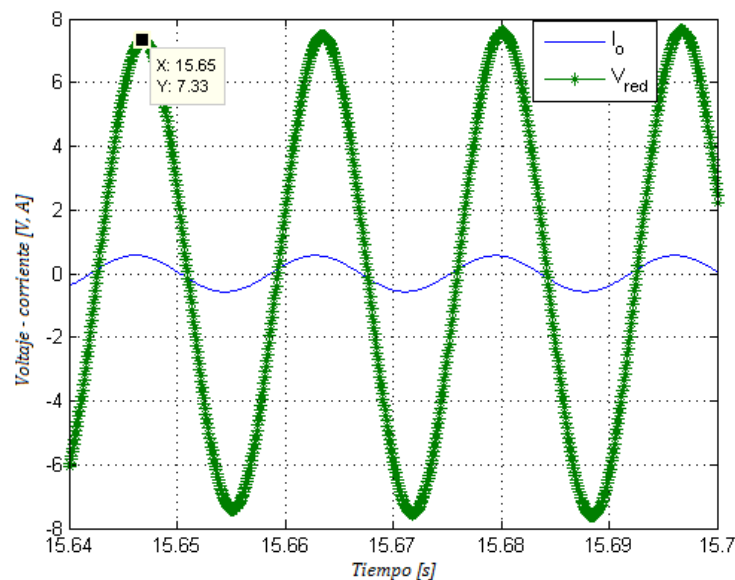


Figura 66. Voltaje de la red y la corriente de salida del microinversor.

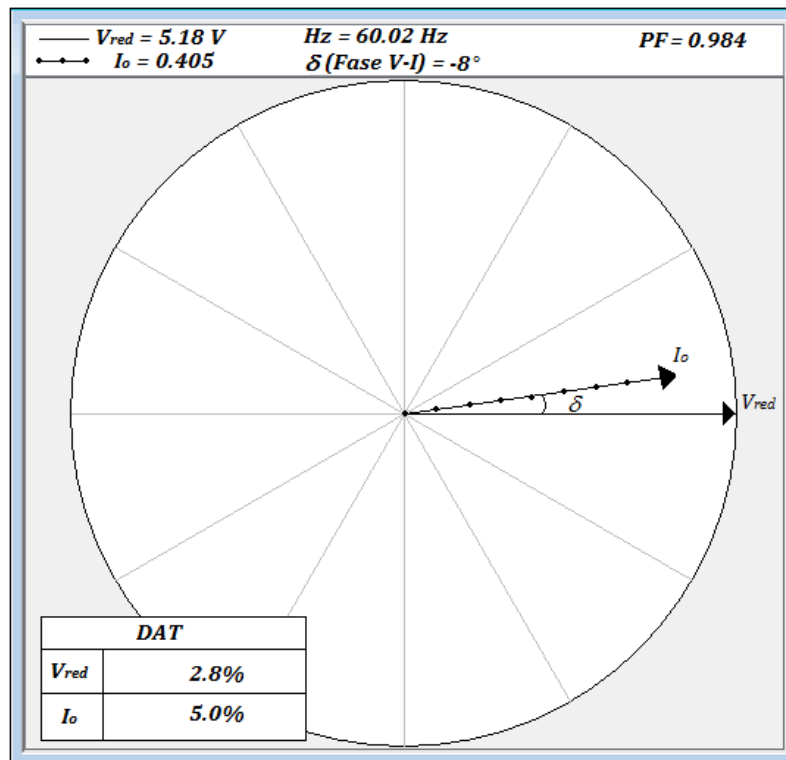


Figura 67. Diagrama fasorial de V_{red} e I_o medido con el medidor de potencia (Power Quality Meter Model 8220).

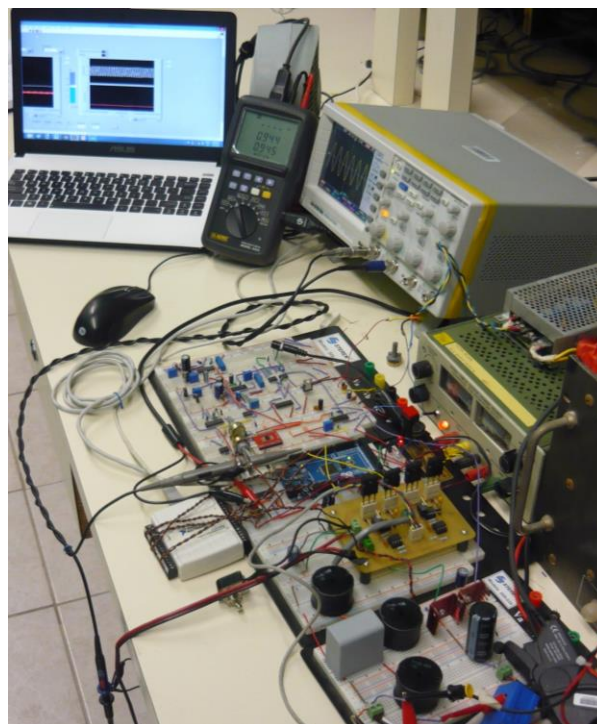


Figura 68. Microinversor experimental conectado a la red eléctrica en el taller de electrónica de la DFA.

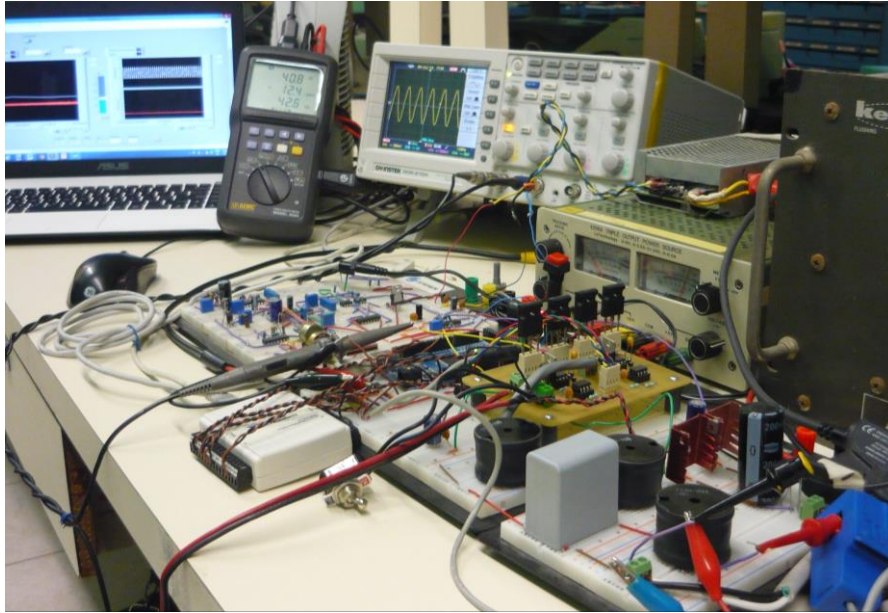


Figura 69. Microinversor experimental conectado a la red eléctrica, otra vista.

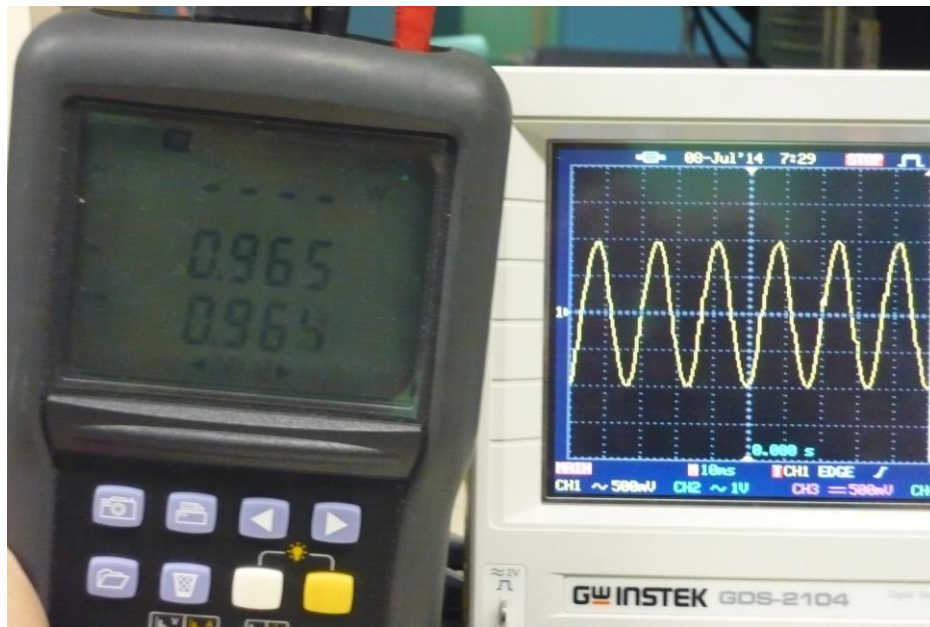


Figura 70. Medición del factor de potencia de 0.97 y forma de onda de $I_o = 0.4A$.



Figura 71. Voltaje de salida del microinversor de 10.6V con una DAT de 2.6%.

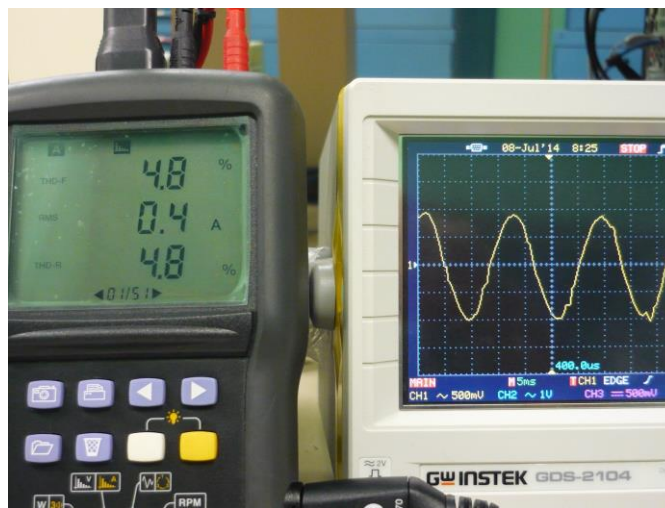


Figura 72. Corriente de salida del microinversor de 0.4A con una DAT de 4.8%.

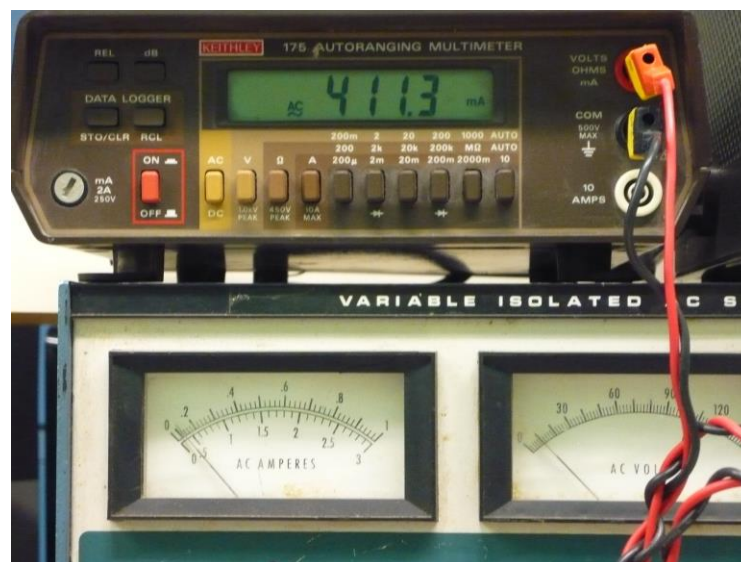


Figura 73. Corriente de salida del microinversor.

Tabla 11. Comparación de la norma CFE G0100-04 y de la operación del microinversor.

Norma CFE G0100-04 por cumplir.	Operación obtenida experimentalmente del microinversor.	Comparación de la norma y la operación del microinversor.
El voltaje del microinversor debe estar en los límites de $V_{red} \leq V_{inv} \leq 2 \cdot V_{red}$.	El voltaje de V_{inv} es de $12V_{rms}$.	El microinversor cumple la norma ya que su voltaje de salida es mayor que el de la red.
Debe operar en sincronía con la red y no causar desviaciones en su frecuencia que sobrepasen los límites de 59.2 Hz a 60.8 Hz.	El microinversor opera en sincronía con la red por medio de un PLL con una frecuencia de 60.02 Hz.	El microinversor cumple la norma ya que no causa desviaciones de la frecuencia.
La corriente de salida del microinversor (I_o) debe operar con un FP superior a 0.9.	El FP de la corriente I_o es 0.984.	El microinversor cumple la norma ya que el FP es superior al especificado en la norma.
El tiempo de respuesta del control debe ser menor de 1 segundo.	El tiempo de la respuesta del control es de 0.75 segundos.	La respuesta del microinversor es menor 0.25 segundos que la especificada en la norma por lo tanto se cumple esta especificación.
Los límites de distorsión armónica de tensión y corriente deben ser menores de 8% y 5%.	La DAT de la corriente es de 5% y del voltaje es del 2%.	Los límites de la DAT se cumplen ya que no sobrepasan los especificados en la norma

Capítulo 7. Conclusiones.

El prototipo desarrollado en este trabajo de tesis cumple satisfactoriamente con los objetivos y especificaciones (Tabla 11) que se presentaron en los capítulos 1 y 2, en las secciones 1.1, 1.2 y 2.2. Las especificaciones que no se cumplieron fue debido a que sólo se trabajó con especial atención en la transmisión de la energía y se dejó a un lado la parte del control que desconecta al microinversor en caso de alguna anomalía de la red.

Debido a que la conversión e incorporación de energía a la red eléctrica fue el punto esencial por cumplir, se corroboró el funcionamiento del microinversor haciendo una comparación entre los resultados simulados y experimentales que se obtuvieron. Estos resultados tenían comportamientos similares tanto, para los subsistemas, como para el microinversor funcionando.

Debido a que el microinversor estaba conectado a la red por medio de una bobina, la corriente de salida está desfasada noventa grados con respecto al voltaje. Esto provoca una potencia reactiva, lo cual significa que no estamos transmitiendo energía hacia la red. El parámetro con el cual se conoce si hay o no transferencia de energía es el factor de potencia; éste nos da un índice para saber si la corriente del microinversor está en fase con el voltaje de la red eléctrica, y presenta únicamente potencia activa. Con esto se asegura una transferencia de energía hacia la red eléctrica como se observó al evaluar el microinversor.

7.1 Aportaciones.

- Se cuenta con un microinversor experimental prototipo para el laboratorio de LEARS del CICESE con el fin de poder validar experimentalmente resultados de simulaciones y se ha permitido evaluar la estrategia de control propuesta.
- Se ha verificado y validado de manera experimental el control de corriente transferida a la red mediante el desplazamiento de fase del voltaje de salida del microinversor respecto al voltaje de la red.

- Se ha propuesto y validado el desfasamiento del voltaje del microinversor con un filtro pasa-todo.

7.2 Trabajo futuro.

A continuación se presentan sugerencias para la realización de nuevos estudios que mejoren al prototipo.

- Agregar un circuito que mantenga el MPPT para hacer pruebas con las celdas fotovoltaicas y obtener un comportamiento verídico, cuando se alimenta al sistema con una forma de onda procedente del voltaje-corriente de las celdas.
- Incorporar la función anti-isla con sus interruptores electromagnéticos en la entrada y salida para separar eléctricamente al microinversor.
- Incorporar un indicador para mostrar la potencia activa, la corriente de salida del microinversor y el cálculo del factor de potencia.
- Diseñar los subsistemas que se construyeron con circuitos de manera digital para reducir el espacio a un solo circuito que en este caso sería el μ controlador

Lista de referencias.

- Analog Devices.* (s.f.). Recuperado el 10 de 2013, de http://www.analog.com/static/imported-files/data_sheets/AD5241_5242.pdf
- Analog Devices.* (s.f.). Recuperado el 17 de 2 de 2014, de http://www.analog.com/static/imported-files/data_sheets/AD5241_5242.pdf
- Analog Devices.* (2013). Obtenido de http://www.analog.com/static/imported-files/overviews/Choosing_the_Correct_Digipot.pdf
- CFE. (s.f.). *Proyecto de energía renovable.* Recuperado el 20 de 3 de 2013, de [http://proyectodeenergiarenovable.com/Descargas/Manuales/Curso_Interconexi on_a_red/CFE%20G0100-04.pdf](http://proyectodeenergiarenovable.com/Descargas/Manuales/Curso_Interconexi%20on_a_red/CFE%20G0100-04.pdf)
- CFE. (s.f.). *Tarifa DAC.* Recuperado el 12 de febrero de 2013, de http://www.cfe.gob.mx/casa/4_Informacionalcliente/Paginas/Tarifa-DAC.aspx
- González de la Rosa, J. J. (2001). *Circuitos electrónicos con amplificadores operacionales.* Barcelona: MARCOMBO.
- Hart, D. (2001). *Electrónica de potencia.* Madrid: Pearson educación.
- Hassaine, L. (2010). *Implementación de un control digital de potencia activa y reactiva para inversores. Aplicación a sistemas fotovoltaicos conectados a red.* Leganés, Madrid, España.
- Herard, H. (2012). *Sistema fotovoltaico conectado a la red para alimentar el centro de investigación y pruebas electromagnéticas.* La Habana: Instituto superior politécnico.
- IIE. (2008). Obtenido de http://www.iie.org.mx/proyectofotovoltaico/pdf/DIPLOMADO_EN_SISTEMAS_FOTVOLTAICOS_CONECTADOS_A_LA_RED_Cozcyt.pdf
- Mazzone, V. (2002). *Controladores PID.*
- Sparkfun.* (2008). Recuperado el 2014, de https://www.sparkfun.com/datasheets/Kits/XR2206_104_020808.pdf
- Teodorescu. (2011). *Grid converters for photovoltaic and wind power systems.* John Wiley and Sons.
- Toy, E. G. (2008). *Sistema fotovoltaico con mínimo almacenamiento de energía en el enlace de CD.* Cuernavaca, Morelos, México: CENIDET.
- Wolaver, D. (1991). *Phase locked loop circuit design.* Prentice Hall.

Apéndice A. Factor de potencia.

Es un indicador cualitativo y cuantitativo del correcto aprovechamiento de la energía eléctrica. También se puede decir que el FP es un término utilizado para describir la cantidad de energía eléctrica que se ha convertido en trabajo.

La medición de potencia en CA es más complicada que la de CD debido al efecto de los inductores y capacitores. Por lo que en cualquier circuito de CA existen tres parámetros: capacitancia, inductancia e impedancia.

En circuitos puramente resistivos el voltaje (V) está en fase con la corriente (I), siendo algunos de estos artefactos como lámparas incandescentes, planchas y estufas eléctricas por mencionar algunos ejemplos. Estos aparatos eléctricos transforman toda la energía eléctrica en energía lumínica o energía calorífica.

Mientras que en un circuito inductivo o capacitivo el voltaje y la corriente están desfasados 90° una respecto a la otra. En un circuito puramente inductivo la corriente está atrasada 90° respecto del voltaje. Y en un circuito puramente capacitivo la corriente va adelantada 90° respecto al voltaje. Lo anterior se representa en el diagrama vectorial de la figura 74.

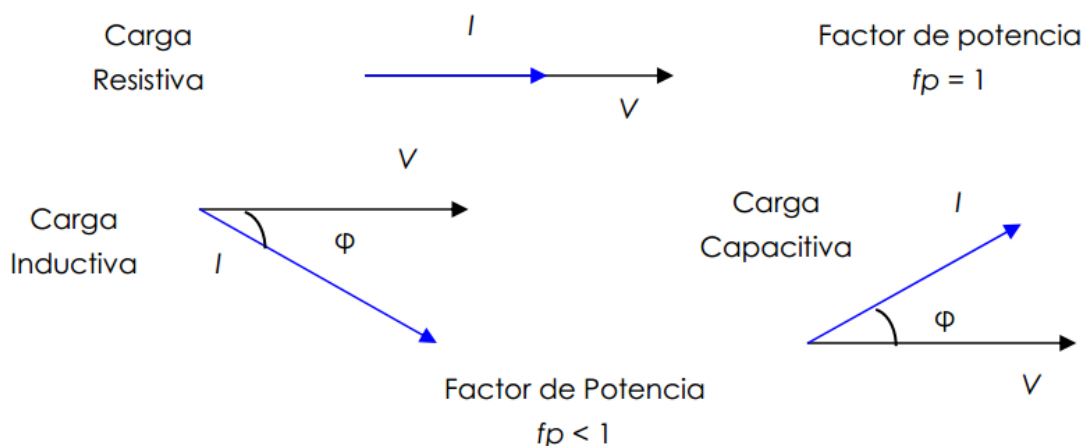


Figura 74. Representación vectorial para cargas; resistiva, inductiva y capacitiva.

La potencia se puede definir como la capacidad para efectuar un trabajo, en otras palabras, como la razón de transformación, variación o transferencia de energía por unidad de tiempo.

Existen tres tipos de potencia; Activa, reactiva y aparente. En la potencia activa los diferentes dispositivos eléctricos convierten energía eléctrica en otras formas de energía como: mecánica, lumínica, térmica, química, entre otras. Esta energía corresponde a la energía útil o potencia activa o simplemente potencia, similar a la consumida por una resistencia. Expresada en Watts y se representa por la ecuación 23.

$$P = V \cdot I \cdot \cos(\varphi) \quad (23)$$

Los motores, transformadores y en general todos los dispositivos eléctricos que hacen uso del efecto de un campo electromagnético, requieren potencia activa para efectuar un trabajo útil, mientras que la potencia reactiva es utilizada para la generación del campo magnético, almacenaje de campo eléctrico que en sí, no produce ningún trabajo.

La potencia reactiva esta 90° desfasada de la potencia activa (figura 75). Esta potencia es expresada en volts-amperes reactivos (VAR) y se representa por la siguiente ecuación

$$Q = V \cdot I \cdot \sin(\varphi) \quad (24)$$

La potencia aparente es el resultado de considerar el voltaje aplicado al consumo de la corriente que éste demanda. También es el resultado de la suma de los vectores de la potencia activa y la potencia reactiva (figura 75). Esta potencia es expresada en volts-amperes (VA) y se representa por la siguiente ecuación

$$S = V \cdot I = \sqrt{P^2 + Q^2} \quad (25)$$

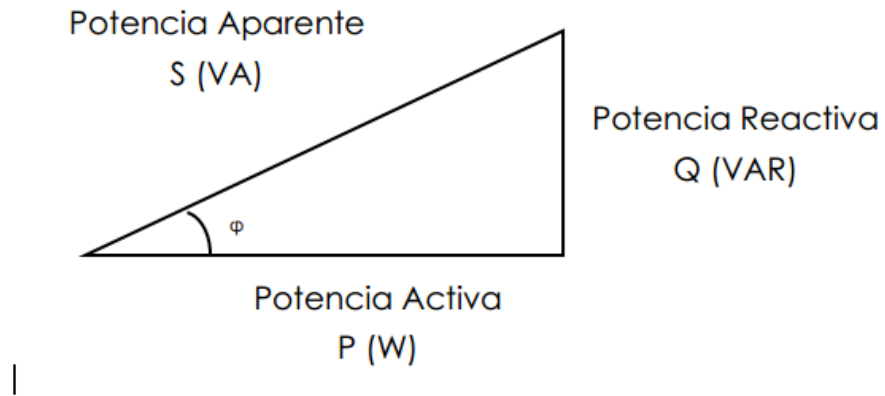


Figura 75. Triángulo de potencias.

El FP es la relación entre la potencia activa (P) y aparente (S) (ecuación (26)). Si estas son señales senoidales el FP será igual al $\cos(\phi)$, o bien el coseno del ángulo que forman los fasores de la corriente y el voltaje de acuerdo a la figura 75.

$$FP = \frac{P}{|S|} = \frac{V \cdot I \cdot \cos(\phi)}{V \cdot I} = \cos(\phi) \quad (26)$$

Apéndice B. Sensor SCT-013-030.

Este sensor es un transformador de corriente que se utiliza para medir corriente alterna. Es particularmente útil para medir el consumo de electricidad de todo un edificio.

La corriente alterna que circula en el primario produce un campo magnético en el núcleo, entonces induce una corriente en el devanado secundario. Esta corriente es proporcional a la corriente que fluye en el devanado primario.

$$I_{\text{secundario}} = \# \text{ de vueltas} * I_{\text{primario}} \quad (27)$$

$$\# \text{ de vueltas} = \# \text{ de vueltas en el primario} / \# \text{ de vueltas en el secundario} \quad (28)$$

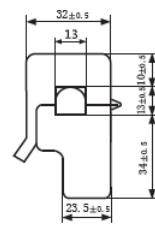
El número de vueltas en el secundario del CT es 1800, entonces la corriente en el secundario es 1/1800 la corriente en el primario.

SPECIFICATION

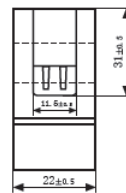
Customer Title : XiDi Technology Product Name: _____
 Manufacture Model : SCT-013-030 _____

Characteristics: open size:13mm×13mm
 1m leading wire
 Core material:Ferrite
 Fire resistance property:in accordance with
 UL 94-V0
 Dielectric strength: 1500V AC/1min 5mA
 (between shell and output)

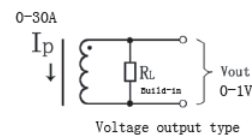
Outline size diagram: (in mm)



Front View



Side View



Voltage output type

Schematic Diagram

Typical table of technical parameters:

input current	output voltage	non-linearity	build-in sampling resistance (RL)
0-30A	0-1V	±1%	62Ω
turn ratio	resistance grade	work temperature	dielectric strength(between shell and output)
1800:1	Grade B	-25℃~+70℃	1500V AC/1min 5mA

Apéndice C. Arduino mega 2560.

Es una placa electrónica basada en el μ controlador ATmega2560. Cuenta con 54 entradas-salidas digitales (de los cuales 15 pueden utilizarse para salidas PWM), 16 entradas analógicas, 4 UARTs (puertos seriales), un oscilador de 16MHz, una conexión USB, un conector de alimentación, un conector ICSP y un botón de restablecimiento. Contiene todo lo necesario para programar al μ controlador; basta con conectarlo a una computadora con un cable USB, o alimentarlo con un adaptador de CA-CD o batería para empezar.

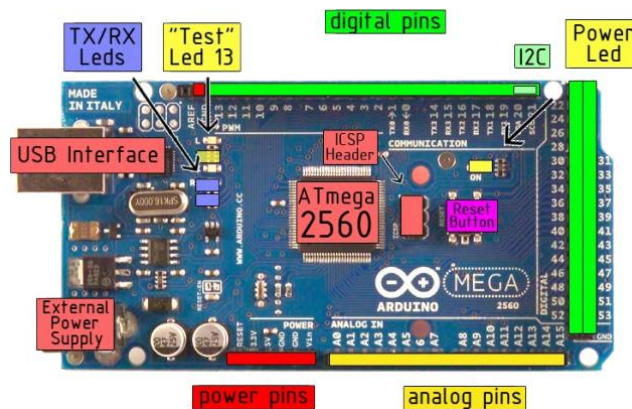


Figura 76. Arduino Mega 2560

El ATmega2560 tiene 256 KB de memoria flash para almacenar código (de los cuales 8 KB se utilizan para el gestor de arranque), 8 KB de SRAM y 4 KB de EEPROM.

Tabla 12. Resumen de la placa Arduino mega 2560.

μ controlador	ATmega2560
Voltaje de operación	5V
Voltaje de entrada	7-12 V
Voltaje de salida	6-20 V
Entradas-salida digitales	54 (de los cuales 15 proporcionan salida PWM)
Entradas analógicas	16
Corriente de CD de entrada	40 mA
Memoria flash	256 KB
EEPROM	4 KB
Velocidad del reloj	16 MHz

Apéndice D. Power Quality Analyzers.

El modelo 8220 es un medidor de potencia de AC, DC con una pantalla digital con retroiluminación y está clasificada para 600 V. Se trata de una herramienta de medición de parámetros eléctricos y de perturbaciones en la red de distribución, que permite al usuario obtener mediciones instantáneas de las principales características de una red de una sola fase (voltaje, corriente, potencia, armónicas de voltaje y corriente, etc.) y para supervisar la maquinaria en operaciones (temperatura, corriente de entrada y la duración de la operación).

La precisión del modelo 8220 es menor que el 1%. Tiene una gran flexibilidad gracias a la gama de AEMC de sensores de corriente, midiendo desde unos cientos de miliamperios a varios amperios.

El modelo 8220 presenta las siguientes características:

- Mide hasta 660 Vrms o VDC.
- Medidas hasta 6500^a de AC o 1400A de DC.
- Muestra el mínimo, máximo y medida de voltaje y amperios, factor de cresta, pico y el factor K. Calcula y muestra los Watts, VARs y VA, factor de potencia y factor de potencia de desplazamiento para una sola fase.
- Muestra la DAT para el voltaje y la corriente.
- Muestra valores de armónicas individuales para voltaje y corriente hasta la armónica 50.



Figura 77. Medidor de potencia modelo 8220 (Power Quality Analyzer).

Apéndice E. Controlador PI.

El control PI es un mecanismo de control por realimentación que calcula la desviación o error entre un valor medido y el valor que se quiere obtener, para aplicar una acción correctora que ajuste el proceso. El algoritmo de control PI se da en dos parámetros distintos: el proporcional y el integral.

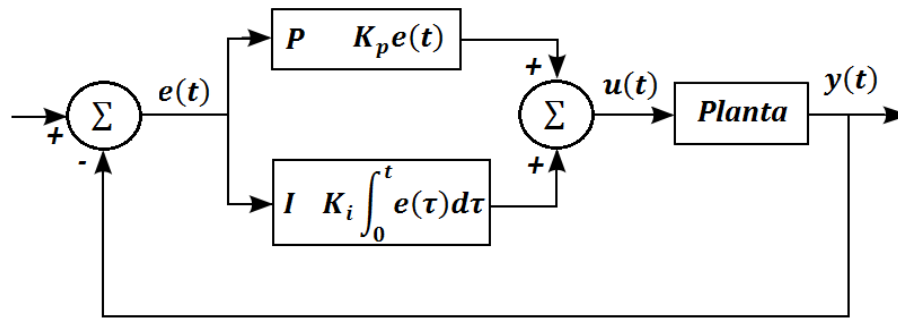


Figura 78. Diagrama a bloques del control PI.

- **P:** acción de control proporcional, da una salida del control que es proporcional al error, es decir: $u(t) = K_p \cdot e(t)$ donde K_p es una ganancia proporcional ajustable. Un controlador proporcional puede controlar cualquier planta estable, pero posee desempeño limitado y error en régimen permanente.
- **I:** acción de control integral, proporciona una señal que es función de la propia historia de la señal de error,

$$u(t) = K_i \int_0^t e(\tau) d\tau$$

ya que la integral es una operación acumulativa en el tiempo, permite obtener una señal de control diferente de cero aunque la señal de error sea cero, es decir la acción de control siempre tiene un valor distinto de cero.

- **PI:** acción de control proporcional-integral, se define mediante

$$u(t) = K_p \cdot e(t) + K_i \int_0^t e(\tau) d\tau$$

Con un control proporcional, es necesario que exista error para tener una acción de control distinta de cero. Con acción integral, un error pequeño positivo siempre nos dará una acción de control creciente, y si fuera negativa la señal de control será decreciente.

Apéndice F. Adquisidor de datos NI-6009.

El NI-6009 brinda funcionalidad de adquisición de datos básica para aplicaciones como registro de datos simple, medidas portátiles y experimentos académicos de laboratorio. Es accesible para uso de estudiantes y lo suficiente mente poderoso para aplicaciones de medidas más sofisticadas.



Figura 79. Adquisidor de datos NI-6009.

Este adquisidor cuenta con las siguientes características:

Tabla 13. Características del adquisidor de datos NI-6009.

Entrada analógica	
Canales	4, 8
Canales de una sola terminal	8
Canales diferenciales	4
Resolución	14 bits
Velocidad de muestreo	48 kS/s
Máx. voltaje de entrada analógica	10 V
Escala de voltaje máximo	-10 v a 10V
Memoria interna	512 B
Salida analógica	
Canales	2
Resolución	12 bits
Máx. voltaje de entrada	5 V
Rango de voltaje máximo	0 V a 5 V
Razón de actualización	150 S/s
Capacidad de corriente	5mA
E/S digital	
Canales bidireccionales	12
Niveles lógicos	TTL
Capacidad de corriente	8.5mA
Máximo rango de entrada	0 V a 5 V
Máximo rango de salida	0 V a 5 V

Apéndice G. Norma de CFE G0100-04

INTERCONEXIÓN A LA RED ELÉCTRICA DE BAJA TENSIÓN DE SISTEMAS FOTOVOLTAICOS CON CAPACIDAD HASTA 30 kW	ESPECIFICACIÓN CFE G0100-04
--	--------------------------------

1 de 43

1 OBJETIVO

Definir los requerimientos para el diseño, instalación, inspección, autorización y utilización de sistemas fotovoltaicos interconectados con la red eléctrica (SFVI) que garanticen la seguridad del personal de la CFE y de los usuarios de la misma, la calidad de la energía en la red, así como la integridad física y operacional de la red eléctrica y de los propios SFVI.

2 CAMPO DE APLICACIÓN

Aplica para la interconexión a la red eléctrica de baja tensión de SFV con capacidad hasta 30 kWp, los cuales pueden estar instalados en viviendas individuales, inmuebles comerciales, escuelas y edificios públicos. La especificación considera únicamente SFVI que utilizan inversores estáticos de estado sólido, para la conversión de corriente directa (c.d.) a corriente alterna (c.a.).

3 NORMAS QUE APLICAN

NOM-001-SEDE-2005	Instalaciones Eléctricas (utilización).
NOM-008-SCFI-2002	Sistema General de Unidades de Medida.
IEC 61173-1992	Overvoltage Protection for Photovoltaic (PV) Power Generating Systems – Guide.

NOTA: En caso de que los documentos anteriores sean revisados o modificados, debe tomarse en cuenta la edición en vigor en la fecha de la convocatoria de la licitación, salvo que la CFE indique otra cosa.

4 DEFINICIONES

4.1 Arreglo Fotovoltaico

Circuito conformado por varias ramas de módulos fotovoltaicos conectadas en paralelo.

4.2 Caja de Conexión

Caja en la que se conectan eléctricamente ramas o arreglos FV entre sí.

4.3 Celda Fotovoltaica

El elemento semiconductor más pequeño capaz de convertir la luz solar en energía eléctrica vía corriente directa.

4.4 Conductores de Rama

Apéndice H. Programa del μ controlador.

```

#include <math.h>
#include <Wire.h>
////////////////////////////////////
int address=44;
int instruction=0x00;
int ban_0,N,Vdc;
float lprim_rms,Iref,Vrms,acumu,Vmax,Vsens;
//variables para calculos del control PI
int D,u;
double error,errSuma,derr,Kp,Ki,Tm;
////////////////////////////////////
void setup()
{
  pinMode(52,INPUT);
  pinMode(8,OUTPUT);
  pinMode(9,INPUT);
  Serial.begin(9600);
  Wire.begin();
  attachInterrupt(0, Muestreo,RISING);
}
////////////////////////////////////
//funcion para comunicacion I2C y variar el pot AD5241
int Mod_POT(int x)
{
  // transmit to device
  Wire.beginTransmission(address); // device address is specified in datasheet B01011000(88)
  pero el I2C utiliza los 7 bit mas altos(slave address byte)
  Wire.write(instruction); // instruction byte
  Wire.write(x); //data byte
  Wire.endTransmission(); // stop transmitting
}

```



```

////////////////////////////////////
void Inicializa()
{
  D = 0;
  error = 0.0;
  errSuma = 0.0;
  Kp = 6.7522;
  Ki = 5.5;
  ban_0 = 0;
  Mod_POT(D);
  Tm = 0.1;
  digitalWrite(50,LOW);
  analogWrite(8,1);
}
////////////////////////////////////
//En esta parte se lee la señal de entrada(Iref) y se calcula su amplitud rms
float Leer_Iref()
{
  //variables para guardar los datos
  int x,Isens;
  float acumu1,Irms,Iref1;
  //ciclo para obtener 10 datos de Iref
  for(x = 0;x <= 50; x++)
  {
    Isens = analogRead(1);//lectura del puerto analogico A1
    acumu1 += pow(Isens,2);//aculacion de los datos
  }
  Iref1 = acumu1 / x;//cálculo del promedio de los datos
  Irms=sqrt(acumu1/x)*4.887585533E-3;//cálculo del valor RMS y conversion con
map(Irms,0,1024,0,5)
  return Irms/5;//se divide para tener una variacion de Irms de 0 a 1 en vez de 0 a 5
}
////////////////////////////////////

```

```

void loop()
{
  Inicializa();//se inicializan todas las variables para que todo empiece en reposo
  for(;;)//ciclo infinito que tarda menos tiempo que el void loop
  {
    Vdc=digitalRead(52);//leer entrada digital
    if(Vdc == 1)//comparacion para saber si se puede arrancar el control
    {
      //por si todavia no se conecta la red ni las pilas
      //calcular las variables de error
      Iref = Leer_Iref();
      error = Iref - Iprim_rms;
      errSuma = errSuma + error;
      //calcular la salida de control
      D = Kp * error + Ki * errSuma * Tm;
      D = constrain(D,0,248);//acotar la salida de control solo a valores de 0 a 245
      Mod_POT(D);//modificar el potenciómetro digital del filtro pasa todo
      analogWrite(8,D);
    }
    else{Inicializa();}
  }
}

//funcion de interrupcion para calcular el valor RMS de la corriente de salida
// del inversor
void Muestreo()
{
  if(ban_0 == 0)//esta comparacion sirve para tomar datos de la corriente en un periodo de la señal
  {
    acumu = 0.0;Vrms = 0.0;Iprim_rms = 0.0;
    for(N = 0;N <= 166; N++)
    {
      Vsens = analogRead(0) - 493;//se le resta esa cantidad para quitar el valor de DC
      acumu += pow(Vsens,2);
    }
  }
}

```

```
    }  
    Vrms = sqrt(acumu / N) * 4.887585533E-3; //se calcula el valor RMS de lo para que valla de  
0 a 1  
    lprim_rms = Vrms * 1800 * 3.144654088E-4;  
    ban_0 = 1;  
}  
else  
{  
    ban_0 = 0;  
}  
}
```