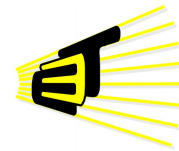


CONTROL DE CAMPO DE UN ALTERNADOR DE AUTOMÓVIL

NATALIA FRANCO MEDINA



**UNIVERSIDAD INDUSTRIAL DE SANTANDER
FACULTAD DE INGENIERÍAS FÍSICO-MECÁNICAS
ESCUELA DE INGENIERÍAS ELÉCTRICA, ELECTRÓNICA Y DE
TELECOMUNICACIONES
BUCARAMANGA
2017**

**CONTROL DE CAMPO DE UN ALTERNADOR DE
AUTOMÓVIL**

NATALIA FRANCO MEDINA

Trabajo de grado para optar al título de Ingeniera Electrónica

**Director
HERMANN RAÚL VARGAS TORRES
Ingeniero Electricista**

**UNIVERSIDAD INDUSTRIAL DE SANTANDER
FACULTAD DE INGENIERÍAS FÍSICO-MECÁNICAS
ESCUELA DE INGENIERÍAS ELÉCTRICA, ELECTRÓNICA Y DE
TELECOMUNICACIONES
BUCARAMANGA
2017**

*A mi madre y hermano,
quien con su amor, paciencia y apoyo,
hacen que los días se iluminen y las cosas que
parecen imposibles se hagan posibles,
gracias por su ejemplo.*

AGRADECIMIENTOS

A Dios por guiarme siempre durante toda mi vida.

A mi director Dr. Hermann Vargas por su confianza, apoyo y paciencia.

A Gustavo Latorre quien me brindo su ayuda y consejo.

A los profesores Ricardo Álzate y Jaime Barrero por su asesoría en este proyecto.

A todos mis profesores desde la infancia hasta ahora, quienes aportaron a lo largo de mi vida valiosas enseñanzas.

A mi familia, mis amigos y compañeros que me acompañaron durante el transcurso de esta etapa.

CONTENIDO

| | Pág |
|--|------------|
| 1. INTRODUCCIÓN | 16 |
| 1.1. ESTRUCTURA DEL DOCUMENTO | 17 |
| 2. DESCRIPCIÓN GENERAL DEL SISTEMA | 18 |
| 2.1. Alternador | 18 |
| 2.2. Variador de velocidad | 20 |
| 2.3. Convertidor <i>DC-DC</i> Reductor | 20 |
| 2.4. Circuito señal de disparo del interruptor | 21 |
| 2.5. Perturbación | 22 |
| 2.6. Circuitos de adecuación de señales | 23 |
| 2.7. Tarjeta de adquisición de datos | 24 |
| 2.8. Controlador PI | 24 |
| 3. DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN DEL SISTEMA ANALÓGICO | 26 |
| 3.1. Etapa de potencia | 26 |
| 3.2. Acondicionamiento de señales | 34 |
| 4. CONTROLADOR, PRUEBAS Y RESULTADOS | 38 |
| 4.1. Prueba lazo abierto | 38 |
| 4.2. Pruebas en lazo cerrado | 40 |
| 5. CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES | 53 |
| 5.1. Conclusiones | 53 |
| 5.2. Recomendaciones | 54 |
| 6. REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS | 55 |

7. BIBLIOGRAFÍA

58

ANEXOS

61

LISTA DE FIGURAS

| | Pág |
|-------|---|
| 2.1. | Sistema de control propuesto 18 |
| 2.2. | Alternador de automóvil 19 |
| 2.3. | Devanado de campo del alternador 19 |
| 2.4. | Devanado de armadura del alternador 20 |
| 2.5. | Variador de velocidad 21 |
| 2.6. | Convertidor <i>DC-DC</i> reductor 21 |
| 2.7. | Generador de señales 22 |
| 2.8. | Circuito señal de disparo del interruptor 22 |
| 2.9. | Carga trifásica 23 |
| 2.10. | Rectificador de tensión y divisor de tensión 23 |
| 2.11. | Amplificador de tensión 24 |
| 2.12. | Tarjeta de adquisición de datos NI USB-6009 24 |
| 2.13. | Diagrama de bloques del controlador PI implementado en <i>Lab-VIEW</i> 25 |
| 3.1. | Esquemático circuito convertidor <i>DC-DC</i> reductor implementado . 30 |
| 3.2. | Señal de control del interruptor: a) antes del divisor; b) después del divisor 31 |
| 3.3. | Señal de control del interruptor: a) diagrama de bloques; b) señales del comparador 32 |
| 3.4. | Esquemático para el comparador de tensión 33 |
| 3.5. | Esquemático del montaje para el <i>driver</i> 34 |
| 3.6. | <i>PWM</i> : a) <i>PWM</i> y la señal triangular; b) <i>PWM</i> antes y después del driver 34 |
| 3.7. | Esquemático del rectificador trifásico de onda completa y divisor de tensión 35 |

| | | |
|-------|---|----|
| 3.8. | Esquemático del amplificador de tensión | 36 |
| 3.9. | Fotografía del montaje circuital | 36 |
| 4.1. | Sistema para el análisis en lazo abierto | 38 |
| 4.2. | Diagrama de bloques para el análisis de lazo abierto | 38 |
| 4.3. | Curva de $V_{control}$ vs. $V_{Rectificada}$ en estado estacionario, rango de operación y punto medio. | 39 |
| 4.4. | Respuesta perturbación sistema en lazo abierto, $V_{control}$ y $V_{Rectificada}$ | 40 |
| 4.5. | Sistema para análisis en lazo cerrado control proporcional | 41 |
| 4.6. | Diagrama de bloques para análisis en lazo cerrado control propor- cional | 41 |
| 4.7. | Tensión de control en lazo abierto y en lazo cerrado control pro- porcional $k_p=1$ | 42 |
| 4.8. | Tensión rectificadora en lazo abierto y en lazo cerrado control pro- porcional $k_p=1$ | 42 |
| 4.9. | Tensión de control en lazo cerrado control proporcional $k_p=1, 2, 3, 4$ | 43 |
| 4.10. | Tensión rectificadora en lazo cerrado control proporcional $k_p=1, 2,$ $3, 4$ | 43 |
| 4.11. | Tensión de control en lazo cerrado control proporcional $k_p=5, 10,$ $15, 20, 25$ | 44 |
| 4.12. | Tensión rectificadora en lazo cerrado control proporcional $k_p=5, 10,$ $15, 20, 25$ | 44 |
| 4.13. | Sistema para análisis en lazo cerrado control integral | 45 |
| 4.14. | Diagrama de bloques para análisis en lazo cerrado control integral | 45 |
| 4.15. | Tensión de control en lazo cerrado control integral $k_i=0,1, 0,5, 1$. | 45 |
| 4.16. | Tensión rectificadora en lazo cerrado control integral $k_i=0,1, 0,5, 1$. | 46 |
| 4.17. | Tensión de control en lazo cerrado control integral $k_i=2, 5, 8$. . . | 46 |
| 4.18. | Tensión rectificadora en lazo cerrado control integral $k_i=2, 5, 8$. . . | 47 |
| 4.19. | Tensión de control en lazo cerrado control integral $k_i=10, 15, 20$. | 47 |
| 4.20. | Tensión rectificadora en lazo cerrado control integral $k_i=10, 15, 20$. | 48 |
| 4.21. | Sistema para análisis en lazo cerrado control proporcional integral | 48 |
| 4.22. | Diagrama de bloques para análisis de lazo cerrado control propor- cional integral | 49 |

| | | |
|-------|---|----|
| 4.23. | Tensión de control en lazo cerrado control proporcional integral kp=4 y ki=0,1, 1, 2 | 49 |
| 4.24. | Tensión rectificada en lazo cerrado control proporcional integral kp=4 y ki=0,1, 1, 2 | 50 |
| 4.25. | Tensión de control en lazo cerrado control proporcional integral . . | 50 |
| 4.26. | Tensión rectificada en lazo cerrado control proporcional integral . | 51 |
| 4.27. | Tensión de control en lazo cerrado control proporcional integral kp=0,2 y ki=0.1, 1, 2 | 51 |
| 4.28. | Tensión rectificada en lazo cerrado control proporcional integral kp=0,2 y ki=0.1, 1, 2 | 52 |
| 4.29. | Sistema de control implementado | 52 |
| 1. | Formas de onda en el rectificador trifásico de onda completa y el divisor de tensión | 81 |
| 2. | Formas de onda en el amplificador de tensión | 82 |
| 3. | Formas de onda en el comparador de tensión con $V_{Control} = 0,1 \text{ V}$ | 83 |
| 4. | Formas de onda en el comparador de tensión con $V_{Control} = 2,4 \text{ V}$ | 83 |
| 5. | Formas de onda en el comparador de tensión con $V_{Control} = 6 \text{ V}$. | 84 |
| 6. | Formas de onda en el comparador de tensión con $V_{Control} = 8,4 \text{ V}$ | 84 |
| 7. | Formas de onda en el comparador de tensión con $V_{Control} = 10,2 \text{ V}$ | 85 |
| 8. | Formas de onda en el comparador de tensión con $V_{Control} = 11,5 \text{ V}$ | 85 |
| 9. | Formas de onda en el comparador de tensión con $V_{Control} = 12 \text{ V}$. | 86 |
| 10. | Convertidor <i>DC-DC</i> reductor con resistencia de 7Ω | 86 |
| 11. | Tensión de salida en la resistencia para $D = 0,2$ | 87 |
| 12. | Tensión de salida en la resistencia para $D = 0,5$ | 87 |
| 13. | Tensión de salida en la resistencia para $D = 0,7$ | 88 |
| 14. | Tensión de salida en la resistencia para $D = 1$ | 88 |
| 15. | Curvas característica del alternador, I_{Campo} vs $V_{Armadura}$ y I_{Campo} vs $I_{Armadura}$ | 89 |
| 16. | Convertidor <i>DC-DC</i> reductor con una carga resistiva | 91 |
| 17. | Curva de $V_{control}$ vs. $V_{Resistencia}$ del convertidor <i>DC-DC</i> reductor con una carga de $R = 7 \Omega$ | 91 |

LISTA DE TABLAS

| | Pág |
|--|------------|
| 2.1. Características de un alternador de automóvil de 12 V | 20 |
| 3.1. Especificaciones de diseño | 26 |
| 3.2. Comparación valores teóricos y valores reales | 29 |
| 3.3. Dispositivos elegidos | 30 |
| 3.4. Tensión de control y ciclo de trabajo | 33 |
| 3.5. Valores mínimos y máximos en las diferentes etapas | 37 |
| 1. Datos de las pruebas de circuito abierto y de cortocircuito | 90 |
| 2. Prueba convertidor <i>DC-DC</i> reductor con una carga de $R=7\ \Omega$ | 92 |
| 3. Prueba variando $V_{control}$ sobre el punto de operación | 93 |

LISTA DE ANEXOS

| | Pág |
|--|------------|
| Anexo A. Hojas de Datos | 62 |
| Anexo B. Simulaciones | 81 |
| Anexo C. Pruebas adicionales | 89 |

Resumen

TÍTULO: CONTROL DE CAMPO DE UN ALTERNADOR DE AUTOMÓVIL*

AUTORES: NATALIA FRANCO MEDINA**

PALABRAS CLAVES: Generador síncrono, tensión de campo, convertidor *DC-DC*, Modulación por ancho de pulso, *PWM*, sistema de control, *LabVIEW*.

DESCRIPCIÓN:

En la actualidad se buscan nuevas opciones para generar energía de forma amigable con el ambiente, más que una tendencia es una necesidad. El generador síncrono es el elemento más importante en un sistema de generación de energía eléctrica. Un alternador de automóvil puede ser reciclado y modificado, para formar parte de un sistema de generación, se necesitará controlar la tensión inducida y el par-velocidad del alternador para lograrlo.

En este trabajo de grado se controló la tensión de campo del alternador, con el fin de controlar la tensión a la salida del alternador. Se diseñaron y construyeron circuitos para el acondicionamiento de señales, y así adecuar los niveles tensión en las diferentes etapas del sistema de control. La etapa de potencia es un convertidor DC-DC reductor, se utilizó una señal PWM como señal de control del interruptor de este convertidor y para suministrar los niveles necesarios de tensión y corriente para que pueda conmutar el interruptor se utiliza un driver.

Como parte de la etapa de diseño del sistema de control se hacen diferentes pruebas que permiten observar el comportamiento de los controladores proporcional (P), integral (I) y proporcional integral (PI), implementados en LabVIEW. La sintonización del controlador PI se realizó de forma experimental, variando sus ganancias k_p y k_i .

*Trabajo de grado

**Facultad de Ingenierías Físico-Mecánicas. Escuela de Ingenierías Eléctrica, Electrónica y de Telecomunicaciones. Director Dr. Hermann Raúl Vargas Torres.

Abstract

TITLE: AN AUTOMOBILE ALTERNATOR FIELD CONTROL *

AUTHORS: NATALIA FRANCO MEDINA **

KEY WORDS: Synchronous generator, field voltage, DC-DC power converter, Pulse width modulation, PWM, control system, LabVIEW.

DESCRIPTION:

Currently looking for new options to generate energy-friendly, rather than a trend is a necessity. The synchronous generator is the most important element in a power generation system. An automobile alternator can be recycled and modified, to be part of a power generation system; it will need to control the induced voltage and the torque-speed alternator to achieve this.

In this degree work was controlled field voltage of the alternator, with the aim of control the voltage to the output of the alternator. They are designed and built circuits for signal conditioning, and thus adapt the levels of voltage in the different stages of the control system. The electric power stage is a voltage stepdown converter (buck), using a PWM signal as a control sign of the switch of this converter and to provide the required voltage and current levels so that you can toggle the switch used a driver.

As part of the design stage of the control system are made different tests that allow to observe the behavior of proportional (P), integral (I) and proportional integral (PI) controllers, implemented in LabVIEW. PI controller tuning was made with experimental validations, adjust their gains k_p and k_i .

*Degree Work

**Faculty of Physical-Mechanical Engineering, School of Electrical Engineering, Electronics and Telecommunications, Director Dr. Hermann Raul Vargas Torres.

1. INTRODUCCIÓN

Hoy en día se busca emplear energías alternativas que contaminen menos y suplan la demanda energética creciente. En esa búsqueda no sólo se precisa hacer cosas nuevas, sino se busca adaptar tecnología existente. Este trabajo de grado, junto con otros ya existentes y otros futuros, propone como una alternativa usar un alternador de automóvil como parte de un sistema de generación de energías alternativas, en este caso energía eólica.

En este trabajo de grado se diseña, simulan y construyen circuitos cuya finalidad es el control de la tensión de campo del alternador, sin tener en cuenta el control par-velocidad. Al manipular la tensión de campo, se alteran la corriente de campo y también su tensión inducida y su potencia reactiva.

Se ha implementado un controlador en *LabVIEW*. El actuador, los circuitos de adecuación de señales y de la señal de disparo del *MOSFET* son analógicos. Empleando la tarjeta de adquisición se puede adquirir y generar señales, comunicando los circuitos analógicos con el controlador PI programado en *LabVIEW*. Para la manipulación de la tensión de campo se ha construido un convertidor DC-DC reductor que es el actuador, que entrega la tensión y corriente al devanado de campo. La señal de disparo del interruptor para el convertidor DC-DC, es una señal *PWM* con ciclo de trabajo variable.

En el proceso de diseño del controlador se realizan pruebas de caracterización del sistema. Estas pruebas se llevan a cabo con el fin de observar el comportamiento de todo el sistema y así encontrar el controlador adecuado. Se hicieron las siguientes pruebas: pruebas de lazo abierto, lazo cerrado para un controlador proporcional, pruebas de lazo cerrado para un controlador integral y finalmente pruebas de lazo cerrado para un controlador PI. La sintonización del controlador se realizó de forma experimental. Para verificar como actúa el sistema ante una perturbación, se ha incluido una carga resistiva trifásica, en la salida de la planta.

1.1. ESTRUCTURA DEL DOCUMENTO

El documento está compuesto por cuatro capítulos y tres anexos

En el capítulo 2, se hace una corta descripción del sistema y cada componente.

En el capítulo 3, se describe el diseño de los circuitos utilizados en este trabajo de grado.

En el capítulo 4, se hace énfasis en el diseño del controlador y las pruebas para encontrar las ganancias proporcional e integral

En el capítulo 5, se indican las conclusiones y recomendaciones.

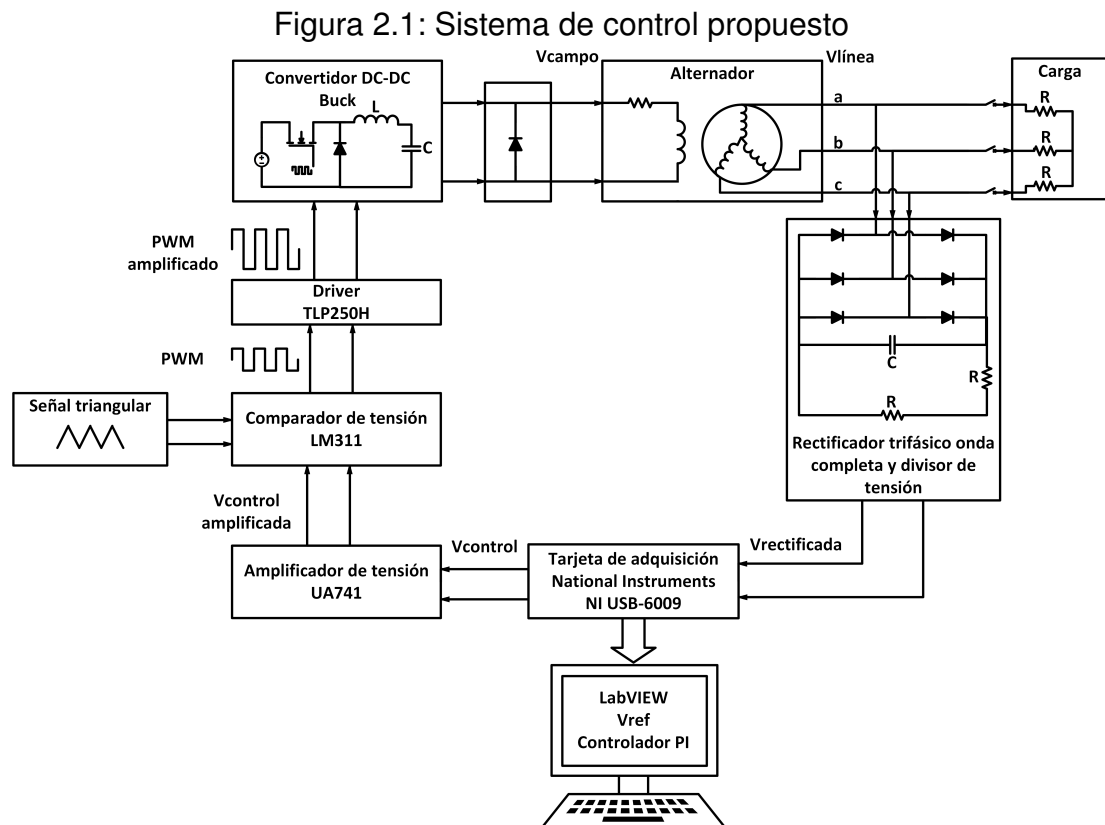
En el anexo A, se incluyen hojas de datos de los dispositivos utilizados.

En el anexo B, se incluyen resultados de la simulación de los circuitos rectificador, amplificador, comparador de tensión, convertidor *DC-DC* reductor.

En el anexo C, se incluyen resultados de las pruebas de caracterización del alternador, prueba convertidor *DC-DC* reductor con resistencia de 7Ω y prueba realizadas al prototipo del sistema variando la velocidad.

2. DESCRIPCIÓN GENERAL DEL SISTEMA

Se propuso para este trabajo de grado el sistema de control cuyo diagrama de bloques se muestra en la Figura 2.1

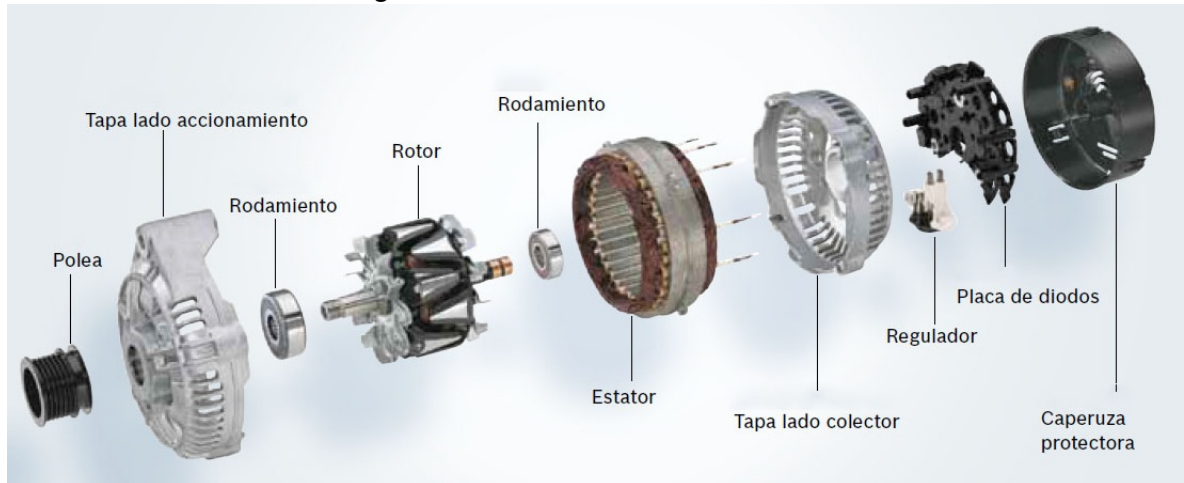


A continuación se explicará brevemente cada parte que compone este sistema

2.1. Alternador

El alternador de automóvil es un generador síncrono trifásico. Está compuesto por dos devanados: el devanado de armadura (estátor) y devanado de campo (rotor) [1]. En la Figura 2.2 se muestra el despiece de un alternador de automóvil típico.

Figura 2.2: Alternador de automóvil



Fuente: [2]

2.1.1. Campo (rotor). El devanado de campo en el alternador se alimenta por una fuente DC, en este caso el convertidor DC-DC reductor que se muestra en la Figura 2.6 entrega la tensión de continua necesaria para inducir tensión alterna en el devanado de armadura. Ver Figura 2.3.

Figura 2.3: Devanado de campo del alternador



Fuente: [3]

2.1.2. Armadura (estátor). El devanado de armadura se convierte en una fuente de AC, cuando el devanado de campo se mueve, con una tensión continua e induce una tensión AC, que puede ser conectada directamente como AC, o rectificadas para conseguir una tensión y corriente de DC. Ver Figura 2.4.

Figura 2.4: Devanado de armadura del alternador



Fuente: [4]

En la Tabla 2.1 se presentan las características comunes de un alternador de automóvil compacto de 12 V.

Tabla 2.1: Características de un alternador de automóvil de 12 V

| CARACTERÍSTICAS ALTERNADOR AUTOMÓVIL COMPACTO | |
|--|--------------------------------|
| 12 polos/4 polos por fase [5] | |
| Tensión de salida [6] | 12 V a 1800 r.p.m. |
| Corriente Nominal [6] | 80 A a 1800 r.p.m. |
| Potencia | 960 W |
| Resistencia de campo o rotor [7] | 3,0 ~ 3,5 Ohms \pm 5% a 22°C |
| Corriente de campo o rotor [7] | 4 A máx. |

Fuente: [5][6][7]

2.2. Variador de velocidad

El variador 601 HA464518 de Eurotherm Drives, se utiliza para controlar la velocidad del motor trifásico, en este caso se mantiene constante a una frecuencia de 24 Hz. Ver Figura 2.5.

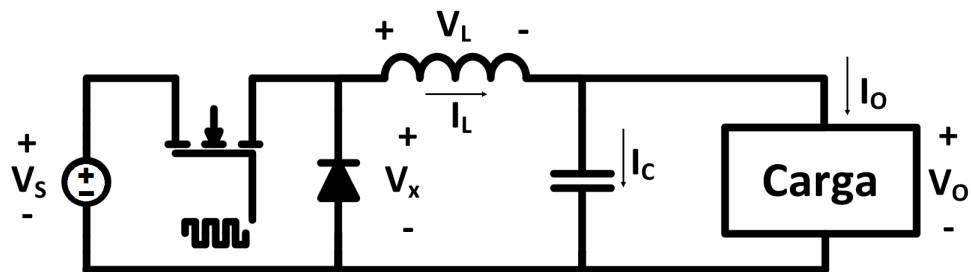
2.3. Convertidor *DC-DC* Reductor

Un convertidor *DC-DC* reductor se utiliza para variar la tensión del campo. Cuando se varía la tensión de campo también se cambia la corriente de campo, al modificar el ciclo de trabajo de la señal *PWM*. Ver Figura 2.6.

Figura 2.5: Variador de velocidad



Figura 2.6: Convertidor *DC-DC* reductor



2.4. Circuito señal de disparo del interruptor

2.4.1. Comparador de tensión. Con el comparador de tensión se hace un modulador por ancho de pulso *PWM*, de frecuencia constante y ciclo útil variable. Ver Figura 2.8.

2.4.2. Señal triangular. Se utiliza un generador de señales B&K Precision modelo 4040A 20 MHz Sweep Function Generator, para generar la señal triangular que se va a comparar con la tensión de control. Ver Figura 2.7.

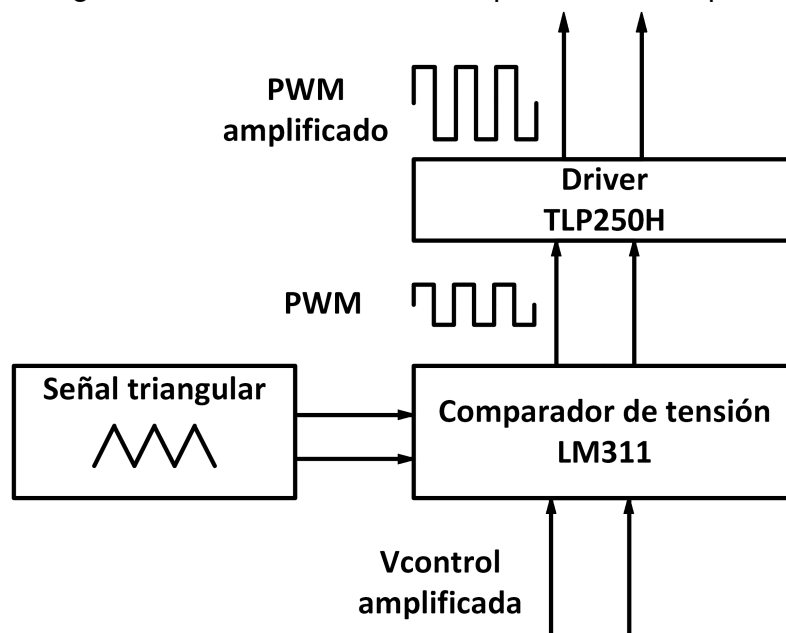
Figura 2.7: Generador de señales



Fuente: [8]

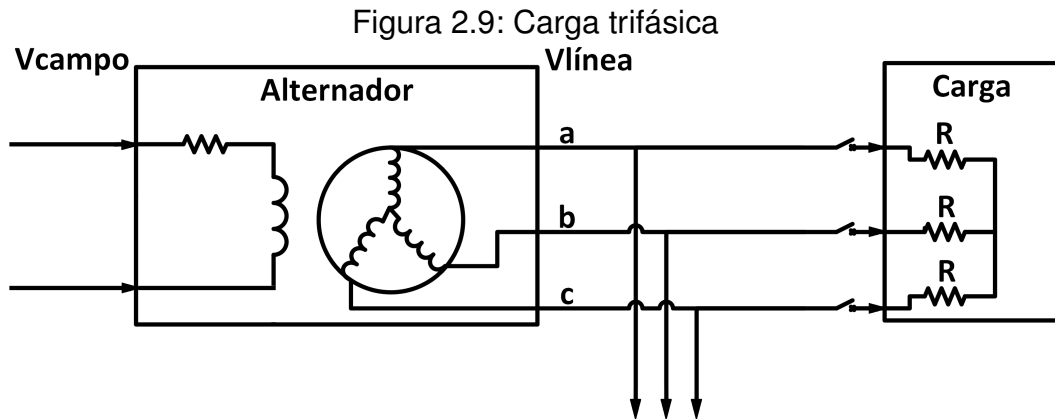
2.4.3. Driver. Se utiliza para magnificar en tensión y corriente la señal del comparador de tensión LM311. Ver Figura 2.8.

Figura 2.8: Circuito señal de disparo del interruptor



2.5. Perturbación

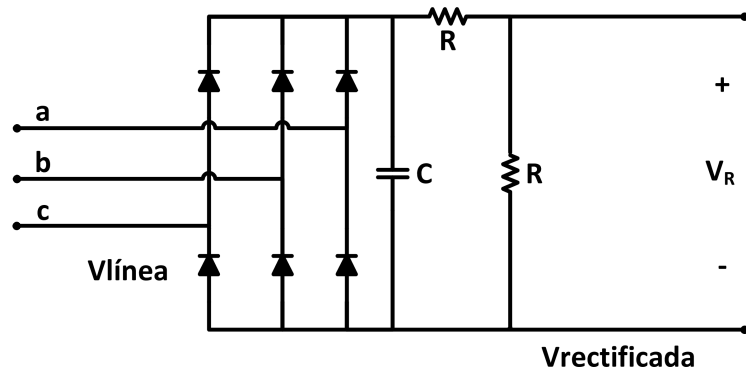
Carga trifásica resistiva de $2,1 \Omega$ en estrella, conectada a las líneas de salida del alternador, antes del rectificador de tensión. Ver Figura 2.9.



2.6. Circuitos de adecuación de señales

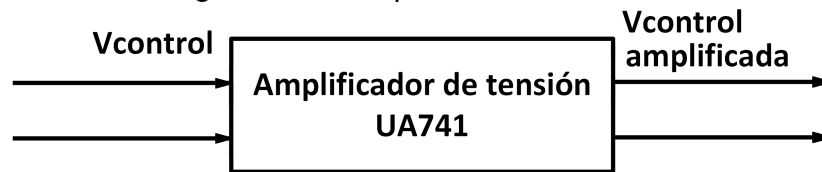
2.6.1. Conversión de tensión AC-DC y divisor de tensión. Se utiliza un rectificador trifásico de onda completa para lograr una señal de tensión continua, para lograr un nivel adecuado de tensión de entrada a la tarjeta de adquisición. Se le conectó un divisor de tensión. Ver Figura 2.10.

Figura 2.10: Rectificador de tensión y divisor de tensión



2.6.2. Amplificador de tensión. Con el amplificador de tensión se logra amplificar el nivel de tensión que sale de la tarjeta de adquisición y conseguir uno más adecuado para la comparación con la señal triangular. Ver Figura 2.11.

Figura 2.11: Amplificador de tensión



2.7. Tarjeta de adquisición de datos

La tarjeta NI USB-6009 se utiliza para enviar una señal de tensión de control al amplificador de tensión, y sensar una tensión inducida rectificada que se adquiere después del divisor de tensión. Ver Figura 2.12.

Figura 2.12: Tarjeta de adquisición de datos NI USB-6009

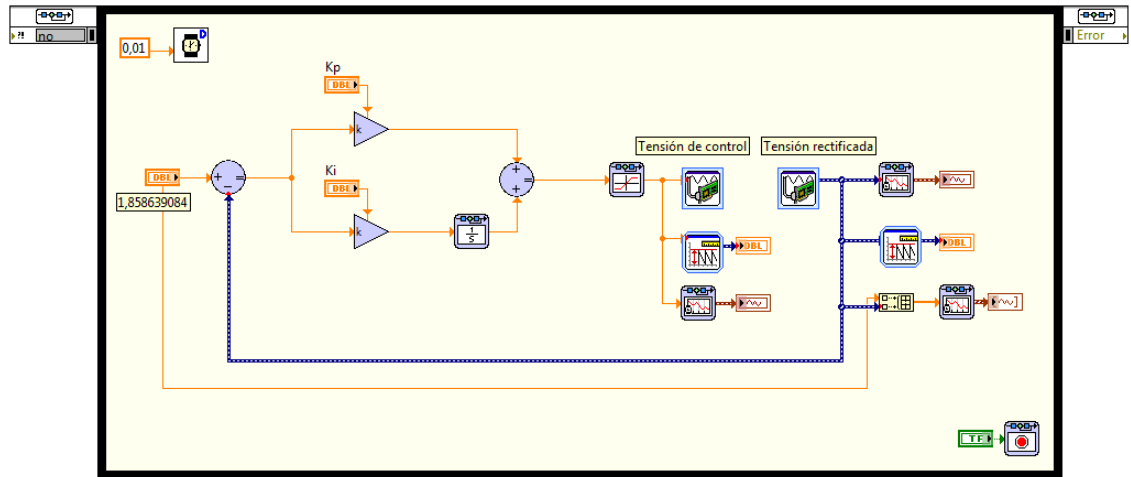


Fuente: [9]

2.8. Controlador PI

El controlador PI se implementó en *LabVIEW* (ver Figura 2.13) y se sintonizó de forma experimental. Las señales son adquiridas y generadas utilizando el DAQ Assistant.

Figura 2.13: Diagrama de bloques del controlador PI implementado en *LabVIEW*



3. DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN DEL SISTEMA ANALÓGICO

3.1. Etapa de potencia

3.1.1. Convertidor *DC-DC* reductor (*BUCK*)

3.1.1.1. Configuración básica de un convertidor reductor. En la Figura 2.6 se muestra la configuración básica de un convertidor reductor, el *MOSFET* actúa como interruptor, la señal del interruptor se controla por medio de modulación por anchura de pulsos *PWM*.

3.1.1.2. Diseño. Las especificaciones para el diseño del convertidor reductor son dadas en la Tabla 3.1.

Tabla 3.1: Especificaciones de diseño

| ESPECIFICACIONES | | |
|-------------------------------|--------------|---------|
| Tensión de entrada máxima: | V_{Smax} | 12 V |
| Tensión de entrada mínima: | V_{Smin} | 12 V |
| Tensión de salida máxima: | V_{omax} | 12 V |
| Tensión de salida mínima: | V_{omin} | 100 mV |
| Corriente de salida máxima: | I_{omax} | 3 A |
| Corriente de salida mínima: | I_{omin} | 1 00 mA |
| Frecuencia: | f | 20 kHz |
| Caída de tensión en el diodo: | V_f | 0,360 V |
| % Rizado máximo: | | 30 % |
| Rizo de tensión de salida: | ΔV_o | 0,5% |

Con las especificaciones anteriores y utilizando las siguientes ecuaciones se diseña el convertidor *DC-DC* reductor [10]:

1. Cálculo del valor del ciclo de trabajo *D*

Ciclo máximo (D_{max}), ver ecuación (3.1) y ciclo mínimo (D_{min}), ver ecuación (3.2)

$$D_{max} = \frac{V_{omax}}{V_s} = 1 \quad (3.1)$$

$$D_{min} = \frac{V_{omin}}{V_s} = 0,008333 \quad (3.2)$$

2. Cálculo de valor de la inductancia

Se define el rizado de corriente en el inductor ΔI_L como el 30% de la corriente máxima de salida I_{omax} , Brigitte Hauke¹ señala que “una buena estimación para el rizado de la corriente del inductor está entre 20% a 40% de la corriente de salida”, como se muestra en la ecuación (3.3)

$$\Delta I_L = 0,3 \times I_{omax} = 0,9 \quad (3.3)$$

Para el cálculo del inductor se usa la ecuación (3.4):

$$L_{min} = \frac{(1 - D_{min}) \times V_{omin}}{2 \times f \times I_{omin}} = 24,791667 \mu H \quad (3.4)$$

En el libro Electrónica de potencia de Hart² se recomienda utilizar un inductor con un valor 25% superior al valor mínimo L_{min} calculado, para garantizar una corriente permanente en bobina, como se muestra en la ecuación (3.5)

$$L = 1,25 \times L_{min} = 30,989583 \mu H \quad (3.5)$$

La inductancia seleccionada fue una bobina de potencia de Coilcraft con valor de $47 \mu H$, este tipo de inductancia está diseñada para soportar corrientes altas

¹Hauke, Brigitte. SLVA477B, Basic Calculation of a Buck Converter's Power Stage. Low Power DC/DC Applications. TEXAS INSTRUMENTS Application Report. SLVA477B–December 2011–Revised August 2015. p 3.

²Hart, Daniel W., “Electrónica de Potencia”, Madrid: Editorial Prentice Hall, segunda edición, 2001. p 211.

y tiene una inductancia elevada, por lo cual es adecuada para este trabajo de grado, pues asegura que la bobina sea capaz de soportar los 3 A que deben pasar por ella.

La corriente pico en la inductancia es

$$I_{pico} = I_{omax} + \frac{\Delta I_L}{2} = 3,45 \text{ A} \quad (3.6)$$

3. Cálculo del valor de la capacitancia

Para hallar el valor del capacitor se utiliza la ecuación (3.7):

$$C = \frac{(1 - D_{min})}{8 \times L \times \Delta V_o \times f^2} = 1318,706117 \mu F \quad (3.7)$$

Se escoge un valor de capacitancia comercial cercano y de una tensión por lo menos 1,5 veces mayor a la máxima tensión de salida, en este caso debe soportar una tensión mayor de 18 V, el capacitor seleccionado es 1000 μF a 50 V [11].

4. Selección del diodo

Para la selección del diodo adecuado se debe asegurar que este resista una tensión pico inversa dos veces mayor a la tensión máxima de entrada y una corriente máxima con polarización directa superior a la corriente máxima de salida [11].

$$V_{RRM} > 24 \text{ V y } I_{FM} > 3 \text{ A}$$

El dispositivo 1N5824, con una tensión pico de 40V, que sería el más adecuado, no estaba disponible en el mercado local, entonces se seleccionó uno

con tensión pico inversa menor, pero que a su vez soportara una tensión mayor a la tensión de entrada máxima. El diodo seleccionado fue el 1N5823, con una tensión pico inversa de 20 V y una corriente de polarización directa de 5 A.

5. Selección del *MOSFET*

Para la elección del *MOSFET* se debe tener en cuenta que el dispositivo pueda soportar la corriente máxima de salida, una resistencia de encendido de drenador a fuente $R_{DS(on)}$ baja y una tensión de drenador a fuente de ruptura lo suficientemente grande para soportar dos veces la tensión máxima de entrada V_{DSS} [11].

El *MOSFET* elegido para este trabajo de grado fue el IRF3205, un dispositivo muy utilizado y que cumple las condiciones establecidas.

$$V_{DSS} = 55 \text{ V}, R_{DS(on)} = 8 \text{ m}\Omega \text{ y } I_D = 110 \text{ A}$$

En la Tabla 3.2 se comparan los valores teóricos de diseño con los valores de los dispositivos elegidos y en la Tabla 3.3 se muestra la referencia de los dispositivos elegidos.

Tabla 3.2: Comparación valores teóricos y valores reales

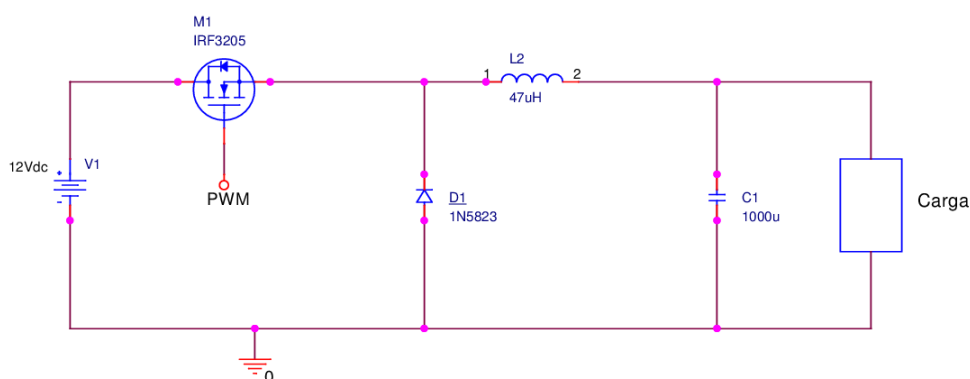
| | BOBINA | | CAPACITOR | | DIODO | | MOSFET | |
|------------------------------|-------------------------------|---------------|--------------------------------|-------------|-------------|---------------|-------------|---------------|
| | Inductancia (μH) | Corriente (A) | Capacitancia (μF) | Tensión (V) | Tensión (V) | Corriente (A) | Tensión (V) | Corriente (A) |
| Diseño | 30,989583 | 3,45 | 1318,766117 | 18 | 24 | 3 | 24 | 3 |
| Dispositivos elegidos | 47 | 18,6 | 1000 | 50 | 20 | 5 | 55 | 110 |

Tabla 3.3: Dispositivos elegidos

| DISPOSITIVOS | |
|--------------|-----------------------------------|
| Bobina | AGP4233-473ME, 47 μ H, 18,6 A |
| Capacitor | 1000 μ f, 50 V |
| Diodo | 1N5823, 20 V, 5 A |
| MOSFET | IRF3205, 55 V, 110 A |

En la Figura 3.1 se muestra el esquemático del circuito diseñado e implementado. Se realizaron pruebas preliminares con una resistencia de 7 Ω como carga, para verificar el comportamiento del convertidor reductor, luego se conectó como carga el alternador.

Figura 3.1: Esquemático circuito convertidor *DC-DC* reductor implementado



3.1.2. Señal de control del interruptor. Para poder controlar el interruptor (*MOSFET*) se necesita una señal que lo haga conmutar entre su estado de conducción y no conducción. Una forma de lograr este control consiste en aplicar modulación por ancho de pulso (*PWM*). En este trabajo de grado se desea que la tensión de salida del convertidor *DC-DC* reductor sea variable, para tal fin se busca un *PWM* cuyo ciclo de trabajo denotado D , sea variable también, y para lograrlo se deja la frecuencia de conmutación constante f y se implementa un comparador de tensión, que compara la tensión de control $V_{Control}$ y la señal triangular V_{Tr} . La comparación de estas dos señales, nos da como resultado una onda *PWM* con ciclo variable D

y frecuencia constante f . En la Figura 3.3 se puede observar cómo al comparar las tensiones dependiendo si la amplitud de la señal triangular es mayor o menor que la amplitud de la señal de tensión de control, el ciclo del *PWM* será mayor o menor [12].

$$D = \frac{V_{Control}}{V_{Tr}} \quad (3.8)$$

La amplitud de tensión de la señal triangular V_{Tr} es $12 V_{pp}$ y una frecuencia de 20 kHz, la tensión de control $V_{Control-amplificada}$ varía de un valor de 0,036 V a 10,28 V, en la salida del amplificador de tensión.

Figura 3.2: Señal de control del interruptor: a) antes del divisor; b) después del divisor

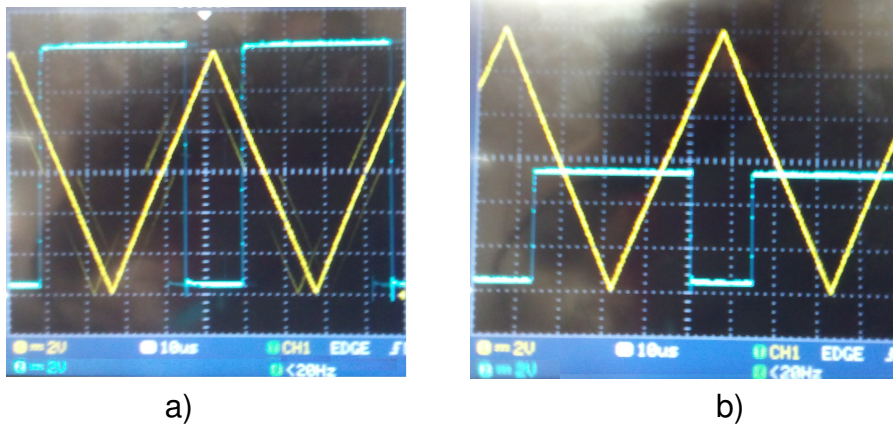
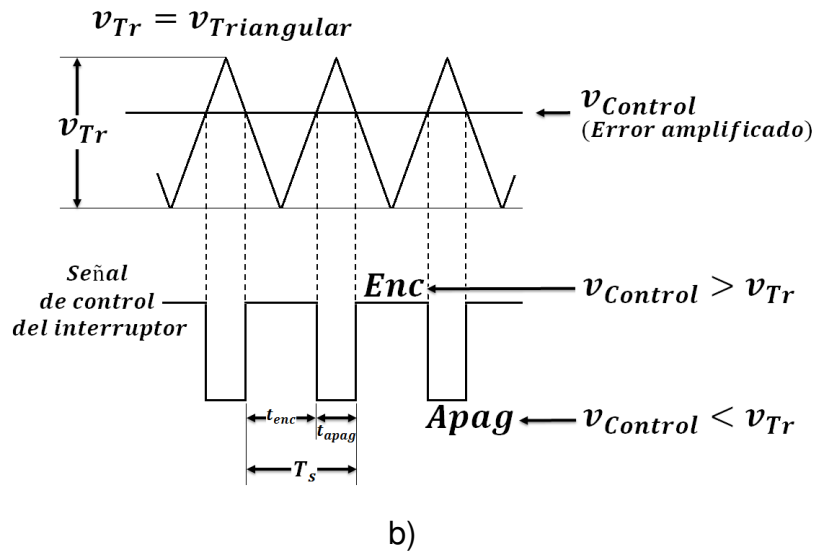
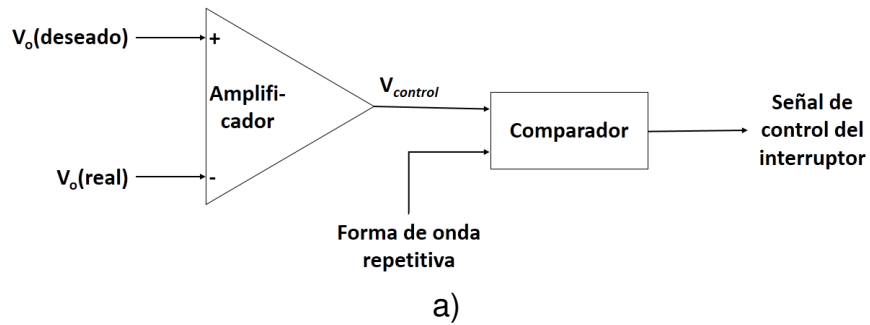


Figura 3.3: Señal de control del interruptor: a) diagrama de bloques; b) señales del comparador



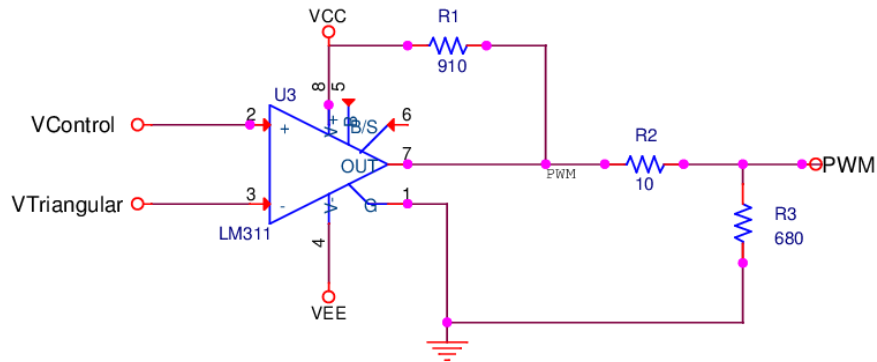
Fuente: [12]

En la Figura 3.2 se muestran la señal triangular y la señal *PWM* antes del divisor a) y la señal *PWM* después del divisor b) observadas en el osciloscopio. El divisor se utiliza para disminuir el nivel de amplitud de la señal y así cumplir con los valores máximos permitidos en la entrada del *driver*.

Se seleccionó el integrado LM311 y se polarizó de forma dual a +12 V y -12 V. El divisor de tensión disminuye la amplitud de la tensión de 12 V a 5,45 V.

En la Figura 3.4 se puede observar el esquemático del circuito del comparador de tensión implementado.

Figura 3.4: Esquemático para el comparador de tensión



En la Tabla 3.4 se puede ver el valor del ciclo de trabajo D dependiendo de la variación de la tensión de control $V_{Control}$ en *LabVIEW*.

Tabla 3.4: Tensión de control y ciclo de trabajo

| VOLTAJE DE CONTROL ($V_{Control}$) | CICLO DE TRABAJO (D) |
|--------------------------------------|----------------------|
| 0,16 | 0,0835 |
| 0,74 | 0,3234 |
| 1,21 | 0,5429 |
| 1,50 | 0,6612 |
| 1,74 | 0,7687 |
| 2,1 | 0,9794 |

3.1.3. Driver. Se hace necesario la utilización de un driver para garantizar que se suministran los niveles de tensión y corriente necesarios para que el *MOSFET* (interruptor) pueda conmutar. Se selecciona el dispositivo TLP250H de TOSHIBA que es un fotoacoplador con una corriente pico de salida de 2,5 A y una tensión de salida de 35 V y frecuencia de operación de 250 kHz. Una de sus aplicaciones es ser un controlador de *MOSFET* de potencia, suministra los niveles de amplitud necesarios para controlar el IRF3205 y también crear una barrera galvánica, que permita separar eléctricamente la señal *PWM* que sale del comparador con la señal

PWM que entra al convertidor *DC-DC* reductor. En la Figura 3.5 se puede observar el esquemático del circuito implementado.

Figura 3.5: Esquemático del montaje para el *driver*

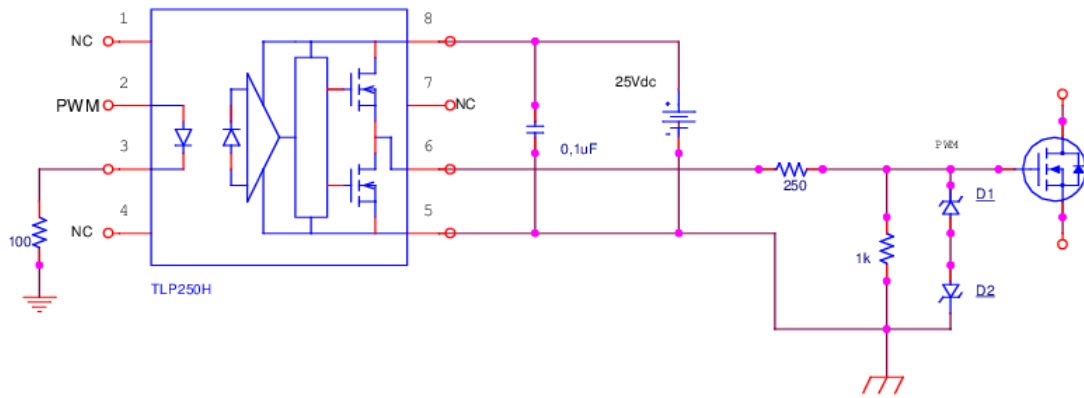
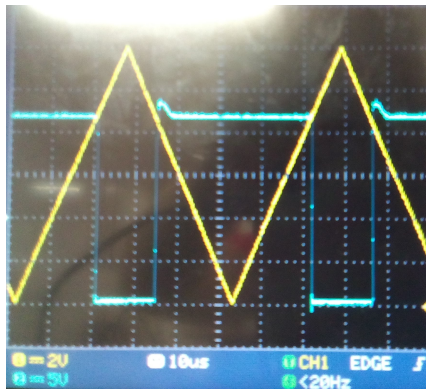
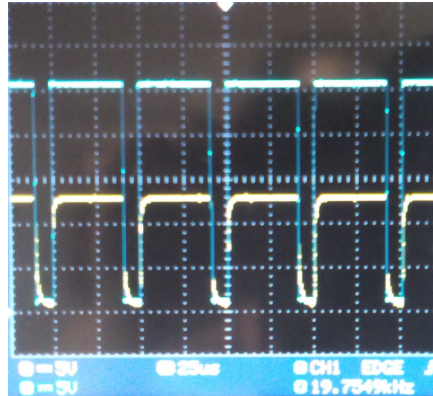


Figura 3.6: *PWM*: a) *PWM* y la señal triangular; b) *PWM* antes y después del *driver*



a)



b)

En la Figura 3.6 se pueden ver dos imágenes tomadas del osciloscopio, en a) se observa la señal *PWM* después del *driver* y la señal triangular y en b) se observa la señal *PWM* antes y después del *driver*.

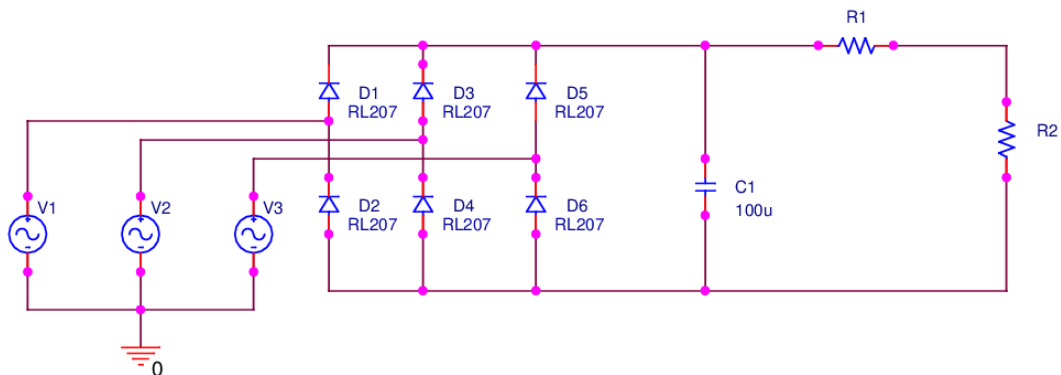
3.2. Acondicionamiento de señales

3.2.1. Rectificador trifásico de onda completa y divisor de tensión. Para este trabajo de grado se necesitaba una tensión continua. El alternador

como generador síncrono induce una tensión alterna, por lo cual se utiliza un rectificador de onda completa trifásico para rectificarla. El divisor de tensión se utilizó para disminuir la tensión a un nivel seguro para proteger la tarjeta de adquisición y que estuviera muy por debajo del máximo límite de tensión permitida por las especificaciones de la tarjeta de adquisición, evitando así cualquier daño a la tarjeta y al equipo de computo (Las especificaciones de la tarjeta se pueden revisar en el anexo A).

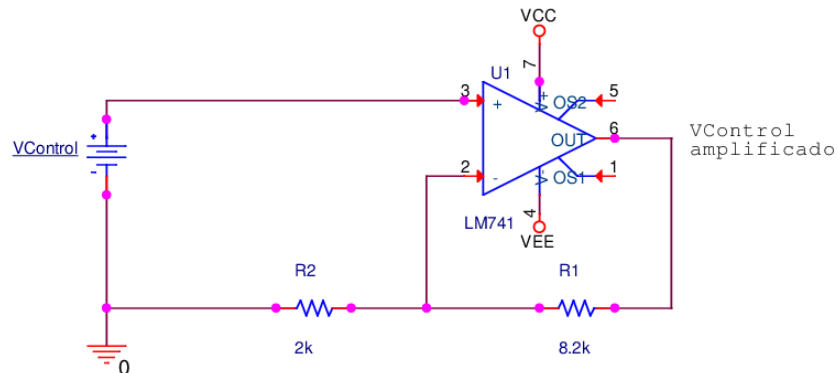
El esquemático del circuito rectificador trifásico de onda completa implementado se observa en la Figura 3.7

Figura 3.7: Esquemático del rectificador trifásico de onda completa y divisor de tensión



3.2.2. Amplificador de tensión. Para lograr que los niveles de las amplitudes de la tensión y las corrientes en el convertidor *DC-DC* reductor fueran lo más cercanos al diseño teórico posible, se requería una tensión de control de 12 V máximo, sin embargo, la tarjeta de adquisición no genera una tensión mayor a 5 V. Para solucionar esto se implementó una etapa de amplificación, la tensión de control que sale de la tarjeta de adquisición pasa por el amplificador logrando una tensión casi 5 veces mayor, con el fin de lograr estar lo más cercano posible del valor de diseño deseado. En la Figura 3.8 se puede ver el circuito del amplificador de tensión diseñado e implementado.

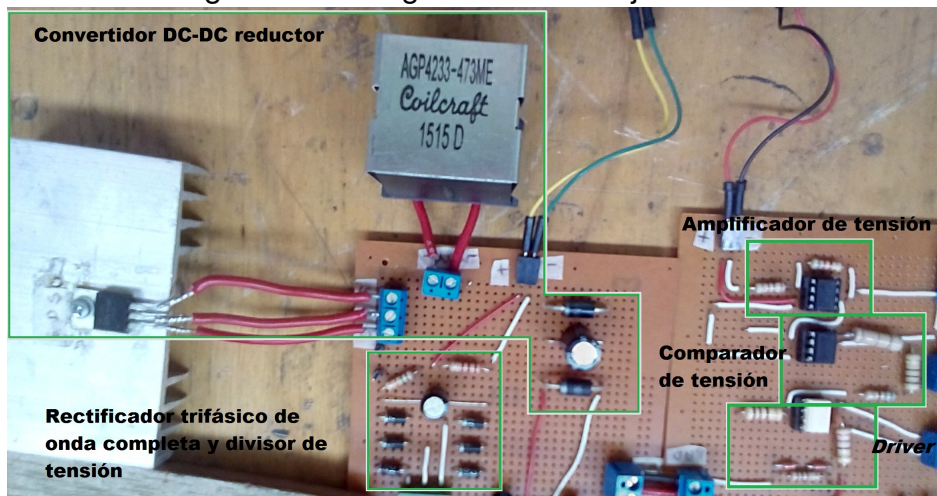
Figura 3.8: Esquemático del amplificador de tensión



Se seleccionó el integrado UA741 y se polarizó de forma dual a +12 V y -12 V, las resistencias fueron calculadas de tal forma que entregaran las ganancias de tensión necesarias a la salida.

En la Figura 3.9 se aprecia como quedo el circuito implementado.

Figura 3.9: Fotografía del montaje circuitual



En el Anexo A se encuentran las hojas de datos de los dispositivos utilizados en el montaje y en el anexo D se muestran las simulaciones de los circuitos rectificador, amplificador, comparador de tensión, convertidor *DC-DC* reductor.

En la Tabla 3.5 se pueden ver los valores mínimos y máximos en las diferentes etapas.

Tabla 3.5: Valores mínimos y máximos en las diferentes etapas

| AMPLIFICADOR DE TENSIÓN | |
|--|--------------|
| Tensión control entrada mínima | 0 Vrms |
| Tensión control de entrada máxima | 2,1 Vrms |
| Tensión control de salida mínima | 0,036 Vrms |
| Tensión de salida máxima | 10,28 Vrms |
| COMPARADOR DE TENSIÓN | |
| Señal triangular | |
| Frecuencia | 20 KHz |
| Amplitud | 12Vpp |
| PWM | |
| Frecuencia | 20 KHz |
| Amplitud | 11,9 Vpp |
| Ciclo de trabajo (Dmín) mínimo | 0,0835 |
| Ciclo de trabajo (Dmáx) máximo | 0,9794 |
| PWM (Después del divisor de tensión) | |
| Amplitud | 5,45 Vpp |
| Frecuencia | 20 KHz |
| DRIVER (PWM Después del divisor de tensión) | |
| Amplitud | 23,8 Vpp |
| Frecuencia | 20 KHz |
| ALTERNADOR | |
| Tensión de campo mínima | 0 Vrms |
| Tensión de campo máxima | 10,76 Vrms |
| Corriente de campo mínima | 0 Arms |
| Corriente de campo máxima | 2,16 Arms |
| Tensión de línea mínima | 0,564 Vrms |
| Tensión de línea máxima | 21 Vrms |
| Corriente de línea mínima | 0 Arms |
| Corriente de línea máxima | 5,82 Arms |
| RECTIFICADOR | |
| Tensión de salida mínima | 0,7356 Vrms |
| Tensión de salida máxima | 31,4369 Vrms |
| LabVIEW | |
| Tensión de entrada mínima | 0,941 Vrms |
| Tensión de entrada máxima | 4,021 Vrms |

4. CONTROLADOR, PRUEBAS Y RESULTADOS

4.1. Prueba lazo abierto

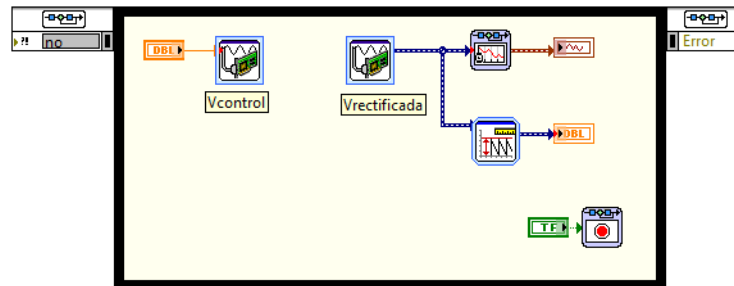
4.1.1. Prueba en lazo abierto sin perturbación. Para obtener una curva de caracterización del sistema ver Figura 4.1, se realiza una prueba a lazo abierto donde se varía la tensión de control V_C en *LabVIEW*, desde 0 V hasta 2,1 V, produciendo una variación en la tensión rectificada V_r , que es adquirida utilizando el DAQ Assistant.

Figura 4.1: Sistema para el análisis en lazo abierto



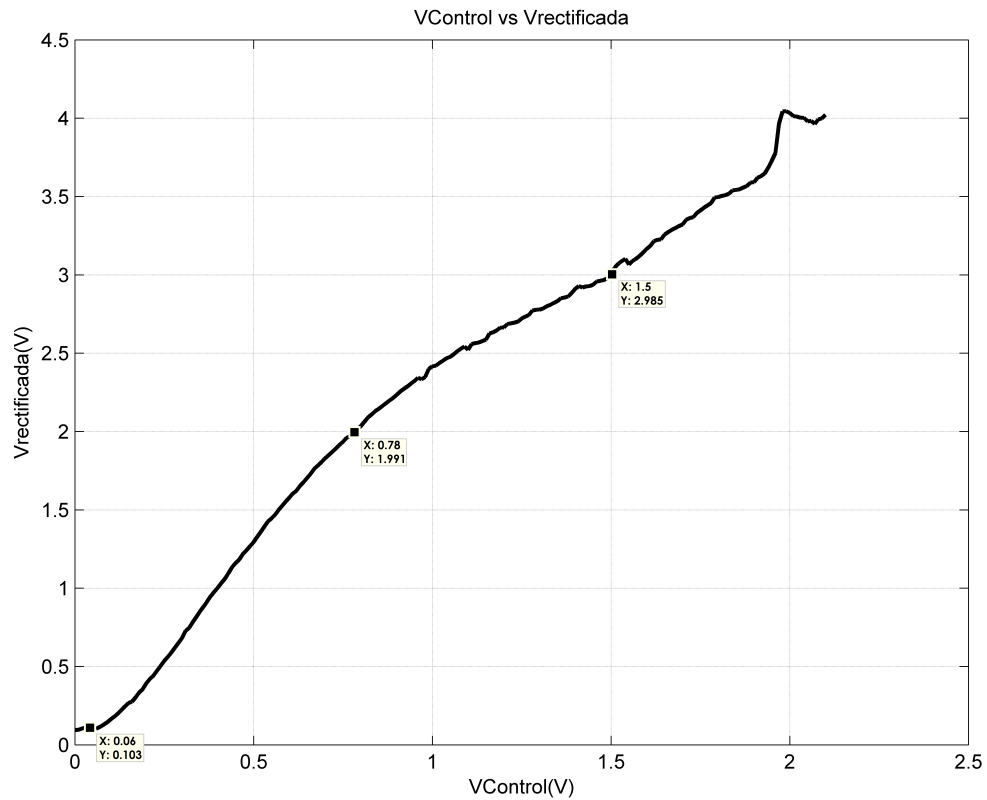
La aplicación implementada en *LabVIEW* se observa en la Figura 4.2

Figura 4.2: Diagrama de bloques para el análisis de lazo abierto



Con el análisis de los datos de la curva mostrada en la Figura 4.3, se puede observar que la tensión de control antes de $V_C = 0,06$ no causa que la tensión rectificada V_r cambie de forma significativa, a eso se le llama zona muerta. Cuando la tensión de control V_C está por encima de $V_C = 1,98$ la tensión rectificada V_r se satura a partir de ese punto. Realizando una observación a la curva entre esos dos puntos, se puede ver que la parte de la curva más homogénea, o sea donde menos saltos tiene la curva, es en el intervalo de $V_C = [0,06, 1,5]$, por tanto se toma este intervalo como rango de operación, ver inecuación (4.1).

Figura 4.3: Curva de $V_{control}$ vs. $V_{Rectificada}$ en estado estacionario, rango de operación y punto medio.



$$0,06 \leq V_C \leq 1,5 \quad (4.1)$$

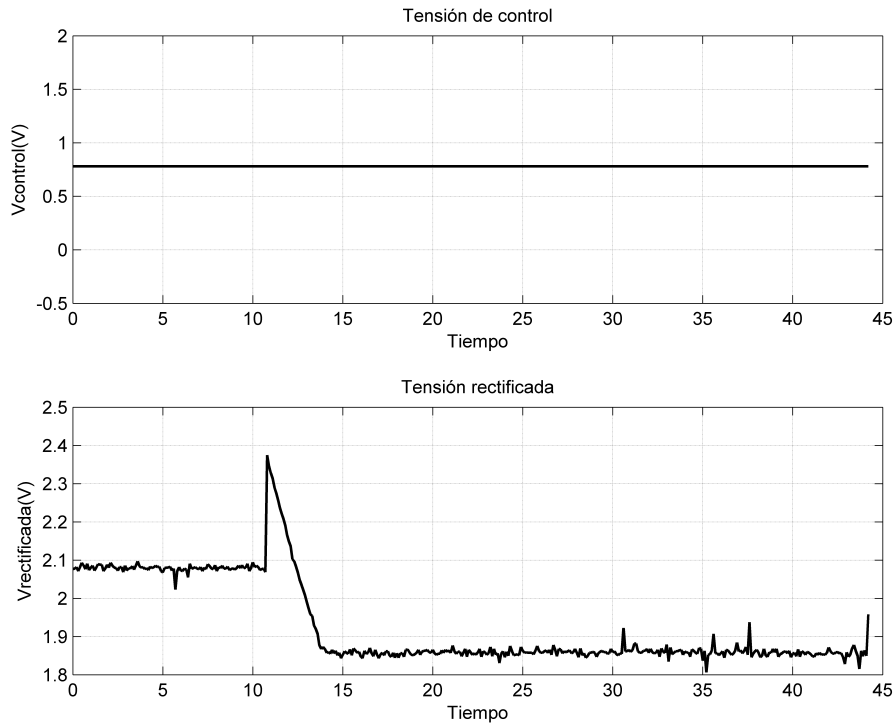
Para este intervalo la tensión rectificada V_r manifiesta el siguiente intervalo, ver inecuación (4.2):

$$0,103 \leq V_r \leq 2,985 \quad (4.2)$$

y el punto medio (punto de operación) es $V_C = 0,78$ y $V_r = 1,991$. **4.1.2. Prueba en lazo abierto con perturbación.** Con la misma aplicación en *LabVIEW* de la Figura 4.2 que se utiliza en la prueba anterior, se le conecta una carga resistiva

trifásica en Y (estrella) de valor $R = 2,1 \Omega$ a la salida del alternador, en un tiempo de 12 segundos, y se obtiene la respuesta mostrada en la Figura 4.4. El objetivo de esta prueba es observar como responde el sistema ante una perturbación.

Figura 4.4: Respuesta perturbación sistema en lazo abierto, $V_{control}$ y $V_{Rectificada}$



Se puede observar cómo la tensión rectificada cuando se conecta la perturbación tiene un sobrepico y luego disminuye su amplitud, también, cómo el sistema no puede recuperar la magnitud de la tensión rectificada después de la perturbación y cómo la tensión de control no muestra ningún cambio cuando se perturba.

4.2. Pruebas en lazo cerrado

4.2.1. Pruebas en lazo cerrado con control proporcional. El sistema mostrado en la Figura 4.5 se implementa en la *LabVIEW*. La aplicación se observa en la Figura 4.6, y se varía k_p con valores de $k_p = \{1, 2, 3, 4, 5, 10, 15, 20, 25\}$

Figura 4.5: Sistema para análisis en lazo cerrado control proporcional

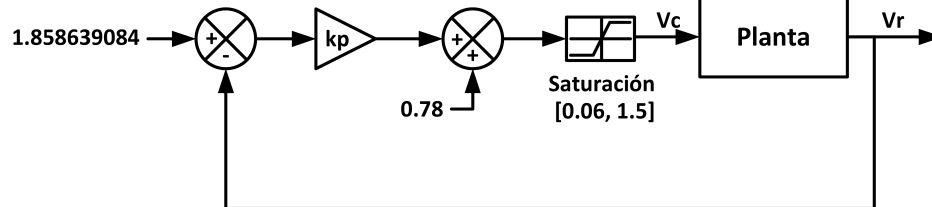
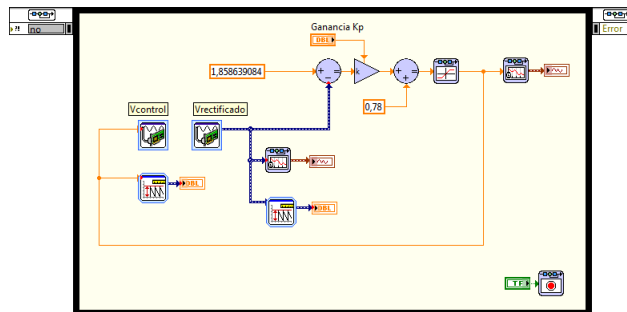


Figura 4.6: Diagrama de bloques para análisis en lazo cerrado control proporcional



En las Figuras 4.7 y 4.8 se puede ver la respuesta de la tensión de control (V_c) y de la tensión rectificada (V_r) ante una perturbación, del sistema en lazo abierto comparado con el sistema en lazo cerrado para una $k_p=1$. En ellas se puede observar cómo la tensión de control en lazo cerrado aumenta su valor para compensar el efecto de la perturbación y tanto en la tensión rectificada como en la tensión de control se observa disminución en el valor de su magnitud máxima. La perturbación se conecta en un tiempo de 12 segundos.

Figura 4.7: Tensión de control en lazo abierto y en lazo cerrado control proporcional $k_p=1$

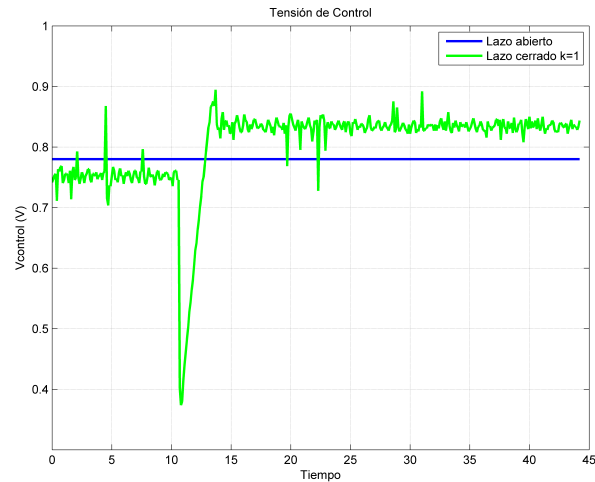
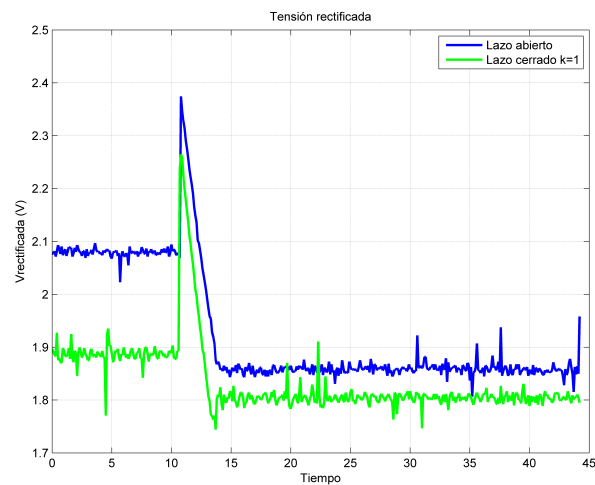


Figura 4.8: Tensión rectificadora en lazo abierto y en lazo cerrado control proporcional $k_p=1$



Al variar los diferentes valores de k_p se puede observar que la tensión rectificadora tiene un gran sobrepico en el valor de $k_p=4$, y entre los valores de 1 y 3 el menor valor de sobrepico es con 3, y con este valor de k_p la magnitud después de la perturbación es aproximadamente igual a la magnitud inicial (ver Figura 4.10) y como la tensión de control empieza a oscilar en $k_p=3$ y a saturar en $k_p=4$ (ver Figura 4.9).

Figura 4.9: Tensión de control en lazo cerrado control proporcional $k_p=1, 2, 3, 4$

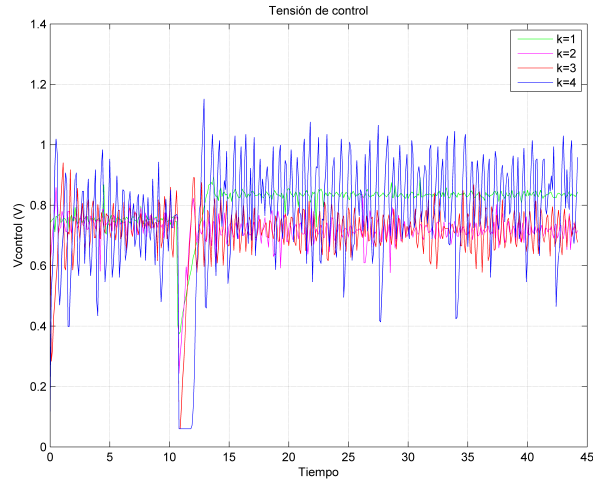
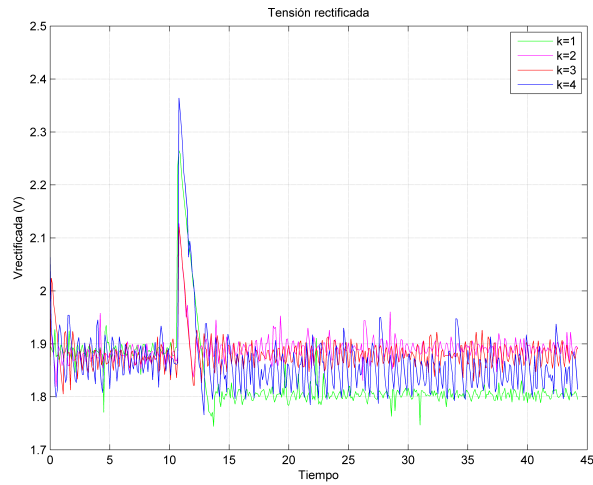


Figura 4.10: Tensión rectificadora en lazo cerrado control proporcional $k_p=1, 2, 3, 4$



Para valores mayores a 10 el sistema empieza a actuar como un sistema on-off (ver Figura 4.12). La tensión de control después de 10 está totalmente saturada en el límite inferior, después de $k_p=25$, se satura en los dos extremos (ver Figura 4.11).

Figura 4.11: Tensión de control en lazo cerrado control proporcional $k_p=5, 10, 15, 20, 25$

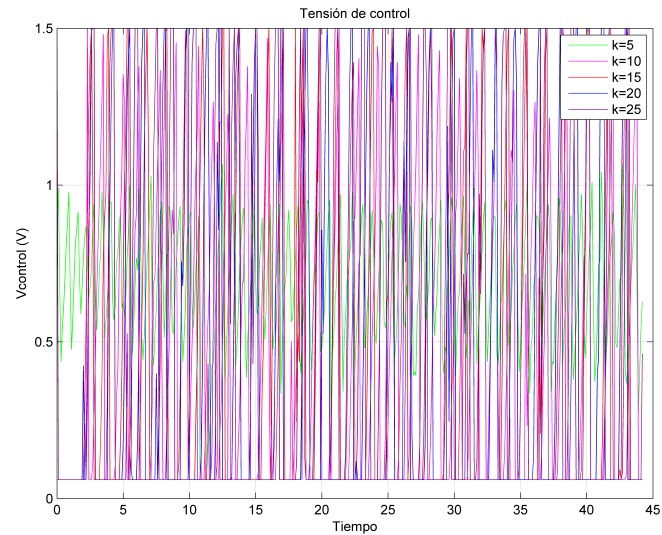
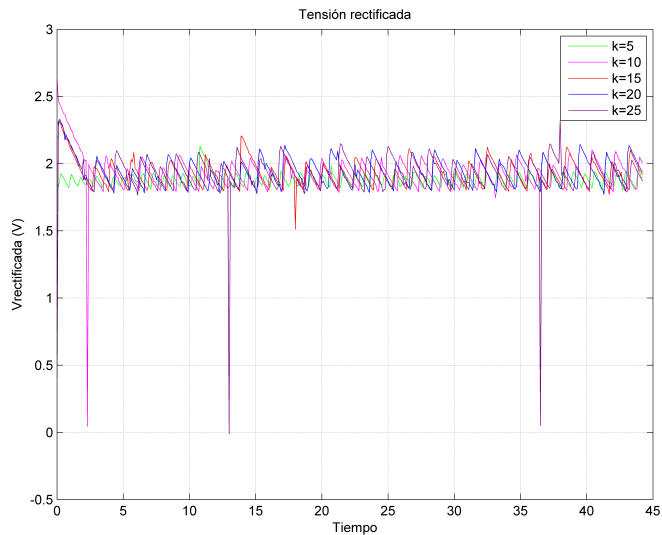


Figura 4.12: Tensión rectificadora en lazo cerrado control proporcional $k_p=5, 10, 15, 20, 25$



4.2.2. Pruebas de lazo cerrado con control Integral. El sistema mostrado en la Figura 4.13 se implementa en *LabVIEW*. La aplicación se observa en la Figura 4.14, y se varía la k_i con valores de $k_i=\{0,1, 0,5, 1, 2, 5, 8, 10, 15, 20\}$

Figura 4.13: Sistema para análisis en lazo cerrado control integral

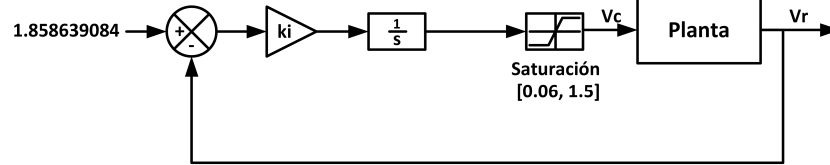
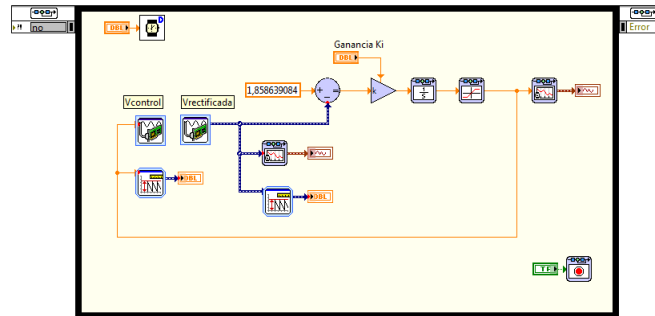


Figura 4.14: Diagrama de bloques para análisis en lazo cerrado control integral



Al variar los diferentes valores de k_i se puede observar que la tensión rectificada y la tensión de control tienen una respuesta más rápida a la perturbación al aumentar el valor de k_i . En el intervalo de valores de 0,1 y 0,5 se puede notar la corrección de la perturbación tanto en V_c como en V_r , se puede ver en las Figuras 4.15 y 4.16. Para esta prueba la perturbación es conectada en un tiempo de 35 segundos porque el tiempo de establecimiento es mayor que en la prueba proporcional.

Figura 4.15: Tensión de control en lazo cerrado control integral $k_i=0,1, 0,5, 1$

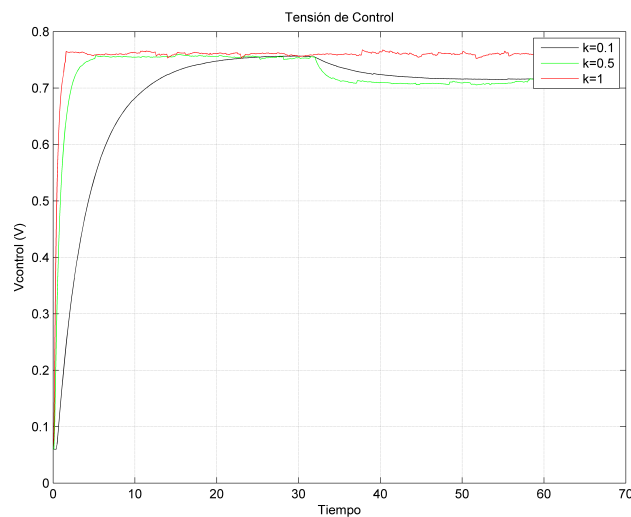
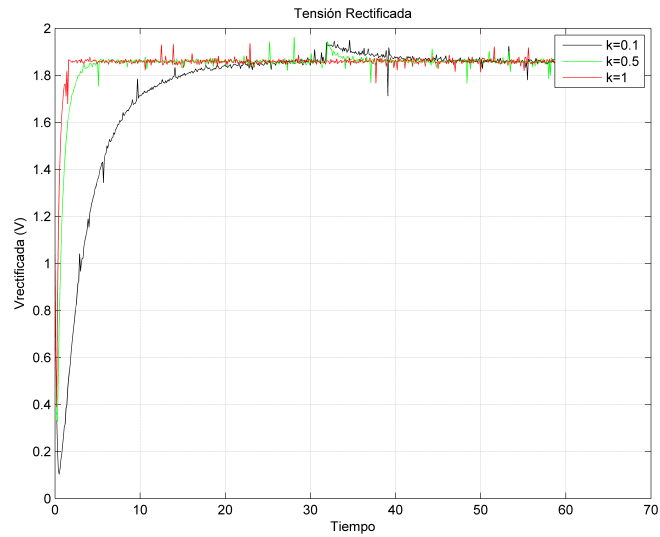


Figura 4.16: Tensión rectificada en lazo cerrado control integral $k_i=0,1, 0,5, 1$



Para $k_i > 1$ la corrección se hace imperceptible para valores superiores a $k_i=8$ la respuesta empieza a oscilar (ver Figuras 4.17 y 4.18).

Figura 4.17: Tensión de control en lazo cerrado control integral $k_i=2, 5, 8$

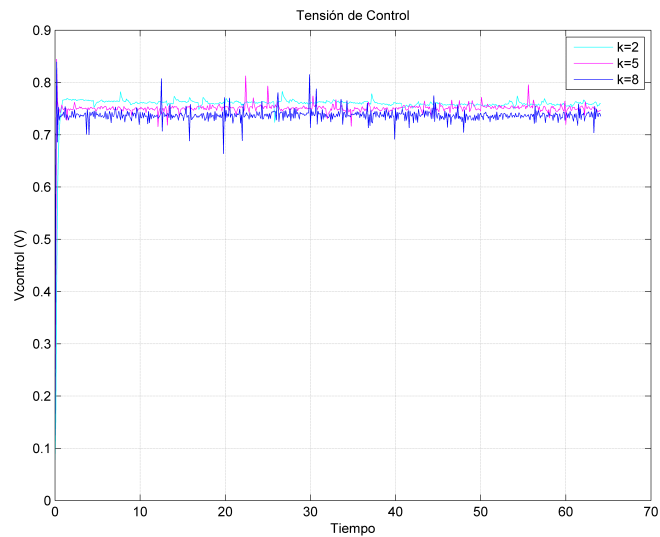
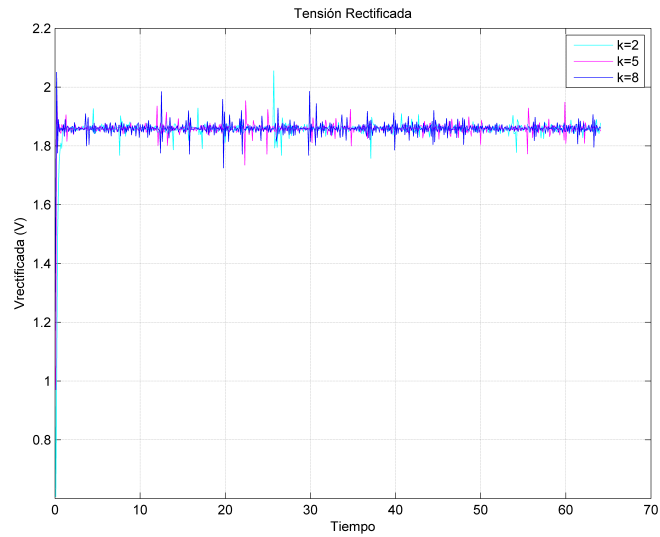


Figura 4.18: Tensión rectificada en lazo cerrado control integral $k_i=2, 5, 8$



Después de $k_i=15$ se puede observar cómo la tensión de control se satura en los dos límites y cómo la tensión rectificada tiene oscilaciones sostenidas (ver Figuras 4.19, 4.20).

Figura 4.19: Tensión de control en lazo cerrado control integral $k_i=10, 15, 20$

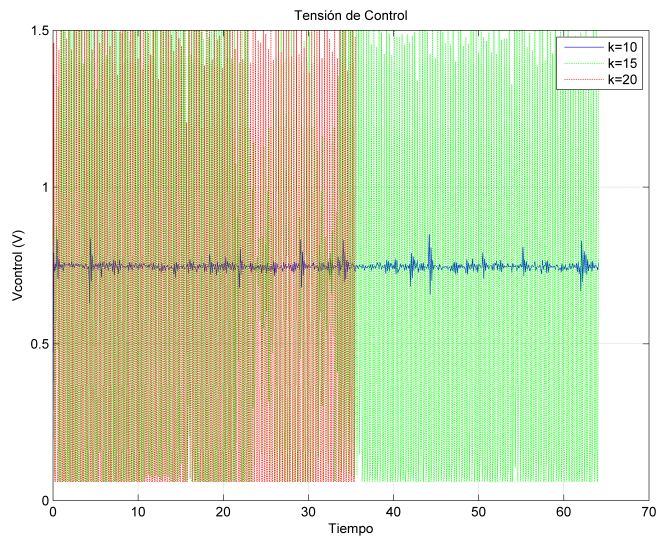
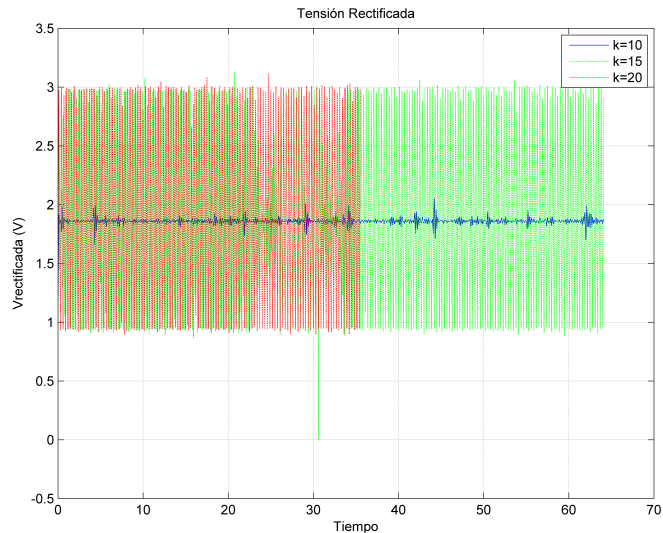


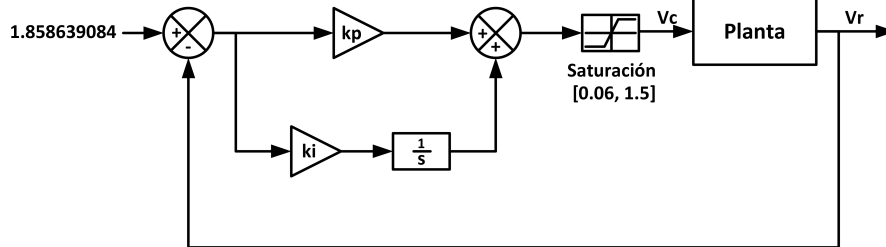
Figura 4.20: Tensión rectificada en lazo cerrado control integral $k_i=10, 15, 20$



4.2.3. Pruebas de lazo cerrado control con proporcional integral.

El sistema mostrado en la Figura 4.21 se implementa en la *LabVIEW*. La aplicación se observa en la Figura 4.22

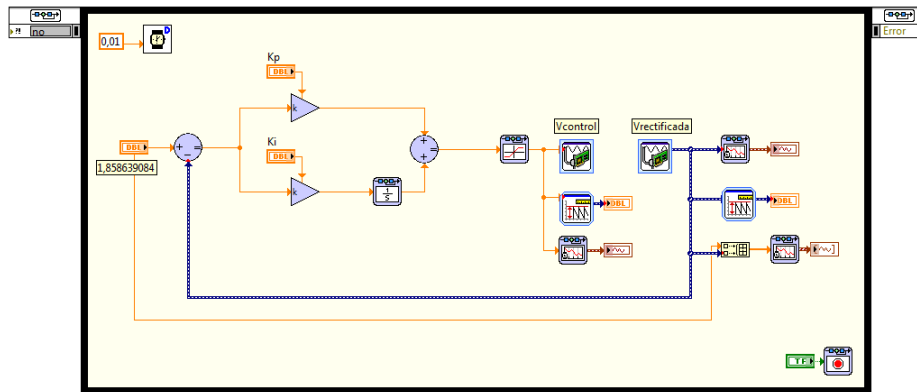
Figura 4.21: Sistema para análisis en lazo cerrado control proporcional integral



Para encontrar los valores de las ganancias del sistema se procede de la siguiente forma:

Se establece un valor de k_p constante y se varía k_i desde un valor 0,1 y se va aumentando, en caso que con este k_p no se obtenga una respuesta satisfactoria se procede a disminuirlo, dejando el último k_i constante y al encontrar un k_p adecuado se vuelve a variar k_i .

Figura 4.22: Diagrama de bloques para análisis de lazo cerrado control proporcional integral



- A partir del análisis proporcional se determina $k_p=4$ como el primer valor de k_p constante y se varía $k_i=\{0,1, 0,5, 1, 1,5, 2\}$, sin embargo se puede observar en las Figuras 4.23 y 4.24 como con $k_p=4$ se obtiene que la tensión de control y la tensión rectificada (V_r) oscilan sin importar que valor de k_i del intervalo $k_i=[0,1, 2]$.

Figura 4.23: Tensión de control en lazo cerrado control proporcional integral $k_p=4$ y $k_i=0,1, 1, 2$

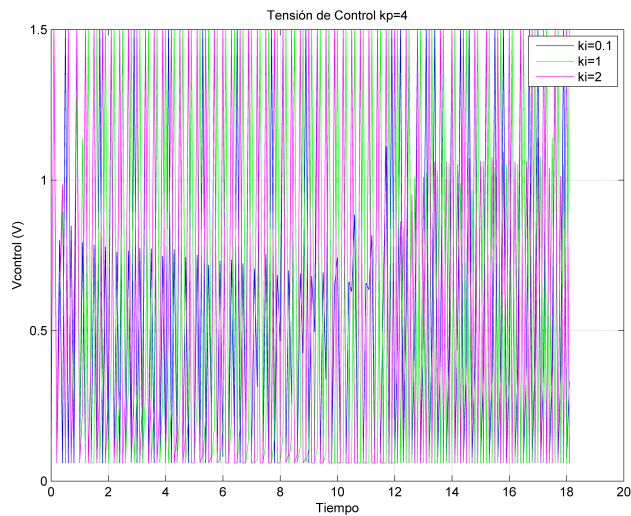
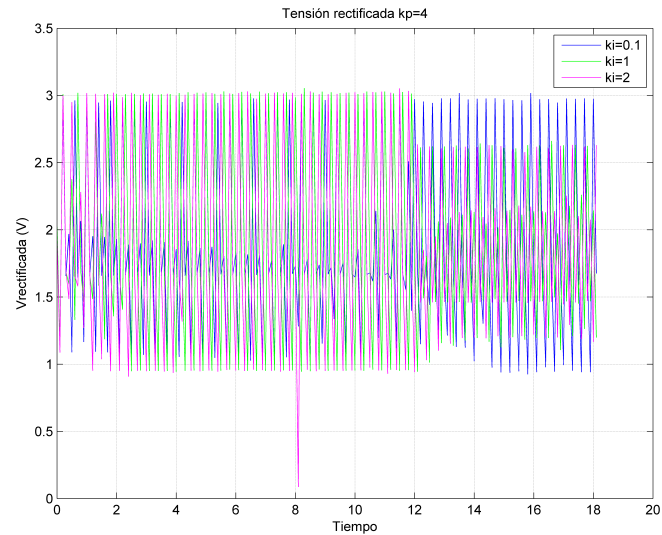


Figura 4.24: Tensión rectificada en lazo cerrado control proporcional integral $k_p=4$ y $k_i=0,1, 1, 2$



- Con $k_i=0,1$ se varía el valor de k_p hasta encontrar un valor donde no oscile ni su respuesta sea muy lenta, se pueden observar algunos de los resultados de las pruebas en las Figuras 4.25 y 4.26

Figura 4.25: Tensión de control en lazo cerrado control proporcional integral

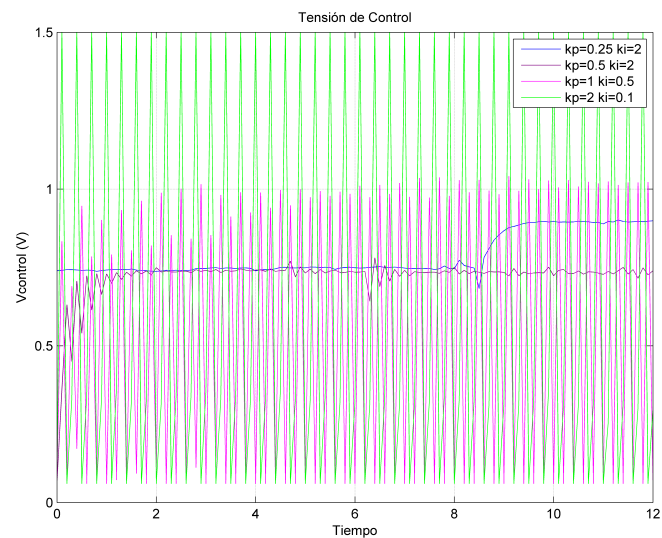
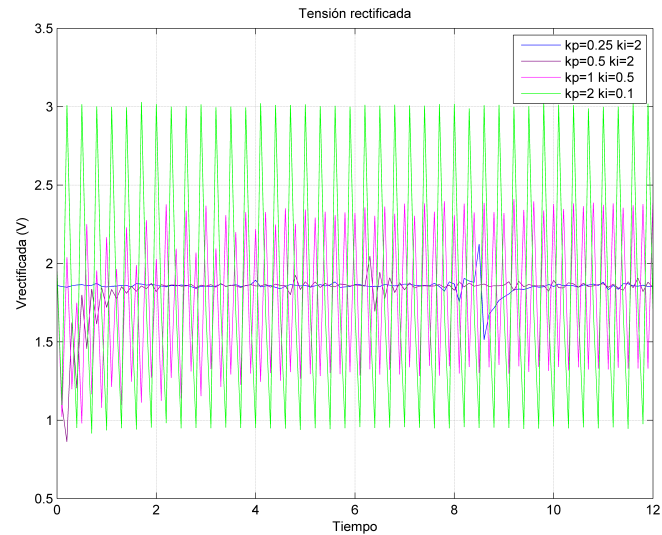


Figura 4.26: Tensión rectificada en lazo cerrado control proporcional integral



- Se establece $k_p=0,2$ como el k_p adecuado y se empieza a variar $k_i=\{0,1, 0,5, 1, 1,5, 2, 2,5, 3, 4, 5, 10\}$, se puede observar que con un k_i muy pequeño la respuesta es muy lenta y con un k_i a partir de 10 la respuesta oscila, se establece $k_i=2.5$ para una respuesta aproximada a la deseada, como se puede observar en las Figuras 4.27 y 4.28

Figura 4.27: Tensión de control en lazo cerrado control proporcional integral $k_p=0,2$ y $k_i=0.1, 1, 2$

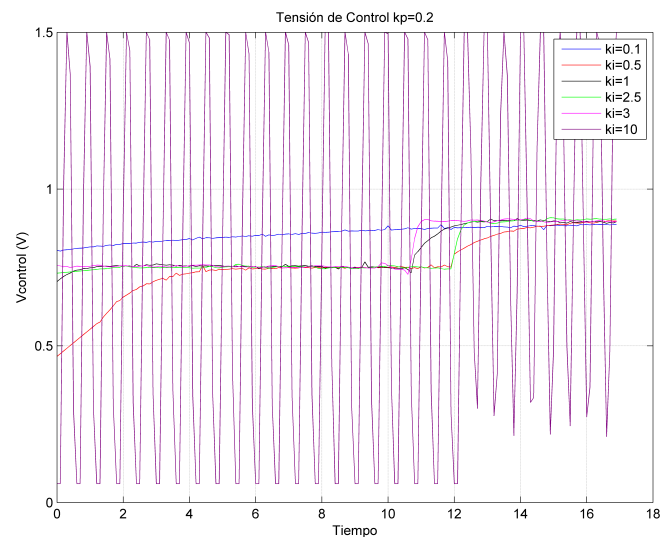
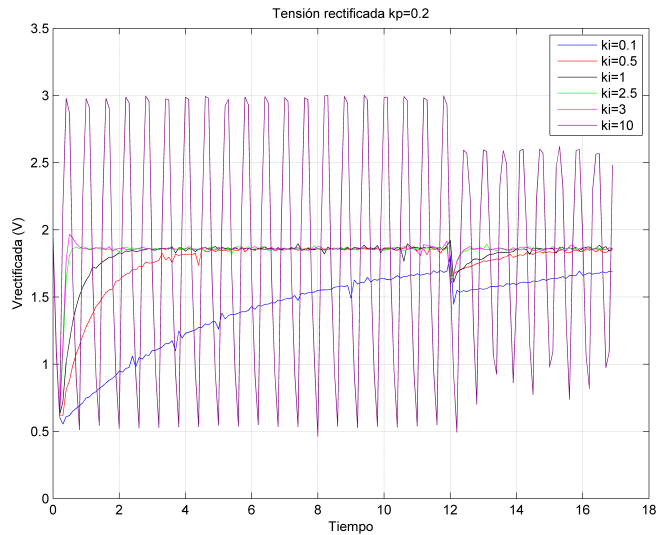
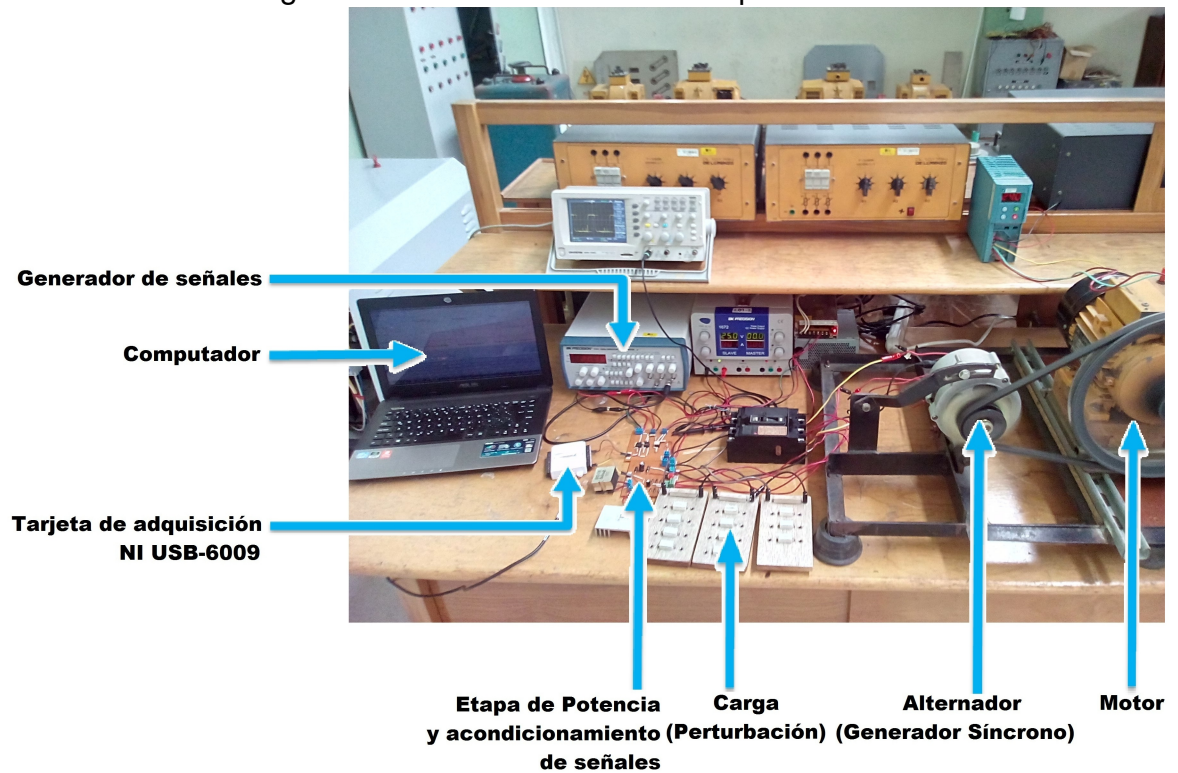


Figura 4.28: Tensión rectificada en lazo cerrado control proporcional integral $k_p=0,2$ y $k_i=0,1, 1, 2$



En la Figura 4.29 se puede observar el sistema de control implementado

Figura 4.29: Sistema de control implementado



5. CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

5.1. Conclusiones

- Se cumplió con el objetivo de realizar el control de la tensión de campo del alternador, al lograr este permite generar una tensión variable a la salida del alternador, haciendo posible que un alternador de automóvil modificado, pueda ser parte de un sistema de generación de energía eólica.
- Se elaboró una aplicación en *LabVIEW* o un *.vi* el cual es un controlador PI, que permite manipular la tensión del campo la cual al variar modifica la tensión rectificadora a la salida; la señal de tensión rectificadora que es la entrada al sistema de control, es adquirida por una tarjeta de adquisición de datos NI USB-6009 y una señal de control es generada.
- Como parte del proceso de diseño para el controlador PI se realizaron pruebas al sistema en lazo abierto y lazo cerrado, inicialmente el sistema no se perturbo, luego se añadió una carga trifásica a la salida del alternador antes del rectificador de tensión, la cual permite ver como se comporta el sistema ante la perturbación en varios casos y dependiendo el caso si el sistema puede recuperar su valor inicial.
- En la implementación del *HARDWARE* se encontraron algunas limitantes, un generador de tensión que no generaba señales diente de sierra, por lo cual se modificó la onda repetitiva del comparador de tensión de una señal diente de sierra a una señal triangular con offset de la mitad de su amplitud pico a pico.
- Se hace necesario la utilización de un driver cuando se está trabajando con *MOSFET* de potencia, ya que estos dispositivos requieren de una corriente alta para conmutar, y muchos de los dispositivos como el comparador de tensión o algunos otros dispositivos no la pueden suministrar.
- Con las pruebas realizadas se logró demostrar el funcionamiento correcto de todo el sistema cumpliendo los objetivos que se habían planteado.

- La calidad de las curvas realizadas depende del número de puntos de muestra que se tomen, a más puntos una mejor definición de la curva, lo cual permite un mejor análisis de está y a su vez una mejor caracterización del sistema.

5.2. Recomendaciones

- En un próximo trabajo se puede realizar el control par-velocidad, con el objetivo de ampliar lo conseguido en este trabajo.
- Se recomienda utilizar una mejor tarjeta de adquisición para permitir generar desde la aplicación de la *LabVIEW* la señal *PWM* y que la adquisición y generación de señales sea aún más rápida.
- Un mejor diseño de driver y convertidor *DC-DC* reductor permitirían una mejor tasa de rendimiento.

6. REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] GURU, Bhag S. y Hiziroglu, Huseyin R. Máquinas eléctricas y transformadores. Tercera edición. México: Oxford University Press, 2003.
- [2] Alternadores y reguladores de tensión. [Online]. Disponible en internet: <http://electromocion.es/index.php/2016/03/16/partes-del-alternador/>
- [3] Devanado de campo de un alternador. [Online]. Disponible en internet: https://http2.mlstatic.com/rotor-alternador-valeo-bosch-marelli-D_NQ_NP_450521-MLA20796009084_072016-F.jpg
- [4] Devanado de armadura de un alternador. [Online]. Disponible en internet: Devanado de armadura de un alternador. [Online]. Disponible en internet: <http://www.guarulhostem.com.br/cms/cms.php?x=i&i1=100&i2=2012080217064>
- [5] Alternadores y reguladores de tensión. [Online]. Disponible en internet: <http://electromocion.es/index.php/2016/03/16/partes-del-alternador/>
- [6] BOSCH. Motores de arranque y alternadores. Aplicaciones automotrices. 2012, 2013. [Online]. Disponible en internet: <http://www.bosch.com.ar/ar/autopeças/productos/catalogos/arranques.pdf>
- [7] Prueba de Alternadores, Métodos prácticos sugeridos. [Online]. Disponible en internet: http://www.nosso.com.ar/spanish/tech_topics/prueba_alternador01.php#corrientes
- [8] Datasheet 20 MHz Sweep Function Generator. Model 4040A. [Online]. Disponible en internet: <http://www.bkprecision.com/products/signal-generators/4040A-20-mhz-sweep-function-generator.html#docsoft>
- [9] Datasheet NI USB-6009 National Instruments Corporation. [Online]. Disponible en internet: <http://sine.ni.com/nips/cds/view/p/lang/en/nid/201987>
- [10] HART, Daniel W. Electrónica de Potencia. segunda edición. Madrid: Editorial Prentice Hall, 2001. 451p.

- [11] DC–DC Buck Converter. EE462L. Spring 2014. [Online]. Disponible en internet: http://users.ece.utexas.edu/~kwasinski/_6_EE462L_DC_DC_Buck_PPT.ppt
- [12] MOHAN, Ned; Undeland, Tore M. y Robbins, William P. Electrónica de potencia: Convertidores, aplicaciones y diseño. Tercera edición. México: McGraw-Hill, 2009. 701p.
- [13] Datasheet TLP250H. [Online]. Disponible en internet: <https://toshiba.semicon-storage.com/info/docget.jsp?did=13872&prodName=TLP250H>
- [14] Datasheet 1N5823. [Online]. Disponible en internet: https://www.microsemi.com/document-portal/doc_download/5865-1n5823-25-pdf
- [15] Datasheet IRF3205. [Online]. Disponible en internet: <http://www.irf.com/product-info/datasheets/data/irf3205.pdf>
- [16] Datasheet AGP4233. [Online]. Disponible en internet: <http://www.coilcraft.com/agp4233.cfm>
- [17] Datasheet 1N4746A. [Online]. Disponible en internet: <http://pdf.datasheetcatalog.com/datasheet/fairchild/1N4746A.pdf>
- [18] Datasheet LM311. [Online]. Disponible en internet: <http://www.ti.com/lit/ds/sym link/lm311.pdf>
- [19] Datasheet UA741. [Online]. Disponible en internet: <http://www.ti.com/lit/ds/sym link/ua741.pdf>
- [20] Datasheet RL207. [Online]. Disponible en internet: <http://pdf.datasheetcatalog.com/datasheet/wte/RL204.pdf>
- [21] .Manual del producto 601 Frequency Inverter HA464518 Eurotherm Drives. [Online]. Disponible en internet: https://www.sdsdrives.com/downloads/product_support/motor_control/001_ac_inverter_drives/eurotherm_drives_601/literature_docs/601_product_manual_ha464518.pdf
- [22] IEEE Guide: Test Procedures for Synchronous machines. IEEE Power & Energy Society, Electric Machinery Committee, IEEE Std 115-2009, IEEE, Nueva York, N. Y., USA, 2010. [Online]. Disponible en internet: <http://ieeexplore.ieee.org/xpl/mostRecent>

Issue.jsp?punumber=5464493

7. BIBLIOGRAFÍA

Alternador, sus partes explicadas y con ejemplos reales. [Online]. Disponible en internet: <http://www.bkprecision.com/products/signal-generators/4040A-20-mhz-sweep-function-generator.html#docsoft>

Alternadores y reguladores de tensión. [Online]. Disponible en internet: <http://electromocion.es/index.php/2016/03/16/partes-del-alternador/>

Application Note 1335. Main Applications and Selection of Gate Driver Optocouplers. Avagotech. 2010. [Online]. Disponible en internet: <http://www.avagotech.com>

BOSCH. Motores de arranque y alternadores. Aplicaciones automotrices. 2012, 2013. [Online]. Disponible en internet: <http://www.bosch.com.ar/ar/autopeças/produetos/catalogos/arranques.pdf>

Buck Converter Design Example. Web seminar, Microchip Technology Incorporated. 2008. [Online]. Disponible en internet: http://www.microchip.com/stellent/groups/SiteComm_sg/documents/Training_Tutorials/en528032.pdf

Datasheet 1N4746A. [Online]. Disponible en internet: <http://pdf.datasheetcatalog.com/datasheet/fairchild/1N4746A.pdf>

Datasheet 1N5823. [Online]. Disponible en internet: https://www.microsemi.com/document-portal/doc_download/5865-1n5823-25-pdf

Datasheet 20 MHz Sweep Function Generator. Model 4040A. [Online]. Disponible en internet: <http://www.bkprecision.com/products/signal-generators/4040A-20-mhz-sweep-function-generator.html#docsoft>

Datasheet AGP4233. [Online]. Disponible en internet: <http://www.coilcraft.com/agp4233.cfm>

Datasheet IRF3205. [Online]. Disponible en internet: <http://www.irf.com/product-info/datasheets/data/irf3205.pdf>

Datasheet LM311. [Online]. Disponible en internet: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/lm>

311.pdf

Datasheet NI USB-6009 National Instruments Corporation. [Online]. Disponible en internet: <http://sine.ni.com/nips/cds/view/p/lang/en/nid/201987>

Datasheet RL207. [Online]. Disponible en internet: <http://pdf.datasheetcatalog.com/datasheet/wte/RL204.pdf>

Datasheet TLP250H. [Online]. Disponible en internet: <https://toshiba.semicon-storage.com/info/docget.jsp?did=13872&prodName=TLP250H>

Datasheet UA741. [Online]. Disponible en internet: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/ua741.pdf>

DC-DC Buck Converter. EE462L. Spring 2014. [Online]. Disponible en internet: http://users.ece.utexas.edu/~kwasinski/_6_EE462L_DC_DC_Buck_PPT.ppt

Devanado de armadura de un alternador. [Online]. Disponible en internet: <http://www.guarulhostem.com.br/cms/cms.php?x=i&i1=100&i2=2012080217064>

Devanado de campo de un alternador. [Online]. Disponible en internet: https://http2.mlstatic.com/rotor-alternador-valeo-bosch-marelli-D_NQ_NP_450521-MLA20796009084_072016-F.jpg

DÍAZ N., Luis Alfonso. Manual de Laboratorio de Máquinas eléctricas II. Práctica 12. Bucaramanga. Universidad Industrial de Santander.

Eberlein, Sergio y Vázquez, Osvaldo. Notas de clase Comparadores de tensión. Edición 2014_I. Argentina. Universidad Nacional de Rosario. Facultad de Ciencias Exactas, Ingeniería y Agrimensura. Escuela de Ingeniería Electrónica. Electrónica II. 2014.

EJURY, Jens. Buck Converter Design. Infineon Technologies North America (IFNA) Corp.. Design Note DN 2013-01 V1.0. January 2013. [Online]. Disponible en internet: <http://www.mouser.com/pdfdocs/BuckConverterDesignNote.pdf>

GUALTIERI, Pablo. Motores de arranque y alternadores. Primera edición. Buenos Aires: Editorial Hasa, 2008.

GURU, Bhag S. y HIZIROGLU, Huseyin R. Máquinas eléctricas y transformadores. Tercera edición. México: Oxford University Press, 2003.

HART, Daniel W. Electrónica de Potencia. Segunda edición. Madrid: Editorial Prentice Hall, 2001. 451p.

HAUKE, Brigitte. SLVA477B, Basic Calculation of a Buck Converter's Power Stage. Low Power DC/DC Applications. TEXAS INSTRUMENTS Application Report. SLVA477B– December 2011–Revised August 2015. [Online]. Disponible en internet: <http://www.ti.com/lit/an/slva477b/slva477b.pdf>

IEEE Guide: Test Procedures for Synchronous machines. IEEE Power & Energy Society, Electric Machinery Committee, IEEE Std 115-2009, IEEE, Nueva York, N. Y., USA, 2010. [Online]. Disponible en internet: <http://ieeexplore.ieee.org/xpl/mostRecentIssue.jsp?punumber=5464493>

Learn Data Acquisition. [Online]. Disponible en internet: <http://www.ni.com/academic/students/learn-daq/>

Learn *LabVIEW*. [Online]. Disponible en internet: <http://www.ni.com/academic/students/learn-labview/>

Manual del producto 601 Frequency Inverter HA464518 Eurotherm Drives. [Online]. Disponible en internet: https://www.sdsdrives.com/downloads/product_support/motor_control/001_ac_inverter_drives/eurotherm_drives_601/literature_docs/601_product_manual_ha464518.pdf

MOHAN, Ned; UNDELAND, TORE M. y Robbins, William P. Electrónica de potencia: Convertidores, aplicaciones y diseño. Tercera edición. México: McGraw-Hill, 2009. 701p.

RASHID, Muhammad H. Electrónica de potencia: Circuitos, dispositivos y aplicaciones. Segunda edición. México: Editorial Hall Hispanoamericano, 1995.

National Instruments Corporation. Introducción a NI *LabVIEW* 2011 para adquisición de datos taller práctico. National Instruments Corporation. 2012.

KATSUHIKO, Ogata. Ingeniería de control moderna. Tercera edición. Madrid: Editorial Pearson Education, 1998.

OSORIO, Fabián; MESA, Edward y PLATA, Alexander. Diseño y construcción de un troceador reductor operando como fuente de corriente: Trabajo de grado ingeniero electrónico. Colombia. Santander. Bucaramanga: Universidad Industrial de Santander, Facultad de ingenierías físico-mecánicas. Escuela de ingenierías eléctrica, electrónica y de telecomunicaciones. 2013.

PONCE, Pedro y SAMPER, Javier. Máquinas Eléctricas y Técnicas Modernas de Control. México: Alfaomega, 2008.

PRADA, Cesar y MANRIQUE, Ferney. Diseño y construcción del sistema de control de la excitatriz de un alternador de automóvil basado en el modelo IEEE tipo DC1A: Trabajo de grado ingeniero electricista. Colombia. Santander. Bucaramanga: Universidad Industrial de Santander, Facultad de ingenierías físico-mecánicas. Escuela de ingenierías eléctrica, electrónica y de telecomunicaciones. 2016.

Prueba de Alternadores, Métodos prácticos sugeridos. [Online]. Disponible en internet: http://www.nosso.com.ar/spanish/tech_topics/prueba_alternador01.php#corrientes

ROJAS, Cesar. Diseño y simulación de técnicas de modulación *PWM* natural para el control de motores trifásicos: Trabajo de grado. Colombia. Norte de santander. Pamplona: Universidad de Pamplona. 2006.

SCHELLE, Donald y CASTORENA, Jorge. Buck-Converter Design Demystified. Technical Staff, Maxim Integrated Products. Sunnyvale, Calif.. Power Electronics Technology. June 2006. [Online]. Disponible en internet: <http://www.powerelectronics.com/DC-DC-converters/buck-converter-design-demystified>

Taking a Measurement: Step by Step Procedure. [Online]. Disponible en internet: <http://www.ni.com/academic/students/learn-daq/measurement/>

Anexo A. Hojas de Datos

TOSHIBA

TLP250H, TLP250HF

Photocouplers GaAs Infrared LED & Photo IC

TLP250H, TLP250HF

1. Applications

- Industrial Inverters
- Air Conditioner Inverters
- IGBT Gate Drivers
- MOSFET Gate Drivers
- Induction Cooktop and Home Appliances

2. General

The TLP250H is a photocoupler in a DIP8 package that consists of a GaAs infrared light-emitting diode (LED) optically coupled to an integrated high-gain, high-speed photodetector IC chip. It provides guaranteed performance and specifications at temperatures up to 125 °C. The TLP250H has an internal Faraday shield that provides a guaranteed Common-mode transient immunity of ± 40 kV/ μ s. It has a totem-pole output that can both sink and source current. The TLP250H is ideal for IGBT and power MOSFET gate drive.

3. Features

- (1) Buffer logic type (totem pole output)
- (2) Output peak current: ± 2.5 A (max)
- (3) Operating temperature: -40 to 125 °C
- (4) Supply current: 3 mA (max)
- (5) Supply voltage: 10 to 30 V
- (6) Threshold input current: 5 mA (max)
- (7) Propagation delay time: 500 ns (max)
- (8) Common-mode transient immunity: ± 40 kV/ μ s (min)
- (9) Isolation voltage: 3750 Vrms (min)
- (10) Safety standards

UL-approved: UL1577, File No.E67349

cUL-approved: CSA Component Acceptance Service No.5A File No.E67349

VDE-approved: EN60747-5-5, EN60065 or EN60950-1 (**Note 1**)

Note 1: When a VDE approved type is needed, please designate the **Option (D4)**.

Start of commercial production

2012-09

©2015 Toshiba Corporation

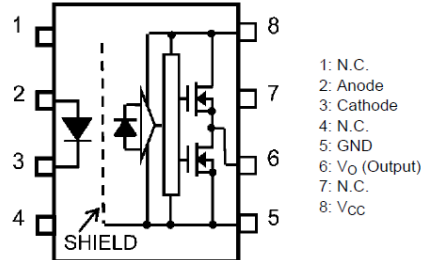
1

2015-12-24

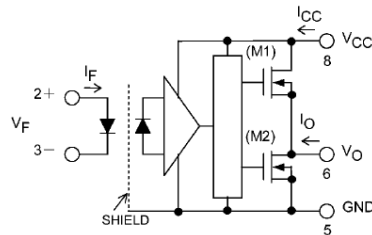
Rev.4.0

Fuente: [13]

5. Pin Assignment



6. Internal Circuit (Note)



Note: A 0.1- μ F bypass capacitor must be connected between pin 8 and pin 5.

7. Principle of Operation

7.1. Truth Table

| Input | LED | M1 | M2 | Output |
|-------|-----|-----|-----|--------|
| H | ON | ON | OFF | H |
| L | OFF | OFF | ON | L |

7.2. Mechanical Parameters

| Characteristics | 7.62-mm Pitch TLP250H | 10.16-mm Pitch TLP250HF | Unit |
|------------------------------|--------------------------|----------------------------|------|
| Creepage distances | 7.0 (min) | 8.0 (min) | mm |
| Clearance distances | 7.0 (min) | 8.0 (min) | |
| Internal isolation thickness | 0.4 (min) | 0.4 (min) | |

8. Absolute Maximum Ratings (Note) (Unless otherwise specified, $T_a = 25\text{ }^\circ\text{C}$)

| | Characteristics | Symbol | Note | Rating | Unit |
|----------|--|-----------------------------|----------|------------|----------------------|
| LED | Input forward current | I_F | | 20 | mA |
| | Input forward current derating ($T_a \geq 110\text{ }^\circ\text{C}$) | $\Delta I_F/\Delta T_a$ | | -0.54 | mA/ $^\circ\text{C}$ |
| | Peak transient input forward current | I_{FPT} | (Note 1) | 1 | A |
| | Peak transient input forward current derating ($T_a \geq 110\text{ }^\circ\text{C}$) | $\Delta I_{FPT}/\Delta T_a$ | | -25 | mA/ $^\circ\text{C}$ |
| | Input reverse voltage | V_R | | 6 | V |
| | Input power dissipation | P_D | | 40 | mW |
| | Input power dissipation derating ($T_a \geq 110\text{ }^\circ\text{C}$) | $\Delta P_D/\Delta T_a$ | | -1.0 | mW/ $^\circ\text{C}$ |
| Detector | Peak high-level output current ($T_a = -40$ to $125\text{ }^\circ\text{C}$) | I_{OPH} | (Note 2) | -2.5 | A |
| | Peak low-level output current ($T_a = -40$ to $125\text{ }^\circ\text{C}$) | I_{OPL} | (Note 2) | +2.5 | A |
| | Output voltage | V_O | | 35 | V |
| | Supply voltage | V_{CC} | | 35 | V |
| | Output power dissipation | P_O | | 260 | mW |
| | Output power dissipation derating ($T_a \geq 110\text{ }^\circ\text{C}$) | $\Delta P_O/\Delta T_a$ | | -2.0 | mW/ $^\circ\text{C}$ |
| Common | Operating temperature | T_{opr} | | -40 to 125 | $^\circ\text{C}$ |
| | Storage temperature | T_{stg} | | -55 to 150 | $^\circ\text{C}$ |
| | Lead soldering temperature (10 s) | T_{sol} | (Note 3) | 260 | $^\circ\text{C}$ |
| | Isolation voltage AC, 60 s, R.H. $\leq 60\%$ | BV_S | (Note 4) | 3750 | Vrms |

Note: Using continuously under heavy loads (e.g. the application of high temperature/current/voltage and the significant change in temperature, etc.) may cause this product to decrease in the reliability significantly even if the operating conditions (i.e. operating temperature/current/voltage, etc.) are within the absolute maximum ratings.

Please design the appropriate reliability upon reviewing the Toshiba Semiconductor Reliability Handbook ("Handling Precautions"/"Derating Concept and Methods") and individual reliability data (i.e. reliability test report and estimated failure rate, etc).

Note 1: Pulse width (PW) $\leq 1\text{ }\mu\text{s}$, 300 pps

Note 2: Exponential waveform. Pulse width $\leq 0.2\text{ }\mu\text{s}$, $f \leq 15\text{ kHz}$, $V_{CC} = 20\text{ V}$, $T_a = -40$ to $125\text{ }^\circ\text{C}$

Exponential waveform. Pulse width $\leq 0.08\text{ }\mu\text{s}$, $f \leq 25\text{ kHz}$, $V_{CC} = 15\text{ V}$, $T_a = -40$ to $125\text{ }^\circ\text{C}$

Note 3: $\geq 2\text{ mm}$ below seating plane.

Note 4: This device is considered as a two-terminal device: Pins 1, 2, 3 and 4 are shorted together, and pins 5, 6, 7 and 8 are shorted together.

10. Electrical Characteristics (Note)(Unless otherwise specified, $T_a = -40$ to $125\text{ }^\circ\text{C}$)

| Characteristics | Symbol | Note | Test Circuit | Test Condition | Min | Typ. | Max | Unit |
|---|---------------------------|----------|--------------|---|------|-------|-------|----------------------|
| Input forward voltage | V_F | | | $I_F = 10\text{ mA}$, $T_a = 25\text{ }^\circ\text{C}$ | 1.4 | 1.57 | 1.8 | V |
| Input forward voltage temperature coefficient | $\Delta V_F / \Delta T_a$ | | | $I_F = 10\text{ mA}$ | — | -1.8 | — | mV/ $^\circ\text{C}$ |
| Input reverse current | I_R | | | $V_R = 5\text{ V}$, $T_a = 25\text{ }^\circ\text{C}$ | — | — | 10 | μA |
| Input capacitance | C_t | | | $V = 0\text{ V}$, $f = 1\text{ MHz}$, $T_a = 25\text{ }^\circ\text{C}$ | — | 45 | — | pF |
| Peak high-level output current | I_{OPH} | (Note 1) | Fig. 12.1.1 | $I_F = 5\text{ mA}$, $V_{CC} = 30\text{ V}$, $V_{8-6} = -3.5\text{ V}$ | — | -2.2 | -1.0 | A |
| | | | | $I_F = 5\text{ mA}$, $V_{CC} = 15\text{ V}$, $V_{8-6} = -7.0\text{ V}$ | — | -3.4 | -2.0 | |
| Peak low-level output current | I_{OPL} | (Note 1) | Fig. 12.1.2 | $I_F = 0\text{ mA}$, $V_{CC} = 30\text{ V}$, $V_{6-5} = 2.5\text{ V}$ | 1.0 | 2.4 | — | A |
| | | | | $I_F = 0\text{ mA}$, $V_{CC} = 15\text{ V}$, $V_{6-5} = 7.0\text{ V}$ | 2.0 | 3.5 | — | |
| High-level output voltage | V_{OH} | | Fig. 12.1.3 | $I_F = 5\text{ mA}$, $R_L = 200\ \Omega$, $V_{CC1} = +15\text{ V}$, $V_{EE1} = -15\text{ V}$ | 11.0 | 13.7 | — | V |
| Low-level output voltage | V_{OL} | | Fig. 12.1.4 | $V_F = 0.8\text{ V}$, $R_L = 200\ \Omega$, $V_{CC1} = +15\text{ V}$, $V_{EE1} = -15\text{ V}$ | — | -14.9 | -12.5 | |
| High-level supply current | I_{CCH} | | Fig. 12.1.5 | $I_F = 10\text{ mA}$, $V_{CC} = 30\text{ V}$, $V_O = \text{Open}$ | — | 1.9 | 3.0 | mA |
| Low-level supply current | I_{CCL} | | Fig. 12.1.6 | $I_F = 0\text{ mA}$, $V_{CC} = 30\text{ V}$, $V_O = \text{Open}$ | — | 1.8 | 3.0 | |
| Threshold input current (L/H) | I_{FLH} | | | $V_{CC} = 15\text{ V}$, $V_O > 1\text{ V}$ | — | 1.0 | 5 | V |
| Threshold input voltage (H/L) | V_{FHL} | | | $V_{CC} = 15\text{ V}$, $V_O < 1\text{ V}$ | 0.8 | 1.47 | — | |
| Supply voltage | V_{CC} | | | | 10 | — | 30 | V |
| UVLO threshold voltage | V_{UVLO+} | | | $I_F = 5\text{ mA}$, $V_O > 2.5\text{ V}$ | 7.5 | 8.7 | 9.5 | |
| | V_{UVLO-} | | | $I_F = 5\text{ mA}$, $V_O < 2.5\text{ V}$ | 7.5 | 8.4 | 9.5 | |
| UVLO hysteresis | $V_{UVLOHYS}$ | | | | — | 0.3 | — | |

Note: All typical values are at $T_a = 25\text{ }^\circ\text{C}$.

Note: This device is designed for low power consumption, making it more sensitive to ESD than its predecessors. Extra care should be taken in the design of circuitry and pc board implementation to avoid ESD problems.

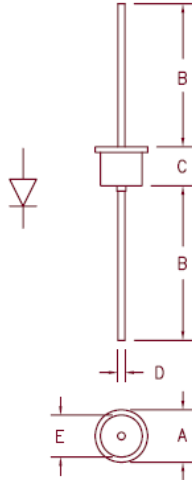
Note 1: I_O application time $\leq 50\ \mu\text{s}$, single pulse.

11. Isolation Characteristics (Unless otherwise specified, $T_a = 25\text{ }^\circ\text{C}$)

| Characteristics | Symbol | Note | Test Condition | Min | Typ. | Max | Unit |
|-------------------------------------|--------|----------|---|--------------------|------------------|-----|----------|
| Total capacitance (input to output) | C_S | (Note 1) | $V_S = 0\text{ V}$, $f = 1\text{ MHz}$ | — | 0.35 | — | pF |
| Isolation resistance | R_S | (Note 1) | $V_S = 500\text{ V}$, R.H. $\leq 60\%$ | 1×10^{12} | 10 ¹⁴ | — | Ω |
| Isolation voltage | BV_S | (Note 1) | AC, 60 s | 3750 | — | — | Vrms |
| | | | AC, 1 s in oil | — | 10000 | — | |
| | | | DC, 60 s in oil | — | 10000 | — | Vdc |

Note 1: This device is considered as a two-terminal device: Pins 1, 2, 3 and 4 are shorted together, and pins 5, 6, 7 and 8 are shorted together.

5 Amp Schottky Rectifier 1N5823, 1N5824, 1N5825



| Dim. | Inches | | Millimeter | | Notes |
|------|---------|---------|------------|---------|-------|
| | Minimum | Maximum | Minimum | Maximum | |
| A | --- | .450 | --- | 11.43 | Dia. |
| B | .980 | --- | 24.89 | --- | |
| C | --- | .300 | --- | 7.62 | |
| D | .046 | .056 | 1.17 | 1.42 | Dia. |
| E | --- | .350 | --- | 8.89 | Dia. |

| Microsemi Catalog Number | Working Peak Reverse Voltage | Repetitive Peak Reverse Voltage |
|--------------------------|------------------------------|---------------------------------|
| 1N5823 | 20V | 20V |
| 1N5824 | 30V | 30V |
| 1N5825 | 40V | 40V |

- Schottky Barrier Rectifier
- 125°C Junction temperature
- V_{RRM} 20 to 40 Volts
- 5 Amp current rating
- Very low forward voltage
- JAN, JANTX, JANTXV & JANS equivalent screening available

| Electrical Characteristics | | | | | |
|------------------------------|--------------------|--------|--------|--------|---|
| | | 1N5823 | 1N5824 | 1N5825 | |
| Average forward current | I _{F(AV)} | 5.0A | 5.0A | 5.0A | T _L = 85°C, square wave, R _{θJL} = 12°C/W |
| Maximum surge current | I _{FSM} | 500A | 500A | 500A | 8.3ms, half sine, T _J = 125°C |
| Max peak forward voltage | V _{FM} | .330V | .340V | .350V | I _{FM} = 3.0A; T _J = 25°C* |
| Max peak forward voltage | V _{FM} | .360V | .370V | .380V | I _{FM} = 5.0A; T _J = 25°C* |
| Max peak forward voltage | V _{FM} | .470V | .490V | .520V | I _{FM} = 15.7A; T _J = 25°C* |
| Max peak reverse current | I _{RM} | 10mA | 10mA | 10mA | V _{RRM} , T _J = 25°C |
| Max peak reverse current | I _{RM} | 100mA | 125mA | 150mA | V _{RRM} , T _J = 100°C |
| Typical junction capacitance | C _J | 1470pF | 1470pF | 1470pF | V _R = 5.0V, T _J = 25°C |

*Pulse test: Pulse width 300 μsec, Duty cycle 2%

| Thermal and Mechanical Characteristics | | |
|--|---------------------------|--------------------------------|
| Storage temperature range | T _{STG} | -65°C to 125°C |
| Operating junction temp range | T _J | -65°C to 125°C |
| Maximum thermal resistance | L = 1/4" R _{θJL} | 12°C/W Junction to lead |
| Weight | | .08 ounces (2.4 grams) typical |

LAWRENCE
Microsemi
 6 Lake Street
 Lawrence, MA 01841
 PH: (978) 620-2600
 FAX: (978) 689-0803
www.microsemi.com

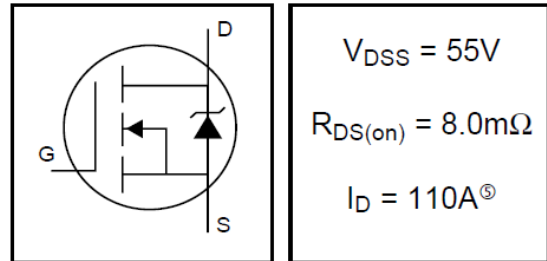
05-09-07 Rev. 2

Fuente: [14]

IRF3205

HEXFET® Power MOSFET

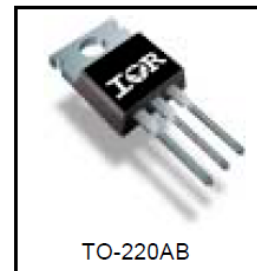
- Advanced Process Technology
- Ultra Low On-Resistance
- Dynamic dv/dt Rating
- 175°C Operating Temperature
- Fast Switching
- Fully Avalanche Rated



Description

Advanced HEXFET® Power MOSFETs from International Rectifier utilize advanced processing techniques to achieve extremely low on-resistance per silicon area. This benefit, combined with the fast switching speed and ruggedized device design that HEXFET power MOSFETs are well known for, provides the designer with an extremely efficient and reliable device for use in a wide variety of applications.

The TO-220 package is universally preferred for all commercial-industrial applications at power dissipation levels to approximately 50 watts. The low thermal resistance and low package cost of the TO-220 contribute to its wide acceptance throughout the industry.



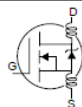
Absolute Maximum Ratings

| | Parameter | Max. | Units |
|---------------------------|--|------------------------|-------|
| $I_D @ T_C = 25^\circ C$ | Continuous Drain Current, $V_{GS} @ 10V$ | 110 ^⑤ | A |
| $I_D @ T_C = 100^\circ C$ | Continuous Drain Current, $V_{GS} @ 10V$ | 80 | |
| I_{DM} | Pulsed Drain Current ^① | 390 | |
| $P_D @ T_C = 25^\circ C$ | Power Dissipation | 200 | W |
| | Linear Derating Factor | 1.3 | W/°C |
| V_{GS} | Gate-to-Source Voltage | ± 20 | V |
| I_{AR} | Avalanche Current ^② | 62 | A |
| E_{AR} | Repetitive Avalanche Energy ^① | 20 | mJ |
| dv/dt | Peak Diode Recovery dv/dt ^③ | 5.0 | V/ns |
| T_J | Operating Junction and | -55 to + 175 | °C |
| T_{STG} | Storage Temperature Range | | |
| | Soldering Temperature, for 10 seconds | 300 (1.6mm from case) | |
| | Mounting torque, 6-32 or M3 screw | 10 lbf•in (1.1N•m) | |

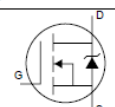
Thermal Resistance

| | Parameter | Typ. | Max. | Units |
|-----------------|-------------------------------------|------|------|-------|
| $R_{\theta JC}$ | Junction-to-Case | — | 0.75 | °C/W |
| $R_{\theta CS}$ | Case-to-Sink, Flat, Greased Surface | 0.50 | — | |
| $R_{\theta JA}$ | Junction-to-Ambient | — | 62 | |

Electrical Characteristics @ $T_J = 25^\circ\text{C}$ (unless otherwise specified)

| | Parameter | Min. | Typ. | Max. | Units | Conditions |
|---------------------------------|--------------------------------------|------|-------|------|---------------------|---|
| $V_{(BR)DSS}$ | Drain-to-Source Breakdown Voltage | 55 | — | — | V | $V_{GS} = 0V, I_D = 250\mu A$ |
| $\Delta V_{(BR)DSS}/\Delta T_J$ | Breakdown Voltage Temp. Coefficient | — | 0.057 | — | V/ $^\circ\text{C}$ | Reference to $25^\circ\text{C}, I_D = 1\text{mA}$ |
| $R_{DS(on)}$ | Static Drain-to-Source On-Resistance | — | — | 8.0 | m Ω | $V_{GS} = 10V, I_D = 62A$ ④ |
| $V_{GS(th)}$ | Gate Threshold Voltage | 2.0 | — | 4.0 | V | $V_{DS} = V_{GS}, I_D = 250\mu A$ |
| g_{fs} | Forward Transconductance | 44 | — | — | S | $V_{DS} = 25V, I_D = 62A$ ④ |
| I_{DSS} | Drain-to-Source Leakage Current | — | — | 25 | μA | $V_{DS} = 55V, V_{GS} = 0V$ |
| | | — | — | 250 | | $V_{DS} = 44V, V_{GS} = 0V, T_J = 150^\circ\text{C}$ |
| I_{GSS} | Gate-to-Source Forward Leakage | — | — | 100 | nA | $V_{GS} = 20V$ |
| | Gate-to-Source Reverse Leakage | — | — | -100 | | $V_{GS} = -20V$ |
| Q_g | Total Gate Charge | — | — | 146 | nC | $I_D = 62A$ |
| Q_{gs} | Gate-to-Source Charge | — | — | 35 | | $V_{DS} = 44V$ |
| Q_{gd} | Gate-to-Drain ("Miller") Charge | — | — | 54 | | $V_{GS} = 10V$, See Fig. 6 and 13 |
| $t_{d(on)}$ | Turn-On Delay Time | — | 14 | — | ns | $V_{DD} = 28V$ |
| t_r | Rise Time | — | 101 | — | | $I_D = 62A$ |
| $t_{d(off)}$ | Turn-Off Delay Time | — | 50 | — | | $R_G = 4.5\Omega$ |
| t_f | Fall Time | — | 65 | — | | $V_{GS} = 10V$, See Fig. 10 ④ |
| L_D | Internal Drain Inductance | — | 4.5 | — | nH | Between lead, 6mm (0.25in.) from package and center of die contact |
| L_S | Internal Source Inductance | — | 7.5 | — | |  |
| C_{iss} | Input Capacitance | — | 3247 | — | pF | $V_{GS} = 0V$ |
| C_{oss} | Output Capacitance | — | 781 | — | | $V_{DS} = 25V$ |
| C_{rss} | Reverse Transfer Capacitance | — | 211 | — | | $f = 1.0\text{MHz}$, See Fig. 5 |
| E_{AS} | Single Pulse Avalanche Energy② | — | 1050⑥ | 264⑦ | | $I_{AS} = 62A, L = 138\mu H$ |

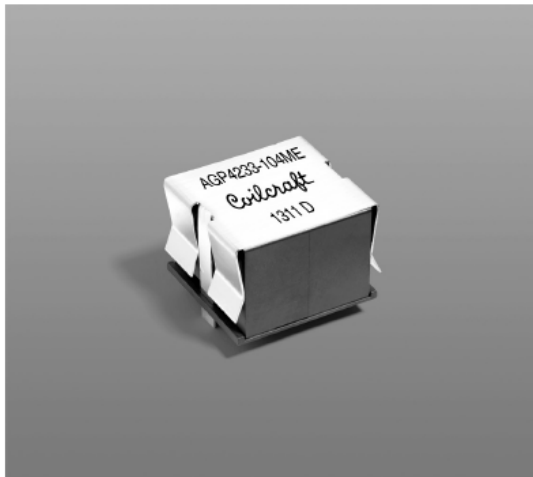
Source-Drain Ratings and Characteristics

| | Parameter | Min. | Typ. | Max. | Units | Conditions |
|----------|---|---|------|------|-------|--|
| I_S | Continuous Source Current (Body Diode) | — | — | 110 | A | MOSFET symbol showing the integral reverse p-n junction diode.  |
| I_{SM} | Pulsed Source Current (Body Diode)① | — | — | 390 | | |
| V_{SD} | Diode Forward Voltage | — | — | 1.3 | V | $T_J = 25^\circ\text{C}, I_S = 62A, V_{GS} = 0V$ ④ |
| t_{rr} | Reverse Recovery Time | — | 69 | 104 | ns | $T_J = 25^\circ\text{C}, I_F = 62A$ |
| Q_{rr} | Reverse Recovery Charge | — | 143 | 215 | nC | $di/dt = 100A/\mu s$ ④ |
| t_{on} | Forward Turn-On Time | Intrinsic turn-on time is negligible (turn-on is dominated by $L_S + L_D$) | | | | |

Notes:

- ① Repetitive rating; pulse width limited by max. junction temperature. (See fig. 11)
- ② Starting $T_J = 25^\circ\text{C}$, $L = 138\mu H$
 $R_G = 25\Omega$, $I_{AS} = 62A$. (See Figure 12)
- ③ $I_{SD} \leq 62A$, $di/dt \leq 207A/\mu s$, $V_{DD} \leq V_{(BR)DSS}$,
 $T_J \leq 175^\circ\text{C}$
- ④ Pulse width $\leq 400\mu s$; duty cycle $\leq 2\%$.
- ⑤ Calculated continuous current based on maximum allowable junction temperature. Package limitation current is 75A.
- ⑥ This is a typical value at device destruction and represents operation outside rated limits.
- ⑦ This is a calculated value limited to $T_J = 175^\circ\text{C}$.

Power Inductors – AGP4233



- High current, high inductance power inductors
- Designed for high current power supply applications
- Flat wire windings provide extremely low DC and AC resistance.
- Shield has solderable tabs for additional mounting stability.

Core material Ferrite

Environmental RoHS compliant, halogen free

Terminations RoHS compliant tin-silver over copper

Shield tabs RoHS compliant bright tin over nickel over stainless steel

Weight 135 g

Ambient temperature –40°C to +125°C with I_{rms} current, +125°C to +165°C with derated current

Storage temperature Component: –40°C to +85°C.

Tray packaging: –40°C to +80°C

Moisture Sensitivity Level (MSL) 1 (unlimited floor life at <30°C / 85% relative humidity)

Failures in Time (FIT) / Mean Time Between Failures (MTBF)

38 per billion hours / 26,315,789 hours, calculated per Telcordia SR-332

Packaging 9 parts per tray

PCB washing Tested with pure water or alcohol only. For other solvents, see Doc787_PCB_Washing.pdf

| Part number | Inductance ¹ ±20% (µH) | DCR (mOhms) ² | | SRF typ (MHz) | Isat (A) ³ | | | I _{rms} (A) ⁴ | |
|---------------|--------------------------------------|--------------------------|-------|------------------|-----------------------|----------|----------|-----------------------------------|-----------|
| | | nom | max | | 10% drop | 20% drop | 30% drop | 20°C rise | 40°C rise |
| AGP4233-332ME | 3.3 | 0.67 | 0.75 | 27.7 | 92.0 | 95.0 | 98.0 | 34 | 44 |
| AGP4233-562ME | 5.6 | 0.67 | 0.75 | 22.8 | 63.0 | 65.0 | 67.0 | 34 | 44 |
| AGP4233-682ME | 6.8 | 2.80 | 2.95 | 21.7 | 92.0 | 97.8 | 101.8 | 24 | 34 |
| AGP4233-103ME | 10 | 2.80 | 2.95 | 18.8 | 56.0 | 60.0 | 63.0 | 24 | 34 |
| AGP4233-153ME | 15 | 2.80 | 2.95 | 15.2 | 45.0 | 47.0 | 49.0 | 24 | 34 |
| AGP4233-223ME | 22 | 2.80 | 2.95 | 12.0 | 32.8 | 35.4 | 36.6 | 24 | 34 |
| AGP4233-333ME | 33 | 2.80 | 2.95 | 10.0 | 22.5 | 24.7 | 25.8 | 24 | 34 |
| AGP4233-473ME | 47 | 2.80 | 2.95 | 8.5 | 16.0 | 17.6 | 18.6 | 24 | 34 |
| AGP4233-683ME | 68 | 2.80 | 2.95 | 6.4 | 10.6 | 12.2 | 13.0 | 24 | 34 |
| AGP4233-104ME | 100 | 2.80 | 2.95 | 5.2 | 6.88 | 7.80 | 8.36 | 24 | 34 |
| AGP4233-154ME | 150 | 2.80 | 2.95 | 4.2 | 4.18 | 4.96 | 5.40 | 24 | 34 |
| AGP4233-224ME | 220 | 10.9 | 11.55 | 5.0 | 6.40 | 7.20 | 7.60 | 12.4 | 17.5 |
| AGP4233-334ME | 330 | 10.9 | 11.55 | 4.1 | 4.60 | 5.20 | 5.60 | 12.4 | 17.5 |
| AGP4233-474ME | 470 | 10.9 | 11.55 | 3.6 | 3.00 | 3.60 | 3.80 | 12.4 | 17.5 |

1. Inductance tested at 100 kHz, 0.1 Vrms on Agilent/HP 4192A.

2. DCR measured on a Keithley 580 micro-ohmmeter or equivalent.

3. DC current at which the inductance drops the specified amount from its value without current.

4. Current that causes the specified temperature rise of the winding from 25°C ambient.

Temperature rise of the core is usually less than that of the winding.

When I_{rms} is greater than I_{sat} , I_{sat} is the more critical specification and I_{rms} is shown in gray type.

5. Electrical specifications at 25°C.

Refer to Doc 362 "Soldering Surface Mount Components" before soldering.



US +1-847-639-6400 sales@coilcraft.com
 UK +44-1236-730595 sales@coilcraft-europe.com
 Taiwan +886-2-2264 3646 sales@coilcraft.com.tw
 China +86-21-6218 8074 sales@coilcraft.com.cn
 Singapore +65-6484 8412 sales@coilcraft.com.sg

Document 917B-1 Revised 10/13/16

© Coilcraft Inc. 2016

This product may not be used in medical or high risk applications without prior Coilcraft approval. Specification subject to change without notice. Please check web site for latest information.

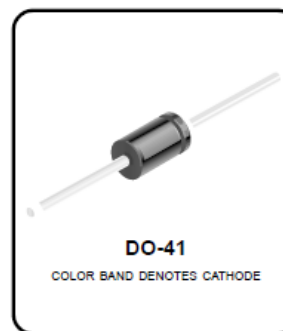
Fuente: [16]

Zeners 1N4728A - 1N4752A

Absolute Maximum Ratings* T_A = 25°C unless otherwise noted

| Symbol | Parameter | Value | Units |
|------------------|---|-------------|-------|
| P _D | Power Dissipation | 1.0 | W |
| | Derate above 50°C | 6.67 | mW/°C |
| T _{STG} | Storage Temperature Range | -65 to +200 | °C |
| T _J | Operating Junction Temperature | + 200 | °C |
| R _{θJL} | Thermal resistance Junction to Lead | 53.5 | °C/W |
| R _{θJA} | Thermal resistance Junction to Ambient | 100 | °C/W |
| | Lead Temperature (1/16" from case for 10 seconds) | + 230 | °C |
| | Surge Power** | 10 | W |

Tolerance: A = 5%



*These ratings are limiting values above which the serviceability of the diode may be impaired.

**Non-recurrent square wave PW = 8.3 ms, TA = 55 degrees C.

NOTES:

1) These ratings are based on a maximum junction temperature of 200 degrees C.

2) These are steady state limits. The factory should be consulted on applications involving pulsed or low duty cycle operations.

Electrical Characteristics T_A = 25°C unless otherwise noted

| Device | V _Z (V) | Z _Z @ I _{ZT} (Ω) (mA) | Z _{ZK} @ I _{ZK} (Ω) (mA) | V _R @ I _R (V) (μA) | I _{SURGE} (mA) | I _{ZM} (mA) |
|---------|--------------------|---|--|--|-------------------------|----------------------|
| 1N4728A | 3.3 | 10 76 | 400 1.0 | 1.0 100 | 1380 | 276 |
| 1N4729A | 3.6 | 10 69 | 400 1.0 | 1.0 100 | 1260 | 252 |
| 1N4730A | 3.9 | 9.0 64 | 400 1.0 | 1.0 50 | 1190 | 234 |
| 1N4731A | 4.3 | 9.0 58 | 400 1.0 | 1.0 10 | 1070 | 217 |
| 1N4732A | 4.7 | 8.0 53 | 500 1.0 | 1.0 10 | 970 | 193 |
| 1N4733A | 5.1 | 7.0 49 | 550 1.0 | 1.0 10 | 890 | 178 |
| 1N4734A | 5.6 | 5.0 45 | 600 1.0 | 2.0 10 | 810 | 162 |
| 1N4735A | 6.2 | 2.0 41 | 700 1.0 | 3.0 10 | 730 | 146 |
| 1N4736A | 6.8 | 3.5 37 | 700 1.0 | 4.0 10 | 660 | 133 |
| 1N4737A | 7.5 | 4.0 34 | 700 0.5 | 5.0 10 | 605 | 121 |
| 1N4738A | 8.2 | 4.5 31 | 700 0.5 | 6.0 10 | 550 | 110 |
| 1N4739A | 9.1 | 5.0 28 | 700 0.5 | 7.0 10 | 500 | 100 |
| 1N4740A | 10 | 7.0 25 | 700 0.25 | 7.6 10 | 454 | 91 |
| 1N4741A | 11 | 8.0 23 | 700 0.25 | 8.4 5.0 | 414 | 83 |
| 1N4742A | 12 | 9.0 21 | 700 0.25 | 9.1 5.0 | 380 | 76 |
| 1N4743A | 13 | 10 19 | 700 0.25 | 9.9 5.0 | 344 | 69 |
| 1N4744A | 15 | 14 17 | 700 0.25 | 11.4 5.0 | 304 | 61 |
| 1N4745A | 16 | 16 15.5 | 700 0.25 | 12.2 5.0 | 285 | 57 |
| 1N4746A | 18 | 20 14 | 750 0.25 | 13.7 5.0 | 250 | 50 |
| 1N4747A | 20 | 22 12.5 | 750 0.25 | 15.2 5.0 | 225 | 45 |
| 1N4748A | 22 | 23 11.5 | 750 0.25 | 16.7 5.0 | 205 | 41 |
| 1N4749A | 24 | 25 10.5 | 750 0.25 | 18.2 5.0 | 190 | 38 |
| 1N4750A | 27 | 35 9.5 | 750 0.25 | 20.6 5.0 | 170 | 34 |
| 1N4751A | 30 | 40 8.5 | 1000 0.25 | 22.8 5.0 | 150 | 30 |
| 1N4752A | 33 | 45 7.5 | 1000 0.25 | 25.1 5.0 | 135 | 27 |

V_F Forward Voltage = 1.2 V Maximum @ I_F = 200 mA for all 1N4700 series

LMx11 Quad Differential Comparators

1 Features

- Fast Response Time: 165 ns
- Strobe Capability
- Maximum Input Bias Current: 300 nA
- Maximum Input Offset Current: 70 nA
- Can Operate From Single 5-V Supply
- Available in Q-Temp Automotive
 - High-Reliability Automotive Applications
 - Configuration Control and Print Support
 - Qualification to Automotive Standards
- On Products Compliant to MIL-PRF-38535, All Parameters Are Tested Unless Otherwise Noted. On All Other Products, Production Processing Does Not Necessarily Include Testing of All Parameters.

2 Applications

- Desktop PCs

3 Description

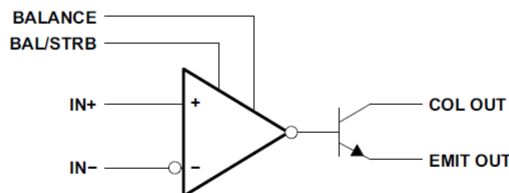
The LM111, LM211, and LM311 devices are single high-speed voltage comparators. These devices are designed to operate from a wide range of power-supply voltages, including $\pm 15\text{-V}$ supplies for operational amplifiers and 5-V supplies for logic systems. The output levels are compatible with most TTL and MOS circuits. These comparators are capable of driving lamps or relays and switching voltages up to 50 V at 50 mA. All inputs and outputs can be isolated from system ground. The outputs can drive loads referenced to ground, V_{CC+} or V_{CC-} . Offset balancing and strobe capabilities are available, and the outputs can be wire-OR connected. If the strobe is low, the output is in the off state, regardless of the differential input.

Device Information⁽¹⁾

| PART NUMBER | PACKAGE | BODY SIZE |
|-------------|-----------|-------------------|
| LMx11D | SOIC (8) | 4.90 mm × 3.91 mm |
| LMx11DK | LCCC (20) | 8.89 mm × 8.89 mm |
| LMx11JG | CDIP (8) | 9.60 mm × 6.67 mm |
| LMx11P | PDIP (8) | 9.81 mm × 6.35 mm |
| LMx11PS | SOP (8) | 6.20 mm × 5.30 mm |
| LMx11PW | TSSOP (8) | 3.00 mm × 4.40 mm |

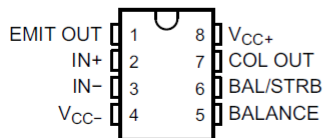
(1) For all available packages, see the orderable addendum at the end of the data sheet.

Simplified Schematic



5 Pin Configuration and Functions

D, JG, P, PS, or PW Package
8-Pin SOIC, CDIP, PDIP, SOP or TSSOP
Top View



An IMPORTANT NOTICE at the end of this data sheet addresses availability, warranty, changes, use in safety-critical applications, intellectual property matters and other important disclaimers. PRODUCTION DATA.

Fuente: [18]

LM111, LM211, LM311

SLCS0071–SEPTEMBER 1973–REVISED JUNE 2015

www.ti.com

6 Specifications

6.1 Absolute Maximum Ratings

 over operating free-air temperature range (unless otherwise noted)⁽¹⁾

| | | MIN | MAX | UNIT |
|--|---|-------------------------|-----|------|
| Supply voltage | V_{CC+} ⁽²⁾ | | 18 | V |
| | V_{CC-} ⁽²⁾ | | –18 | |
| | $V_{CC+} - V_{CC-}$ | | 36 | |
| V_{ID} | Differential input voltage ⁽³⁾ | | ±30 | V |
| V_I | Input voltage (either input) ⁽²⁾⁽⁴⁾ | | ±15 | V |
| | Voltage from emitter output to V_{CC-} | | 30 | V |
| Voltage from collector output to V_{CC-} | LM111 | | 50 | V |
| | LM211 | | 50 | |
| | LM211Q | | 50 | |
| | LM311 | | 40 | |
| | Duration of output short circuit to ground | | 10 | s |
| T_J | Operating virtual-junction temperature | | 150 | °C |
| | Case temperature for 60 s | FK package | 260 | °C |
| | Lead temperature 1,6 mm (1/16 inch) from case, 10 s | J or JG package | 300 | °C |
| | Lead temperature 1,6 mm (1/16 inch) from case, 60 s | D, P, PS, or PW package | 260 | °C |
| T_{stg} | Storage temperature range | –65 | 150 | °C |

(1) Stresses beyond those listed under *Absolute Maximum Ratings* may cause permanent damage to the device. These are stress ratings only, and functional operation of the device at these or any other conditions beyond those indicated under *Recommended Operating Conditions* is not implied. Exposure to absolute-maximum-rated conditions for extended periods may affect device reliability.

(2) All voltage values, unless otherwise noted, are with respect to the midpoint between V_{CC+} and V_{CC-} .

(3) Differential voltages are at $IN+$ with respect to $IN-$.

(4) The magnitude of the input voltage must never exceed the magnitude of the supply voltage or ±15 V, whichever is less.

6.2 ESD Ratings

| | | VALUE | UNIT |
|-------------|-------------------------|--|-------|
| $V_{(ESD)}$ | Electrostatic discharge | Human body model (HBM), per ANSI/ESDA/JEDEC JS-001 ⁽¹⁾ | ±1000 |
| | | Charged-device model (CDM), per JEDEC specification JESD22-C101 ⁽²⁾ | ±750 |

(1) JEDEC document JEP155 states that 500-V HBM allows safe manufacturing with a standard ESD control process.

(2) JEDEC document JEP157 states that 250-V CDM allows safe manufacturing with a standard ESD control process.

6.3 Recommended Operating Conditions

| | | MIN | MAX | UNIT | |
|---------------------|--|-----------------|-----------------|------|----|
| $V_{CC+} - V_{CC-}$ | Supply voltage | 3.5 | 30 | V | |
| V_I | Input voltage ($ V_{CC+} \leq 15$ V) | $V_{CC-} + 0.5$ | $V_{CC+} - 1.5$ | V | |
| T_A | Operating free-air temperature range | LM111 | –55 | 125 | °C |
| | | LM211 | –40 | 85 | |
| | | LM211Q | –40 | 125 | |
| | | LM311 | 0 | 70 | |

μA741 General-Purpose Operational Amplifiers

1 Features

- Short-Circuit Protection
- Offset-Voltage Null Capability
- Large Common-Mode and Differential Voltage Ranges
- No Frequency Compensation Required
- No Latch-Up

2 Applications

- DVD Recorders and Players
- Pro Audio Mixers

3 Description

The μA741 device is a general-purpose operational amplifier featuring offset-voltage null capability.

The high common-mode input voltage range and the absence of latch-up make the amplifier ideal for voltage-follower applications. The device is short-circuit protected and the internal frequency compensation ensures stability without external components. A low-value potentiometer may be connected between the offset null inputs to null out the offset voltage as shown in [Figure 12](#).

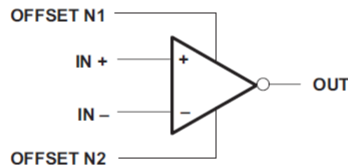
The μA741C device is characterized for operation from 0°C to 70°C.

Device Information⁽¹⁾

| PART NUMBER | PACKAGE | BODY SIZE (NOM) |
|-------------|----------|-------------------|
| μA741CD | SOIC (8) | 4.90 mm × 3.91 mm |
| μA741CP | PDIP (8) | 9.81 mm × 6.35 mm |
| μA741CPS | SO (8) | 6.20 mm × 5.30 mm |

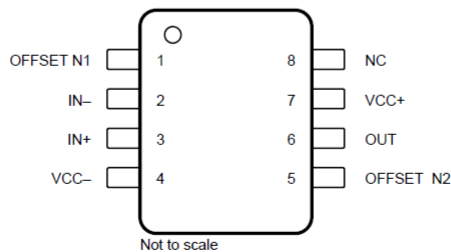
(1) For all available packages, see the orderable addendum at the end of the data sheet.

Simplified Schematic



5 Pin Configurations and Functions

**uA741C D, P, or PS Package
8-Pin SOIC, PDIP, SO
Top View**



(1) NC- no internal connection



An IMPORTANT NOTICE at the end of this data sheet addresses availability, warranty, changes, use in safety-critical applications, intellectual property matters and other important disclaimers. PRODUCTION DATA.

Fuente: [19]

6 Specifications

6.1 Absolute Maximum Ratings

 over virtual junction temperature range (unless otherwise noted)⁽¹⁾

| | | | MIN | MAX | UNIT |
|-----------------|--|---------------------|---|-----|------|
| V _{CC} | Supply voltage ⁽²⁾ | μA741C | -18 | 18 | °C |
| V _{ID} | Differential input voltage ⁽³⁾ | μA741C | -15 | 15 | V |
| V _I | Input voltage, any input ⁽²⁾⁽⁴⁾ | μA741C | -15 | 15 | V |
| | Voltage between offset null (either OFFSET N1 or OFFSET N2) and V _{CC-} | μA741C | -15 | 15 | V |
| | Duration of output short circuit ⁽⁵⁾ | | Unlimited | | |
| | Continuous total power dissipation | | See Thermal Information | | |
| | Case temperature for 60 seconds | μA741C | N/A | N/A | °C |
| | Lead temperature 1.6 mm (1/16 inch) from case for 60 seconds | μA741C | N/A | N/A | °C |
| | Lead temperature 1.6 mm (1/16 inch) from case for 10 seconds | D, P, or PS package | | 260 | °C |
| | Operating junction temperature, T _J | | | 150 | °C |
| | Storage temperature range, T _{stg} | μA741C | -65 | 150 | °C |

- (1) Stresses beyond those listed under *Absolute Maximum Ratings* may cause permanent damage to the device. These are stress ratings only, and functional operation of the device at these or any other conditions beyond those indicated under *Recommended Operating Conditions* is not implied. Exposure to absolute-maximum-rated conditions for extended periods may affect device reliability.
- (2) All voltage values, unless otherwise noted, are with respect to the midpoint between V_{CC+} and V_{CC-}.
- (3) Differential voltages are at IN+ with respect to IN-.
- (4) The magnitude of the input voltage must never exceed the magnitude of the supply voltage or 15 V, whichever is less.
- (5) The output may be shorted to ground or either power supply.

6.2 Recommended Operating Conditions

| | | | MIN | MAX | UNIT |
|------------------|--------------------------------|--------|-----|-----|------|
| V _{CC+} | Supply voltage | | 5 | 15 | V |
| V _{CC-} | | | -5 | -15 | |
| T _A | Operating free-air temperature | μA741C | 0 | 70 | °C |

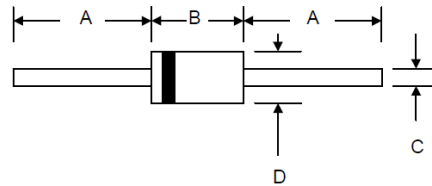
6.3 Thermal Information

| THERMAL METRIC ⁽¹⁾ | | μA741 | | | UNIT |
|-------------------------------|--|----------|----------|---------|------|
| | | D (SOIC) | P (PDIP) | PS (SO) | |
| | | 8 PINS | 8 PINS | 8 PINS | |
| R _{θJA} | Junction-to-ambient thermal resistance | 129.2 | 87.4 | 119.7 | °C/W |
| R _{θJC(top)} | Junction-to-case (top) thermal resistance | 73.6 | 89.3 | 66 | °C/W |
| R _{θJB} | Junction-to-board thermal resistance | 72.4 | 64.4 | 70 | °C/W |
| ψ _{JT} | Junction-to-top characterization parameter | 25.9 | 49.8 | 27.2 | °C/W |
| ψ _{JB} | Junction-to-board characterization parameter | 71.7 | 64.1 | 69 | °C/W |

- (1) For more information about traditional and new thermal metrics, see the [Semiconductor and IC Package Thermal Metrics](#) application report.

Features

- Diffused Junction
- Low Forward Voltage Drop
- High Current Capability
- High Reliability
- High Surge Current Capability



Mechanical Data

- Case: Molded Plastic
- Terminals: Plated Leads Solderable per MIL-STD-202, Method 208
- Polarity: Cathode Band
- Weight: 0.40 grams (approx.)
- Mounting Position: Any
- Marking: Type Number

| DO-15 | | |
|----------------------|------|-------|
| Dim | Min | Max |
| A | 25.4 | — |
| B | 5.50 | 7.62 |
| C | 0.71 | 0.864 |
| D | 2.60 | 3.60 |
| All Dimensions in mm | | |

Maximum Ratings and Electrical Characteristics @ $T_A=25^{\circ}\text{C}$ unless otherwise specified

Single Phase, half wave, 60Hz, resistive or inductive load.
For capacitive load, derate current by 20%.

| Characteristic | Symbol | RL201 | RL202 | RL203 | RL204 | RL205 | RL206 | RL207 | Unit |
|---|---------------------------------|-------------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|--------------------|
| Peak Repetitive Reverse Voltage Working Peak Reverse Voltage DC Blocking Voltage | V_{RRM} V_{RWM} V_R | 50 | 100 | 200 | 400 | 600 | 800 | 1000 | V |
| RMS Reverse Voltage | $V_R(\text{RMS})$ | 35 | 70 | 140 | 280 | 420 | 560 | 700 | V |
| Average Rectified Output Current (Note 1) @ $T_A = 75^{\circ}\text{C}$ | I_o | 2.0 | | | | | | | A |
| Non-Repetitive Peak Forward Surge Current 8.3ms Single half sine-wave superimposed on rated load (JEDEC Method) | I_{FSM} | 70 | | | | | | | A |
| Forward Voltage @ $I_F = 2.0\text{A}$ | V_{FM} | 1.0 | | | | | | | V |
| Peak Reverse Current @ $T_A = 25^{\circ}\text{C}$ At Rated DC Blocking Voltage @ $T_A = 100^{\circ}\text{C}$ | I_{RM} | 5.0 50 | | | | | | | μA |
| Typical Junction Capacitance (Note 2) | C_j | 20 | | | | | | | pF |
| Typical Thermal Resistance Junction to Ambient (Note 1) | $R_{\theta JA}$ | 40 | | | | | | | K/W |
| Operating Temperature Range | T_J | -65 to +125 | | | | | | | $^{\circ}\text{C}$ |
| Storage Temperature Range | T_{STG} | -65 to +150 | | | | | | | $^{\circ}\text{C}$ |

*Glass passivated forms are available upon request

Note: 1. Leads maintained at ambient temperature at a distance of 9.5mm from the case
2. Measured at 1.0 MHz and Applied Reverse Voltage of 4.0V D.C.

USER GUIDE AND SPECIFICATIONS

NI USB-6008/6009

Bus-Powered Multifunction DAQ USB Device

Français Deutsch 日本語 한국어 简体中文
ni.com/manuals

This user guide describes how to use the National Instruments USB-6008 and National Instruments USB-6009 data acquisition (DAQ) devices and lists specifications.

The NI USB-6008/6009 provides connection to eight single-ended analog input (AI) channels, two analog output (AO) channels, 12 digital input/output (DIO) channels, and a 32-bit counter with a full-speed USB interface. Table 1 compares the devices.

Table 1. NI USB-6008 and NI USB-6009 Comparison

| Feature | NI USB-6008 | NI USB-6009 |
|--|---|---|
| AI resolution | 12 bits differential, 11 bits single-ended | 14 bits differential, 13 bits single-ended |
| Maximum AI sample rate, single channel* | 10 kS/s | 48 kS/s |
| Maximum AI sample rate, multiple channels (aggregate)* | 10 kS/s | 48 kS/s |
| DIO configuration | Open collector† | Each channel individually programmable as open collector or active drive† |
| * System-dependent. † This document uses NI-DAQmx naming conventions. Open-drain is called open collector and push-pull is called active drive. | | |



Fuente: [9]

External Reference and Power Source

The NI USB-6008/6009 creates an external reference and supplies a power source. All voltages are relative to ground (GND).

+2.5 V External Reference

The NI USB-6008/6009 creates a high-purity reference voltage supply for the ADC using a multi-state regulator, amplifier, and filter circuit. You can use the resulting +2.5 V reference voltage as a signal for self-test.

+5 V Power Source

The NI USB-6008/6009 supplies a 5 V, 200 mA output. You can use this source to power external components.



Note When the device is in USB suspend, the output is disabled.

Specifications

The following specifications are typical at 25 °C, unless otherwise noted.

Analog Input

Analog inputs

| | |
|--------------------|------------------------|
| Differential | 4 |
| Single-ended | 8, software-selectable |

Input resolution

| | |
|--------------------|---------|
| NI USB-6008 | |
| Differential | 12 bits |
| Single-ended | 11 bits |
| NI USB-6009 | |
| Differential | 14 bits |
| Single-ended | 13 bits |

Max sample rate (aggregate)¹

| | |
|-------------------|---------|
| NI USB-6008 | 10 kS/s |
| NI USB-6009 | 48 kS/s |

Converter type

Successive approximation

AI FIFO

512 bytes

Timing resolution

41.67 ns (24 MHz timebase)

Timing accuracy

100 ppm of actual sample rate

Input range

| | |
|--------------------|---|
| Differential | $\pm 20\text{ V}^2$, $\pm 10\text{ V}$, $\pm 5\text{ V}$, $\pm 4\text{ V}$, $\pm 2.5\text{ V}$, $\pm 2\text{ V}$, $\pm 1.25\text{ V}$, $\pm 1\text{ V}$ |
| Single-ended | $\pm 10\text{ V}$ |

¹ System-dependent.

² $\pm 20\text{ V}$ means that $|AI+ - (AI-)| \leq 20\text{ V}$. However, AI+ and AI- must both be within $\pm 10\text{ V}$ of GND. Refer to the [Taking Differential Measurements](#) section for more information.

Fuente: [9]

Working voltage.....±10 V
 Input impedance.....144 kΩ
 Overvoltage protection.....±35 V
 Trigger sourceSoftware or external digital trigger
 System noise¹
 Differential
 ±20 V range5 mVrms
 ±1 V range0.5 mVrms
 Single-ended
 ±10 V range5 mVrms

Absolute accuracy at full scale, differential²

| Range (V) | Typical at 25 °C (mV) | Maximum over Temperature (mV) |
|-----------|-----------------------|-------------------------------|
| ±20 | 14.7 | 138 |
| ±10 | 7.73 | 84.8 |
| ±5 | 4.28 | 58.4 |
| ±4 | 3.59 | 53.1 |
| ±2.5 | 2.56 | 45.1 |
| ±2 | 2.21 | 42.5 |
| ±1.25 | 1.70 | 38.9 |
| ±1 | 1.53 | 37.5 |

Absolute accuracy at full scale, single-ended

| Range (V) | Typical at 25 °C (mV) | Maximum over Temperature (mV) |
|-----------|-----------------------|-------------------------------|
| ±10 | 14.7 | 138 |

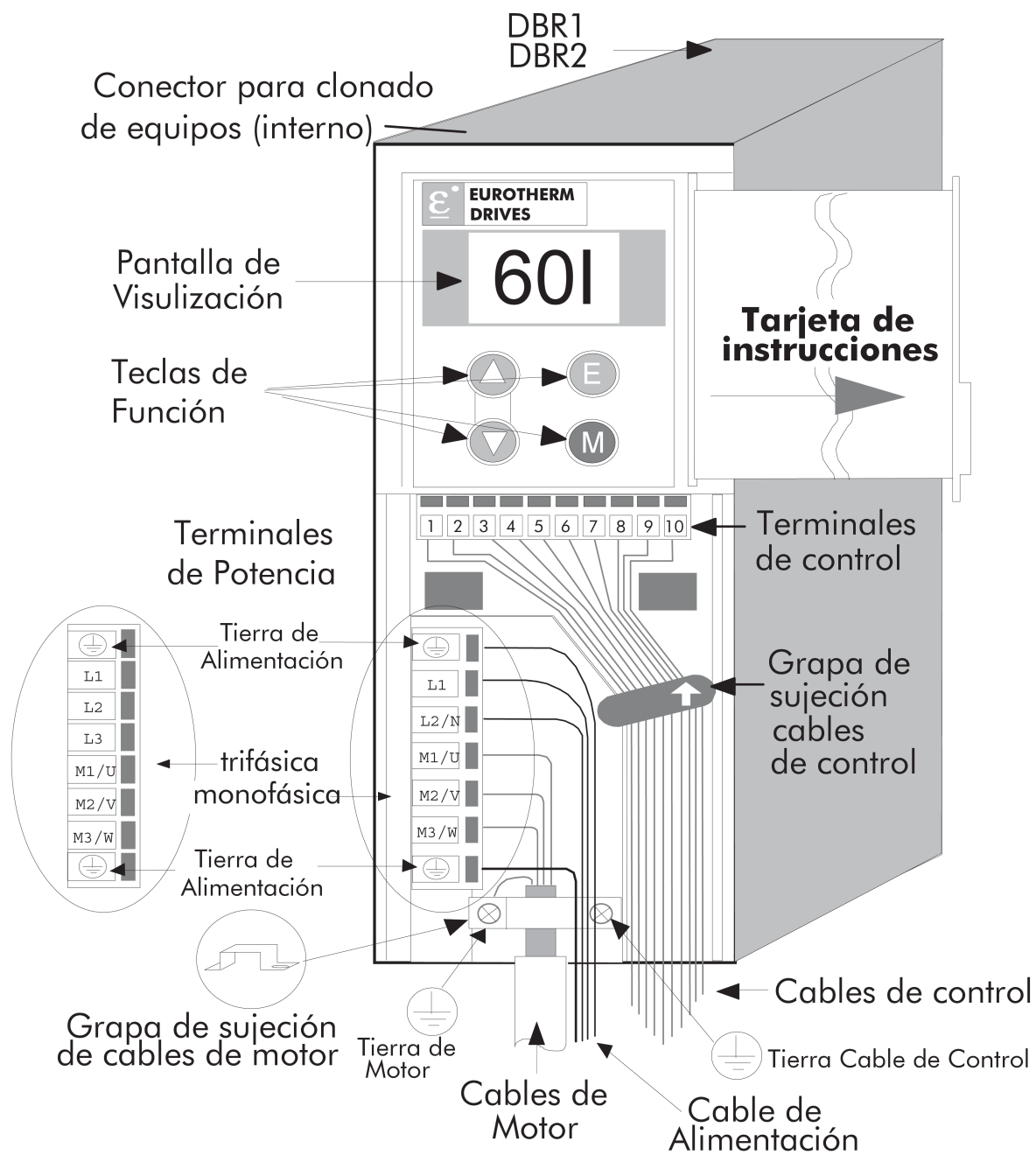
Analog Output

Analog outputs2
 Output resolution12 bits
 Maximum update rate150 Hz, software-timed
 Output range0 to +5 V
 Output impedance50 Ω
 Output current drive5 mA
 Power-on state0 V

¹ System noise measured at maximum sample rate.

² Input voltages may not exceed the working voltage range.

Fuente: [9]



601 - HA464518

Fuente: [21]

ESPECIFICACIONES TÉCNICAS

ESPECIFICACIONES ELECTRICAS

| PARAMETROS | 220/240 ± 10% Monofásica (IT/TN)* | | | | | UNIDADES | |
|---------------------------------------|-----------------------------------|-------------------|------------------|-----------------|---------------|---------------|---------------|
| | 0.37kW/ 0.5hp | 0.55kW/ 0.75hp | 0.75kW/ 1.0hp | 1.1kW/ 1.5hp | 1.5kW/ 2hp | | |
| Máxima corriente por fase | 5.3 | 6.9 | 9.5 | 12.0 | 15.0 | Amps AC (RMS) | |
| Fusible de entrada 10 x 38 mm | 10 | 10 | 10 | 20 | 20 | Amps | |
| Corriente de fuga a tierra (filtrada) | 7.5 | 7.5 | 7.5 | 7.5 | 7.5 | mA | |
| Corriente máxima 40°C | 2.2 | 3.0 | 4.0 | 5.5 | 7.0 | Amps AC | |
| Corriente máxima 50°C | 2.2 | 2.2 | 3.0 | 4.5 | 4.5 | Amps AC | |
| Disipación | 22 | 32 | 42 | 55 | 70 | Watts | |
| | 380/460 ± 10% Trifásica (IT/TN)* | | | | | UNIDADES | |
| | 0.37kW/ 0.5hp | 0.55kW/ 0.75hp | 0.75kW/ 1.0hp | 1.1kW/ 1.5hp | 1.5kW/ 2hp | | 2.2kW/ 3hp |
| Máxima corriente trifásica. | 2.1 | 2.7 | 3.4 | 4.2 | 5.2 | 6.9 | Amps AC (RMS) |
| Fusible de entrada 10 x 38 mm | 10 | 10 | 10 | 10 | 10 | 10 | Amps |
| Corriente de fuga a tierra (filtrada) | 10 | 10 | 10 | 10 | 10 | 10 | mA |
| Corriente máxima 40°C | 1.5 | 2.0 | 2.5 | 3.5 | 4.5 | 5.5 | Amps AC |
| Corriente máxima 50°C | 1.5 | 2.0 | 2.0 | 3.5 | 3.5 | 5.0 | Amps AC |
| Disipación | 13 | 18 | 23 | 31 | 41 | 54 | Watts |
| Frenado Dinamico Especificaciones | Resistencia minima | | 82 Ohms | | | | |
| | Ciclo de trabajo | | 100 % | | | | |
| TODAS 601 RANGO | | | | | | | |
| Frecuencia de entrada: | 50/60 Hz ± 10% | | | | | | |
| Factor de potencia: | 0.9 (@ 50/60 Hz) | | | | | | |
| Frecuencia de salida: | 0 - 240 Hz | | | | | | |
| Sobrecarga: | 150% 30s | | | | | | |
| Valor de cortocircuito: | 5000 Amps | | | | | | |
| Fusible: | 10A | CH430014 | | | | | |
| | 20A | CH430024 | | | | | |
| Portafusible 10 x 38 | CP051602 | | | | | | |

* Para equipos con filtro y el terminal debidamente conectado. (TN)

601 - HA464518

Fuente: [21]

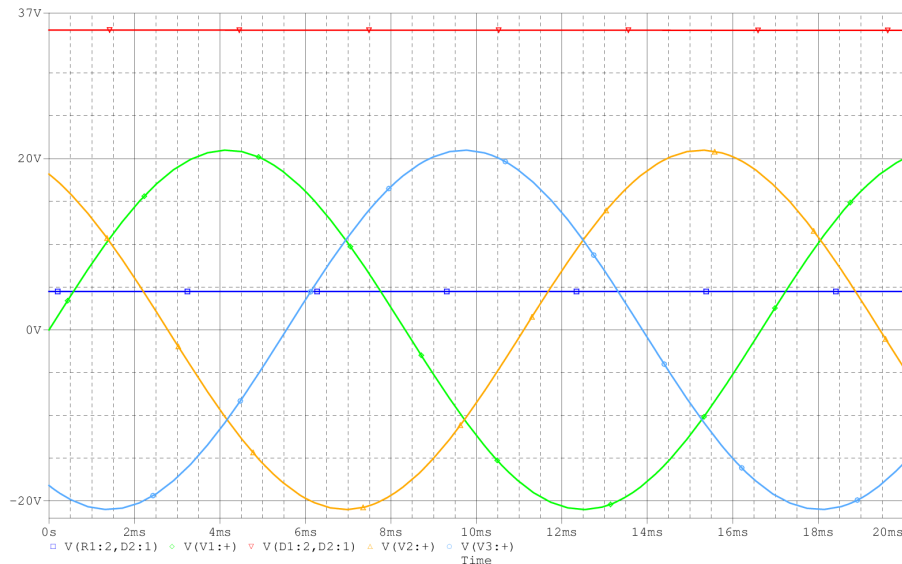
Anexo B. Simulaciones

Resultados de la simulación de los circuitos rectificador, amplificador, comparador de tensión, convertidor *DC-DC* reductor.

Rectificador trifásico de onda completa y divisor de tensión

Las tres señales sinusoidales V_a (verde), V_b (azul) y V_c (naranja) son las tensiones de fase del inducido del alternador, la señal en rojo es la señal de salida del rectificador, tensión rectificada $V_{Rectificada}$ y la señal en azul es la tensión continua después del divisor de tensión. Ver Figura 1

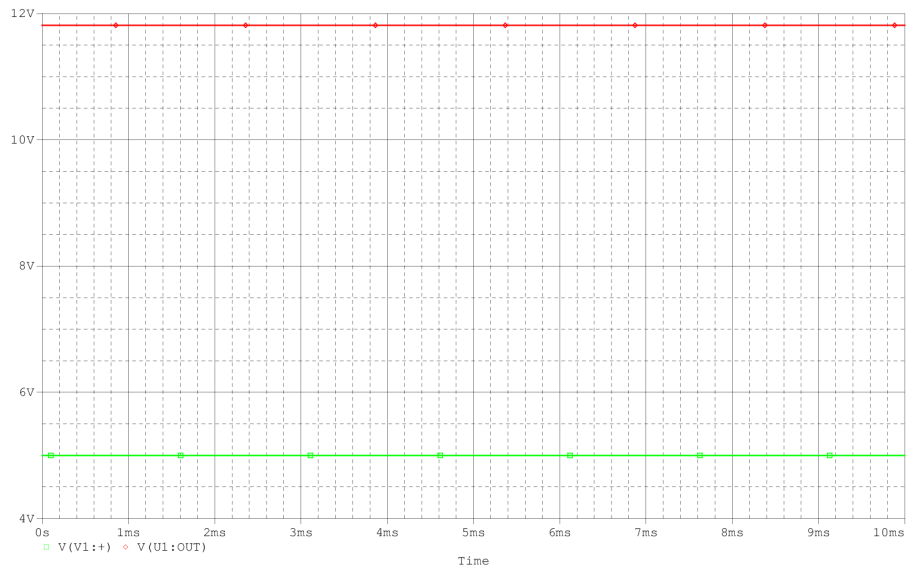
Figura 1: Formas de onda en el rectificador trifásico de onda completa y el divisor de tensión



Amplificador de Tensión

La señal verde es la tensión de control $V_{Control}$ que es generada en *LabVIEW* y la señal roja es la salida del amplificador de tensión, tensión de control amplificada $V_{Control-amplificada}$, que es utilizada en el comparador de tensión, como señal la señal de control que se compara con la señal triangular. Ver Figura 2

Figura 2: Formas de onda en el amplificador de tensión



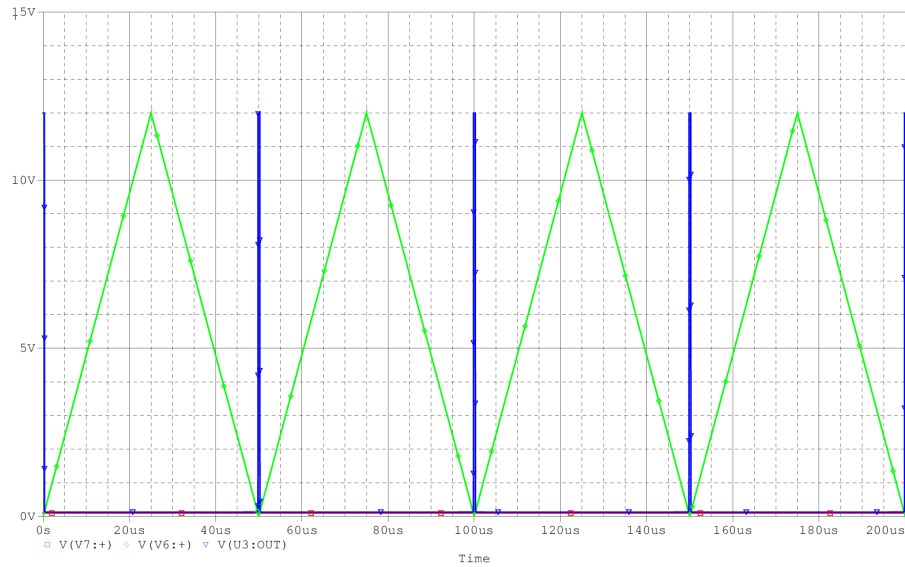
Comparador de tensión

Comparador de tensión para lograr el modulador por ancho de pulso *PWM*, para diferentes valores de tensión de control, que es la tensión de control amplificada que sale de amplificador de tensión $V_{Control-amplificada}$, la cual se denotará para este caso $V_{Control}$ y la amplitud de la señal triangular para todas las simulaciones es $V_{Tr}=12$ V.

$$D = \frac{V_{Control}}{V_{Tr}}$$

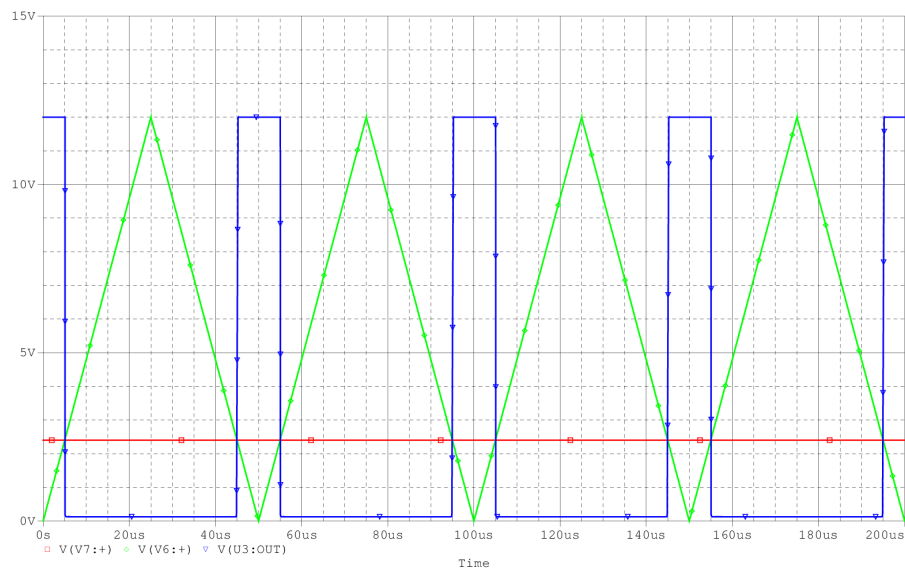
Para $V_{Control} = 0,1$ V se obtiene un *PWM* con ciclo de trabajo de $D = 0,008333$. Ver Figura 3

Figura 3: Formas de onda en el comparador de tensión con $V_{Control} = 0,1 \text{ V}$



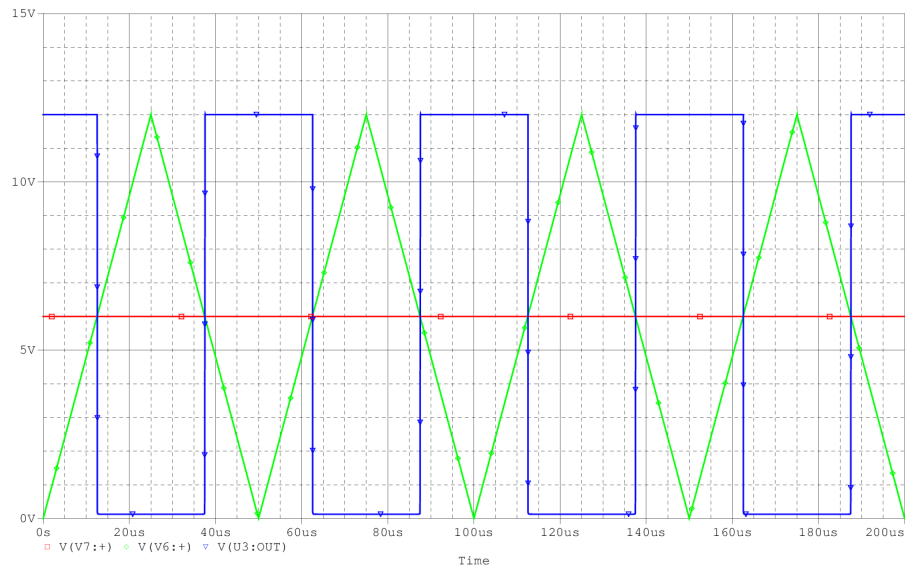
Para $V_{Control} = 2,4 \text{ V}$ se obtiene un *PWM* con ciclo de trabajo de $D = 0,2$. Ver Figura 4

Figura 4: Formas de onda en el comparador de tensión con $V_{Control} = 2,4 \text{ V}$



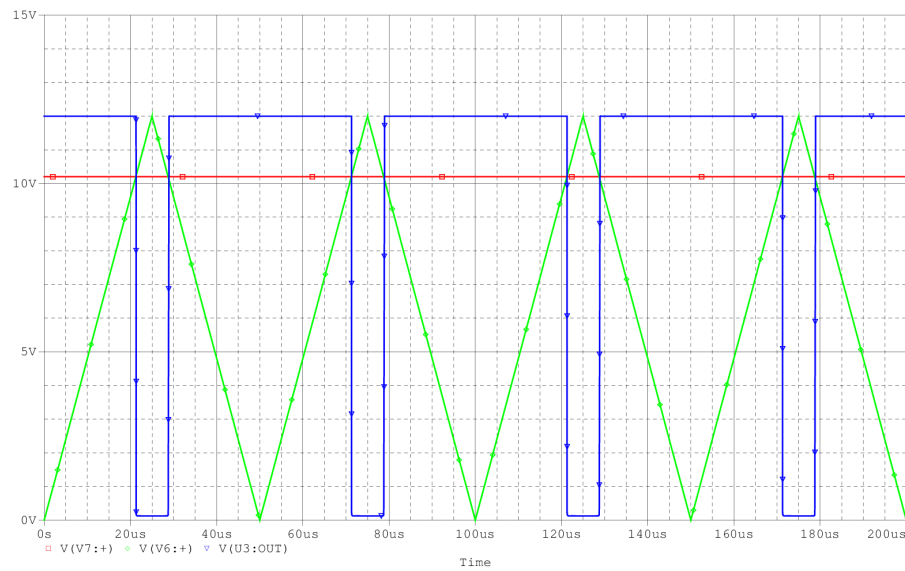
Para $V_{Control} = 6 \text{ V}$ se obtiene un *PWM* con ciclo de trabajo de $D = 0,5$. Ver Figura 5

Figura 5: Formas de onda en el comparador de tensión con $V_{Control} = 6\text{ V}$



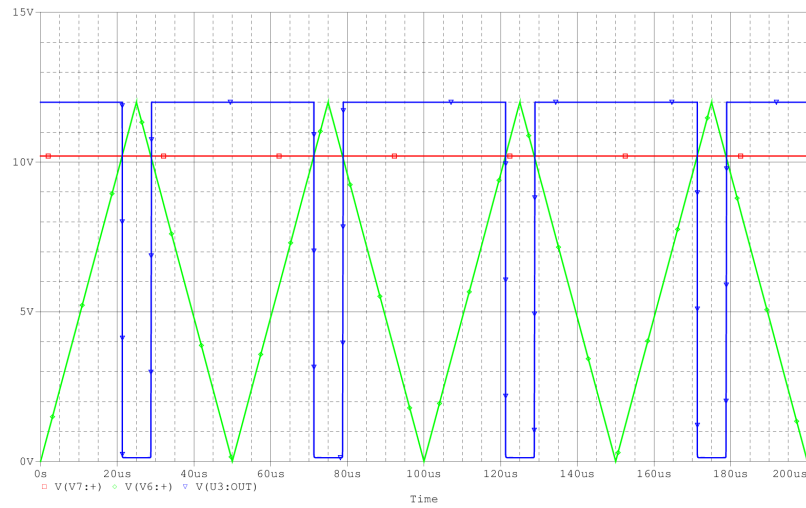
Para $V_{Control} = 8,4\text{ V}$ se obtiene un *PWM* con ciclo de trabajo de $D = 0,7$. Ver Figura 6

Figura 6: Formas de onda en el comparador de tensión con $V_{Control} = 8,4\text{ V}$



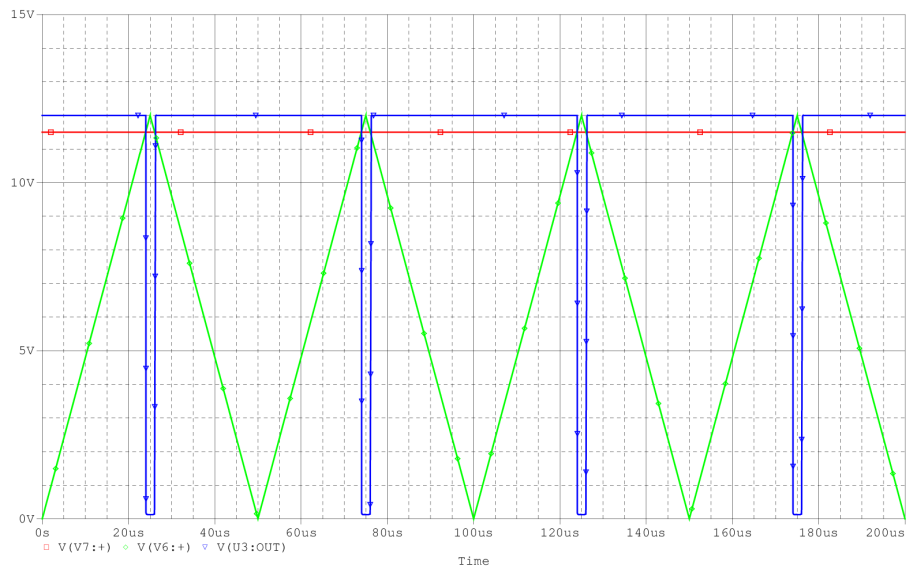
Para $V_{Control} = 10,2\text{ V}$ se obtiene un *PWM* con ciclo de trabajo de $D = 0,85$. Ver Figura 7

Figura 7: Formas de onda en el comparador de tensión con $V_{Control} = 10,2 \text{ V}$



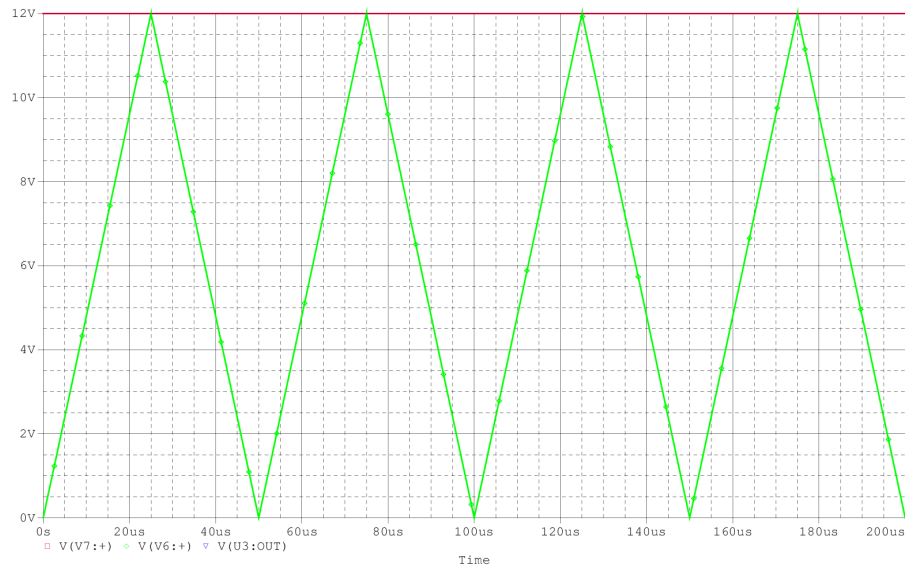
Para $V_{Control} = 11,5 \text{ V}$ se obtiene un *PWM* con ciclo de trabajo de $D = 0,958333$. Ver Figura 8

Figura 8: Formas de onda en el comparador de tensión con $V_{Control} = 11,5 \text{ V}$



Para $V_{Control} = 12 \text{ V}$ se obtiene un *PWM* con ciclo de trabajo de $D = 1$. Ver Figura 9

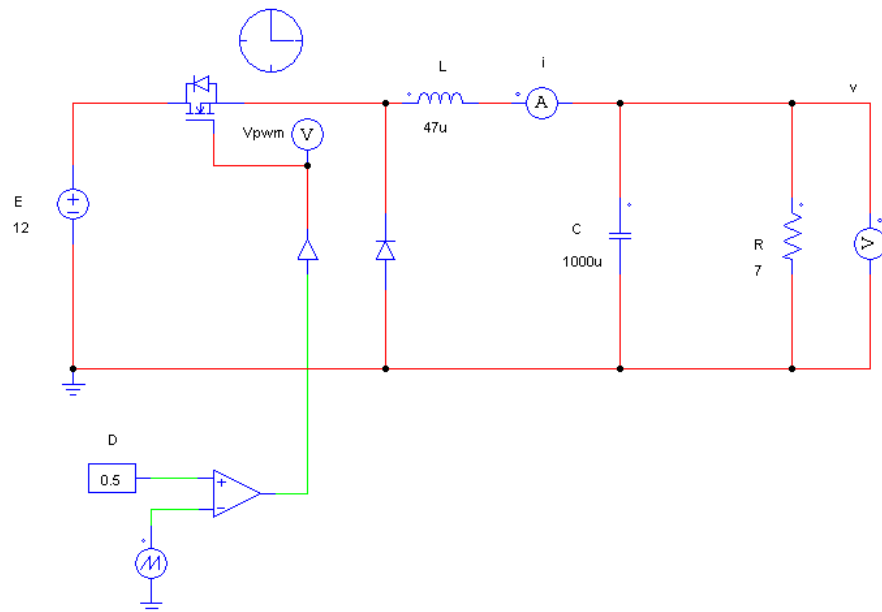
Figura 9: Formas de onda en el comparador de tensión con $V_{Control} = 12\text{ V}$



Convertidor *DC-DC* reductor

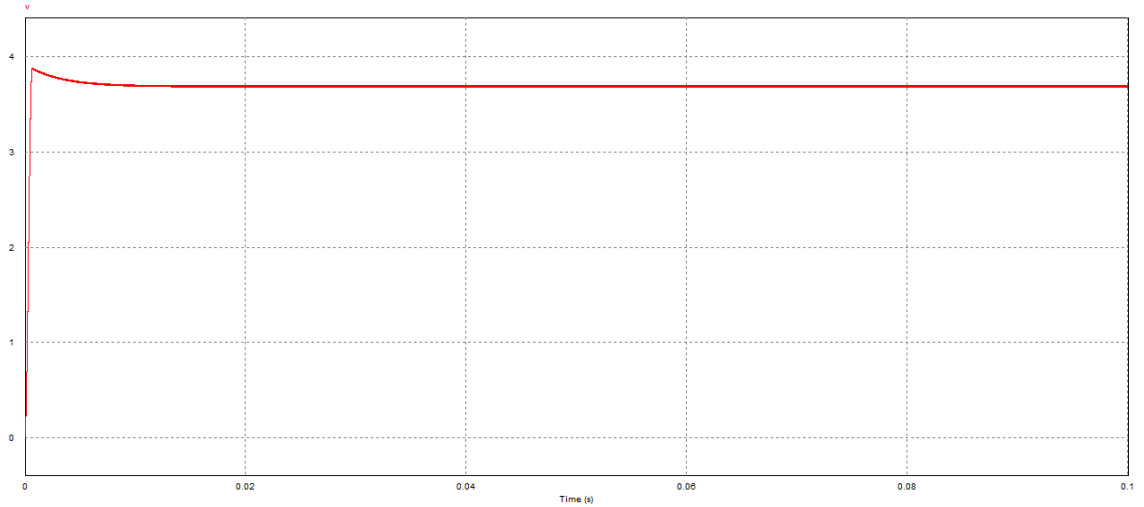
Convertidor *DC-DC* reductor con resistencia de $7\ \Omega$ para diferentes valores de ciclos de trabajo D del *PWM*. Ver Figura 10

Figura 10: Convertidor *DC-DC* reductor con resistencia de $7\ \Omega$



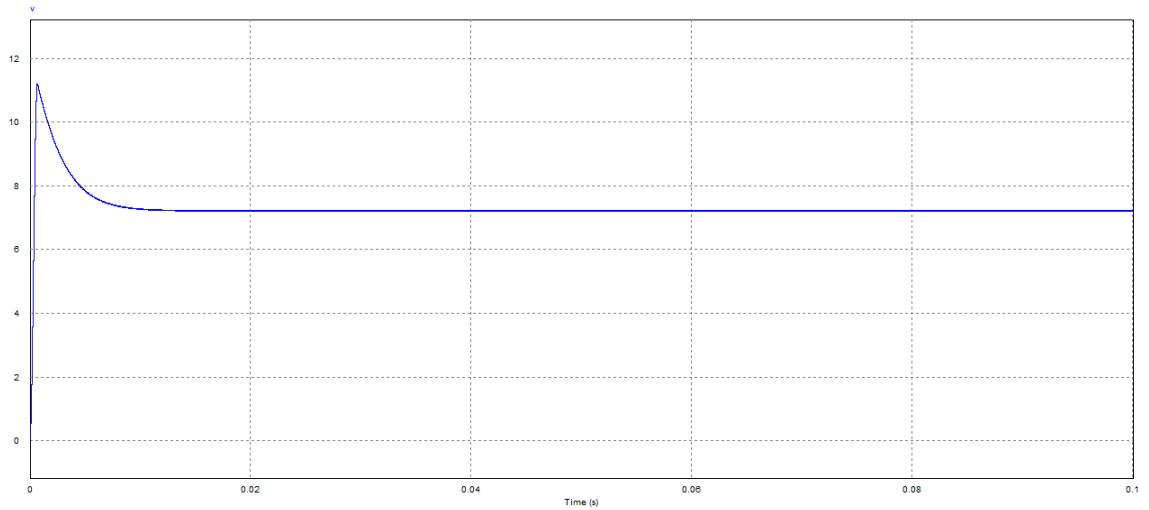
Tensión de salida en la resistencia para un $D = 0,2$. Ver Figura 11

Figura 11: Tensión de salida en la resistencia para $D = 0,2$



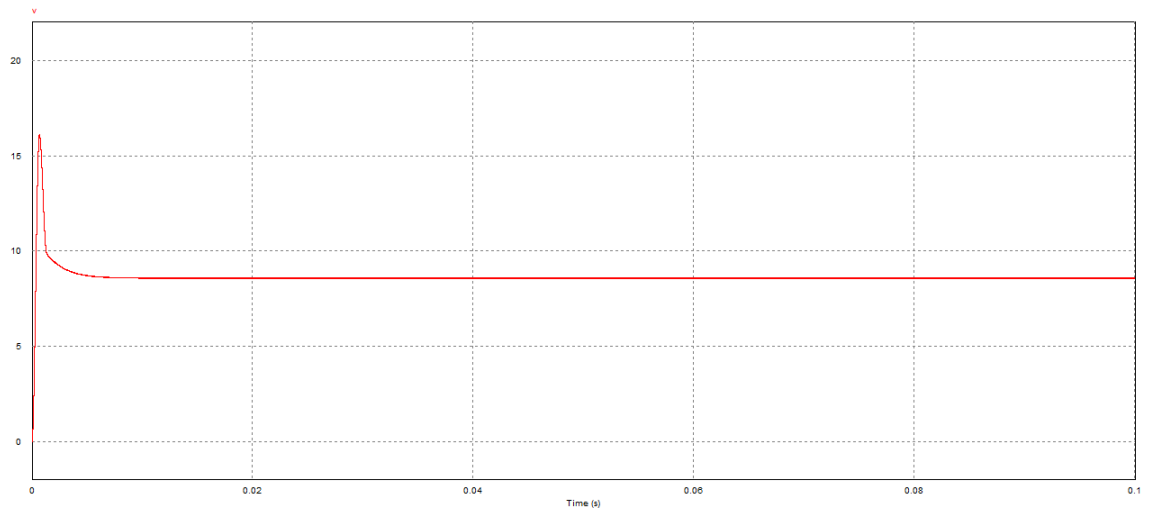
Tensión de salida en la resistencia para un $D = 0,5$. Ver Figura 12

Figura 12: Tensión de salida en la resistencia para $D = 0,5$



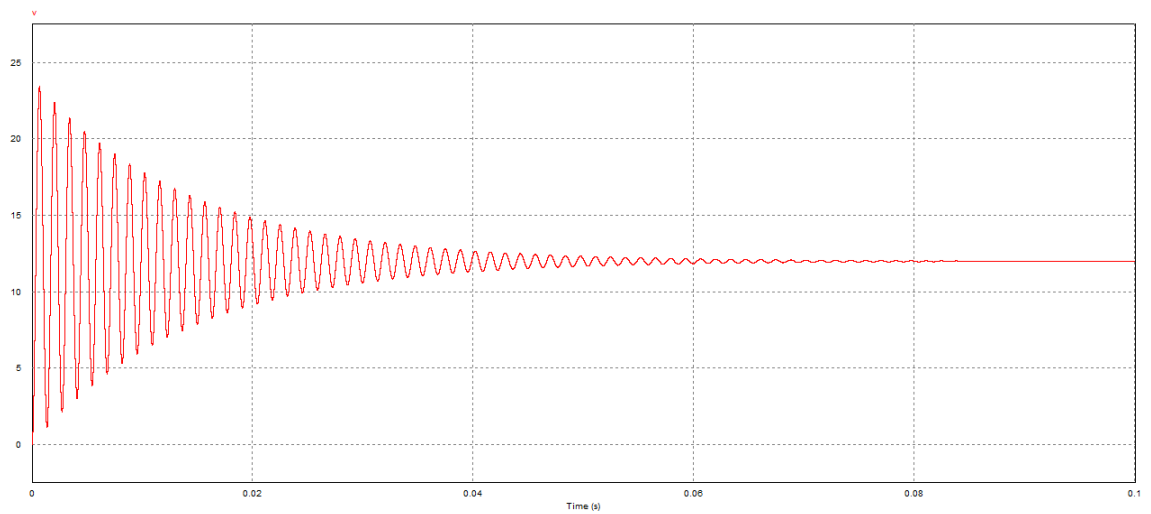
Tensión de salida en la resistencia para un $D = 0,7$. Ver Figura 13

Figura 13: Tensión de salida en la resistencia para $D = 0,7$



Tensión de salida en la resistencia para un $D = 1$. Ver Figura 14

Figura 14: Tensión de salida en la resistencia para $D = 1$



Anexo C. Pruebas adicionales

Resultados de las pruebas de caracterización del alternador

• Prueba de circuito abierto y prueba de cortocircuito, con estas pruebas se hallan las curvas características del generador síncrono, la curva de corriente de campo I_{Campo} (corriente de excitación) vs tensión de armadura $V_{Armadura}$ (la tensión que se induce en los terminales del rotor del alternador), y la curva de corriente de campo I_{Campo} vs tensión de armadura $I_{Armadura}$, se pueden observar en la Figura 15 y los datos tabulados de las dos pruebas están en las Tablas 1

Figura 15: Curvas característica del alternador, I_{Campo} vs $V_{Armadura}$ y I_{Campo} vs $I_{Armadura}$

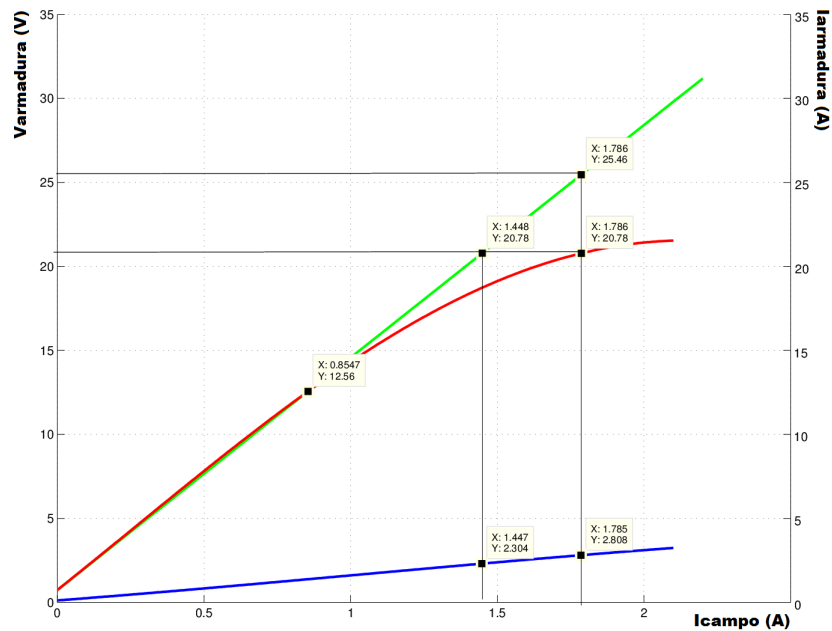


Tabla 1: Datos de las pruebas de circuito abierto y de cortocircuito

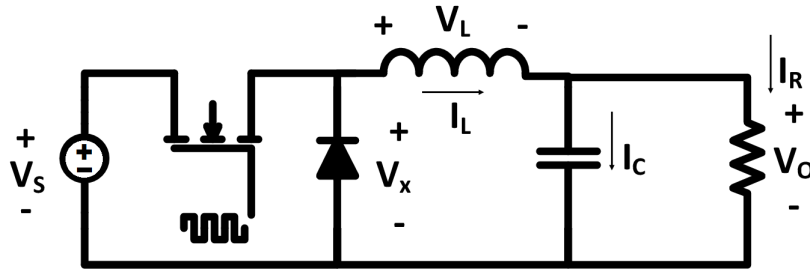
| PRUEBA CIRCUITO ABIERTO | | | |
|--------------------------------|----------------------------|-----------------------------|------------------------------|
| Corriente de campo | Tensión de armadura | | |
| 0 | 1,24 | | |
| 0,04 | 1,5 | | |
| 0,06 | 1,75 | | |
| 0,08 | 1,92 | | |
| 0,11 | 2,2 | | |
| 0,14 | 2,48 | | |
| 0,17 | 3,43 | | |
| 0,25 | 4 | | |
| 0,28 | 4,46 | | |
| 0,32 | 5,04 | | |
| 0,42 | 6,59 | | |
| 0,55 | 8,5 | | |
| 0,64 | 9,91 | | |
| 0,69 | 10,66 | | |
| 0,82 | 12,15 | | |
| 0,9 | 13,24 | | |
| 0,96 | 13,91 | | |
| 1,03 | 14,64 | | |
| 1,14 | 15,89 | | |
| 1,24 | 16,92 | | |
| 1,32 | 17,64 | | |
| 1,39 | 18,32 | | |
| 1,53 | 19,37 | | |
| 1,68 | 20 | | |
| 1,76 | 20,5 | | |
| 1,87 | 21 | | |
| 1,95 | 21,4 | | |
| 2,03 | 21,7 | | |
| | | PRUEBA CORTOCIRCUITO | |
| | | Corriente de campo | Corriente de armadura |
| | | 0,04 | 1,78 |
| | | 0,055 | 1,99 |
| | | 0,08 | 2,14 |
| | | 0,09 | 2,33 |
| | | 0,115 | 2,61 |
| | | 0,19 | 3,7 |
| | | 0,21 | 4,07 |
| | | 0,3 | 5,37 |
| | | 0,64 | 10,35 |
| | | 0,88 | 14,19 |
| | | 1,22 | 19,47 |
| | | 1,53 | 24,6 |
| | | 1,57 | 24,55 |
| | | 2,09 | 32,32 |

Ya que estas pruebas no eran parte del proceso para lograr los objetivos de este trabajo, no se hace énfasis en ellas, sólo se muestra sus curvas de caracterización y las tablas de los datos de las dos pruebas; para mayor información sobre estas pruebas se recomienda consultar la norma IEEE Std 115-1995, IEEE Guide: Test Procedures for Synchronous machines [22].

Prueba convertidor *DC-DC* reductor con resistencia de $7\ \Omega$

Para verificar el correcto funcionamiento del convertidor *DC-DC* reductor se realizó una prueba utilizando una resistencia de $7\ \Omega$ como carga (ver Figura 16), antes de conectar el alternador.

Figura 16: Convertidor *DC-DC* reductor con una carga resistiva



En esta prueba se varió la tensión de control y se mide la tensión de salida en la resistencia, los datos resultantes de esta prueba se encuentran tabulados en la Tabla 2 y la curva de $V_{Control}$ vs $V_{Resistencia}$ se puede ver en la Figura 17

Figura 17: Curva de $V_{control}$ vs. $V_{Resistencia}$ del convertidor *DC-DC* reductor con una carga de $R=7\ \Omega$

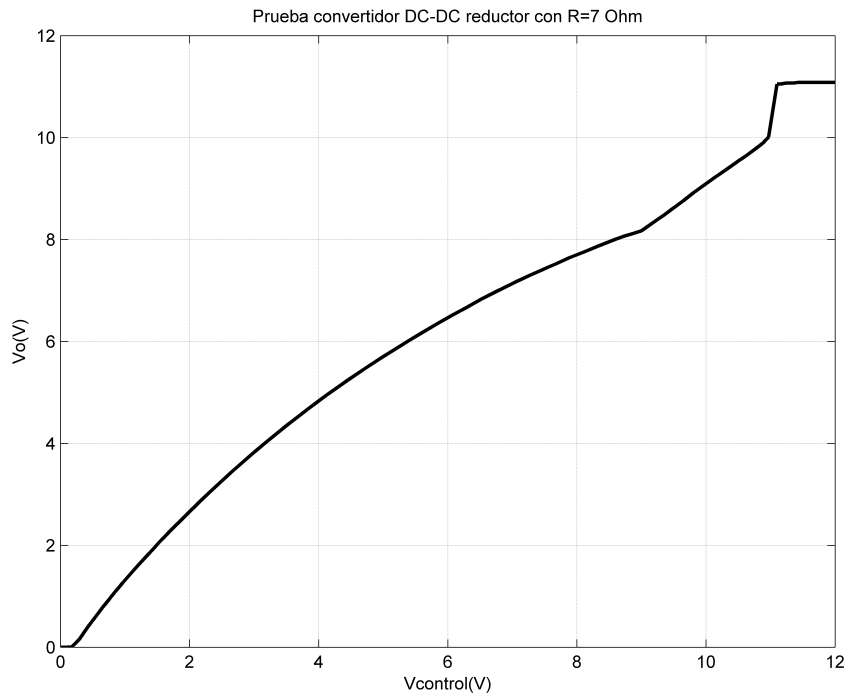


Tabla 2: Prueba convertidor *DC-DC* reductor con una carga de $R=7\ \Omega$

| PRUEBA CONVERTIDOR DC-DC REDUCTOR CON RESISTENCIA DE 7 OHM | | | | | |
|--|----------------------|------------------|----------------------|------------------|----------------------|
| $V_{control}(V)$ | $V_{resistencia}(V)$ | $V_{control}(V)$ | $V_{resistencia}(V)$ | $V_{control}(V)$ | $V_{resistencia}(V)$ |
| 0,004 | 0 | 1,589 | 2,135 | 8,61 | 8,01 |
| 0,006 | 0 | 1,606 | 2,157 | 8,72 | 8,06 |
| 0,009 | 0 | 1,648 | 2,213 | 8,88 | 8,12 |
| 0,017 | 0 | 1,652 | 2,218 | 9 | 8,17 |
| 0,028 | 0 | 1,688 | 2,266 | 9,27 | 8,41 |
| 0,042 | 0 | 1,692 | 2,271 | 9,33 | 8,46 |
| 0,051 | 0 | 2,176 | 2,878 | 9,51 | 8,63 |
| 0,175 | 0,004 | 2,357 | 3,095 | 9,65 | 8,76 |
| 0,206 | 0,048 | 2,634 | 3,419 | 9,81 | 8,92 |
| 0,221 | 0,06 | 3,009 | 3,834 | 10,15 | 9,23 |
| 0,295 | 0,158 | 3,186 | 4,023 | 10,3 | 9,36 |
| 0,36 | 0,28 | 3,527 | 4,373 | 10,48 | 9,52 |
| 0,406 | 0,364 | 3,822 | 4,662 | 10,5 | 9,54 |
| 0,436 | 0,418 | 3,995 | 4,826 | 10,55 | 9,58 |
| 0,461 | 0,458 | 4,154 | 4,974 | 10,63 | 9,65 |
| 0,506 | 0,534 | 4,423 | 5,215 | 10,81 | 9,82 |
| 0,561 | 0,626 | 4,682 | 5,438 | 10,84 | 9,85 |
| 0,652 | 0,778 | 4,964 | 5,672 | 10,86 | 9,87 |
| 0,722 | 0,888 | 5,422 | 6,035 | 10,89 | 9,9 |
| 0,752 | 0,936 | 5,593 | 6,165 | 10,91 | 9,93 |
| 0,786 | 0,991 | 5,851 | 6,357 | 10,95 | 9,98 |
| 0,806 | 1,02 | 6,074 | 6,518 | 10,97 | 10,01 |
| 0,821 | 1,045 | 6,224 | 6,62 | 11,1 | 11,05 |
| 0,856 | 1,1 | 6,339 | 6,7 | 11,16 | 11,05 |
| 0,923 | 1,201 | 6,522 | 6,83 | 11,2 | 11,06 |
| 0,959 | 1,256 | 6,8 | 7,01 | 11,25 | 11,07 |
| 1,063 | 1,406 | 7,04 | 7,16 | 11,36 | 11,07 |
| 1,178 | 1,571 | 7,26 | 7,29 | 11,42 | 11,08 |
| 1,226 | 1,639 | 7,49 | 7,42 | 11,48 | 11,08 |
| 1,371 | 1,836 | 7,69 | 7,53 | 11,64 | 11,08 |
| 1,401 | 1,878 | 7,88 | 7,64 | 11,78 | 11,08 |
| 1,452 | 1,947 | 8,12 | 7,76 | 11,92 | 11,08 |
| 1,537 | 2,068 | 8,31 | 7,86 | 12 | 11,08 |

Pruebas realizadas al prototipo del sistema

En esta prueba se varió $V_{control}$ sobre el punto de operación y se puede observar cómo la velocidad disminuye. Los datos tabulados de esta prueba se pueden observar en la Tabla 3

Tabla 3: Prueba variando $V_{control}$ sobre el punto de operación

| $V_{control}$ (V) | V_{campo} (V) | $V_{línea}$ (V) | $V_{rectificada}$ (V) | ω (r.p.m) |
|-------------------|-----------------|-----------------|-----------------------|------------------|
| 0,78 | 4,85 | 12,04 | 1,641 | 2840 |
| 0,78 | 4,875 | 11,77 | 1,64 | 2824 |
| 0,85 | 5,089 | 12,63 | 1,68 | 2836 |
| 0,85 | 5,09 | 12,35 | 1,64 | 2822 |
| 1 | 5,8 | 14,39 | 2,009 | 2830 |
| 1 | 5,782 | 14 | 1,86 | 2807 |
| 1,5 | 7,24 | 17,96 | 2,578 | 2867 |
| 1,5 | 7,23 | 17,47 | 2,318 | 2775 |
| 1,7 | 8,22 | 19,76 | 2,779 | 2794 |
| 1,7 | 8,22 | 19,2 | 2,559 | 2752 |