



UNIVERSIDAD INDUSTRIAL DE SANTANDER
ESCUELA DE INGENIERÍAS ELÉCTRICA, ELECTRÓNICA Y TELECOMUNICACIONES

DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE UN CONVERTIDOR DC SÍNCRONO

FERNANDO GUERRERO VILLACORTE

FABIÁN ANDRÉS MANOSALVA RAMÍREZ

UNIVERSIDAD INDUSTRIAL DE SANTANDER

FACULTAD DE INGENIERÍAS FISICOMECAICAS

**ESCUELA DE INGENIERÍAS ELÉCTRICA, ELECTRÓNICA Y DE
TELECOMUNICACIONES**

BUCARAMANGA

2012



UNIVERSIDAD INDUSTRIAL DE SANTANDER
ESCUELA DE INGENIERÍAS ELÉCTRICA, ELECTRÓNICA Y TELECOMUNICACIONES

DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE UN CONVERTIDOR DC SÍNCRONO

FERNANDO GUERRERO VILLACORTE

FABIÁN ANDRÉS MANOSALVA RAMÍREZ

Trabajo de Grado para optar al título de Ingeniero Electrónico

Director

MPE JAIME GUILLERMO BARRERO PÉREZ

UNIVERSIDAD INDUSTRIAL DE SANTANDER

FACULTAD DE INGENIERÍAS FISICOMECHANICAS

**ESCUELA DE INGENIERÍAS ELÉCTRICA, ELECTRÓNICA Y DE
TELECOMUNICACIONES**

BUCARAMANGA

2012

A Dios, a mis padres, Amanda Villacorte y Fernando A. Guerrero, a mi novia, Silvia De la Torre, a mis hermanos, Carolina y Sebastián, familiares y amigos. Muchas gracias por su apoyo, paciencia y ayuda incondicional para terminar con Éxito este Proceso.

FERNANDO GUERRERO VILLACORTE

Gracias a Dios. A mi Mamá, Martha Stella quien siempre creyó en mí. A mi Papa Luis Orlando. A mi hermana Diana y mi Hermano Luis Orlando. A mi novia, Janneth Gaitán quien siempre estuvo apoyándome para seguir adelante. A todos mis compañeros de carrera quienes me acompañaron en este proceso.

FABIAN ANDRES MANOSALVA RAMIREZ

Los autores agradecen este trabajo a:

El profesor Jaime Barrero, por su amabilidad y orientación durante todo el proceso.

A nuestros compañeros que nos ayudaron de manera directa o indirecta a culminar este trabajo.

Nuestros padres que siempre estuvieron apoyándonos en todo el proceso.

A la escuela de Ingenierías Eléctrica, Electrónica y Telecomunicaciones.

TABLA DE CONTENIDO

1. INTRODUCCIÓN	19
1.1. Motivación	20
1.2. Organización del documento	20
2. RECTIFICACIÓN SÍNCRONA	21
2.1. Generalidades	21
2.2. El <i>MOSFET</i> de potencia	24
2.3. Rectificación síncrona	25
3. ESTUDIO Y SIMULACIÓN DE UN CONVERTIDOR DE CORRIENTE ALTERNA EN CORRIENTE CONTÍNUA	28
3.1. Etapa transformadora	28
3.2. Etapa de rectificación	29
3.3. Etapa de filtrado y carga	35
3.4. Estudio etapa de regulación del convertidor	36
3.5. Simulaciones en Orcad	43
4. DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE UN CONVERTIDOR DC SÍNCRONO	56
4.1. Generalidades	56
4.2. Diseño etapa de rectificación	56
4.2.1. Rectificación síncrona excitada externamente	56
4.2.2. Circuito de disparo de rectificadores síncronos	58
4.3. Diseño etapa de filtrado	61
5. RESULTADOS EXPERIMENTALES	63
5.1. Convertidor DC con diodos rectificadores KBPC5010	63

5.2. Convertidor DC con diodos <i>Schottky</i> D10SC6M	70
5.3. Convertidor DC con rectificación síncrona con transistores IRFZ44N	75
5.4. Conducción de los diodos internos de los rectificadores síncronos	80
5.5. Rectificación síncrona. Mejoramiento de eficiencia con transistores en paralelo	81
6. CONCLUSIONES, OBSERVACIONES Y RECOMENDACIONES	86
7. REFERENCIAS	89
ANEXOS	90

LISTA DE TABLAS

Tabla 1. Eficiencia en el convertidor DC síncrono.

85

LISTA DE FIGURAS

Figura 1. Porcentaje de pérdidas de un convertidor cuando $V_o = 5V$	21
Figura 2. Comparación entre diodo KBPC5010, diodo <i>Schottky</i> y <i>MOSFET</i> IRFZ44N.....	22
Figura 3. Tensión de salida vs eficiencia de rectificadores <i>Schottky</i> D10SC6M y diodo KBPC5010.	23
Figura 4. Modelo simplificado del transistor <i>MOSFET</i>	25
Figura 5. Conexión de rectificador con transistores <i>MOSFET</i>	26
Figura 6. Etapas del convertidor implementado.....	28
Figura 7. Transformador de potencia.....	29
Figura 8. Convertidor con diodos KBPC5010 para rectificación de media onda con diodo de libre paso.	29
Figura 9. Diodos KBPC5010.....	30
Figura 10. Característica corriente – tensión diodo KBPC5010.	31
Figura 11. Diodos <i>Schottky</i> D10SC6M.	31
Figura 12. Característica corriente – tensión diodo <i>Schottky</i>	32
Figura 13. Transistor IRFZ44N.	33
Figura 14. Tiempos de conmutación IRFZ44N.	34
Figura 15. Tiempos de conmutación IRF034.	34
Figura 16. Característica corriente – tensión transistor <i>MOSFET</i>	34
Figura 17. Características IRFZ44N.	35
Figura 18. Bombillo halógeno de 100W.	36
Figura 19. Regulador de tensión con lazo de realimentación.	37
Figura 20. Regulación en el convertidor DC	38
Figura 21. Regulación en la salida $set=0.5$	38
Figura 22. Regulación con troceador en la salida $set=0.99$	39
Figura 23. Regulación con troceador en la salida $set=0.1$	39
Figura 24. Regulación con la configuración de Darlington.....	40
Figura 25. Regulación de tensión con configuración de Darlington.	41

Figura 26. Salida etapa de regulación de tensión con configuración de Darlington	41
Figura 27. Regulación de tensión en derivación.	42
Figura 28. Convertidor regulación de tensión en derivación.	42
Figura 29. Salida de convertidor con regulación de tensión en derivación.	43
Figura 30. Convertidor con diodos KBPC5010 para rectificación de media onda con diodo de libre paso.....	43
Figura 31. Corriente y tensión en el diodo rectificador D1.	44
Figura 32. Corriente y tensión en el diodo de libre paso D2..	44
Figura 33. Tensión y corriente de salida del convertidor.....	45
Figura 34. Potencia promedio del diodo rectificador D1.	45
Figura 35. Potencia promedio del diodo de libre paso D2.	46
Figura 36. Potencia promedio en la salida.....	46
Figura 37. Convertidor con diodos <i>Schottky</i> D10SC6M.....	47
Figura 38. Caída de tensión y corriente en diodo <i>Schottky</i> rectificador S1.....	47
Figura 39. Caída de tensión y corriente en diodo <i>Schottky</i> de libre paso S2.....	48
Figura 40. Tensión y corriente de salida del convertidor con diodos <i>Schottky</i>	48
Figura 41. Potencia promedio de diodo <i>Schottky</i> rectificador S1.....	49
Figura 42. Potencia promedio de diodo <i>Schottky</i> de libre paso S2.....	49
Figura 43. Potencia promedio en la salida.....	50
Figura 44. Esquema general rectificación síncrona.	50
Figura 45. Caída de tensión y corriente en el rectificador síncrono M1.	51
Figura 46. Tensión de salida del convertidor DC síncrono.	51
Figura 47. Caída de tensión y corriente en el rectificador síncrono de libre paso..	52
Figura 48. Corriente de salida del convertidor.	52
Figura 49. Potencia promedio del transistor rectificador M1.	53
Figura 50. Potencia promedio del transistor de libre paso M2.	53
Figura 51. Potencia promedio en la salida.....	54
Figura 52. Tensión V_{DS} en los transistores M1 y M2 a frecuencia de trabajo de 100kHz.	54

Figura 53. Potencia promedio en el transistor M1 operando a 100kHz.	55
Figura 54. Esquema general rectificación síncrona.	57
Figura 55. Esquemático circuito de disparo de los <i>MOSFET</i>	59
Figura 56. Salida etapa de disparo.	60
Figura 57. Convertidor DC síncrono.	63
Figura 58. Tensión en el secundario del transformador de potencia.	64
Figura 59. Caída de tensión en diodo rectificador KBPC5010.	64
Figura 60. Tensión en la resistencia <i>shunt</i> en serie con el diodo rectificador	65
Figura 61. Potencia instantánea disipada en el diodo rectificador D1	65
Figura 62. Caída de tensión del diodo de libre paso.	66
Figura 63. Tensión en la resistencia <i>shunt</i> en serie con el diodo de libre paso	66
Figura 64. Potencia instantánea disipada en el diodo rectificador D2.	67
Figura 65. Tensión en la resistencia <i>shunt</i> de salida y tensión de carga del convertidor.	67
Figura 66. Tiempo de encendido del diodo rectificador D1.	69
Figura 67. Caída de tensión en el diodo <i>Schottky</i> rectificador S1.	70
Figura 68. Tensión en la resistencia <i>shunt</i> en serie con el <i>Schottky</i> rectificador S1.	70
Figura 69. Potencia instantánea disipada en el diodo <i>Schottky</i> rectificador S1	71
Figura 70. Tensión del diodo <i>Schottky</i> de libre paso.	71
Figura 71. Tensión en la resistencia <i>shunt</i> en serie con el diodo <i>Schottky</i> de libre paso.	72
Figura 72. Potencia instantánea disipada en el diodo <i>Schottky</i> de libre paso S2 ..	72
Figura 73. Tensión en la resistencia <i>shunt</i> de salida y tensión en la carga del convertidor.	73
Figura 74. Tiempo de encendido del diodo <i>Schottky</i>	74
Figura 75. Señal de entrada y señal de disparo del convertidor síncrono.	75
Figura 76. Tensión V_{DS} del <i>MOSFET</i> rectificador M1.	75
Figura 77. Tensión en la resistencia <i>shunt</i> en serie con el transistor rectificador M1.	76

Figura 78. Potencia instantánea disipada en el *MOSFET* rectificador M176

Figura 79. Tensión V_{DS} del *MOSFET* de libre paso M2.77

Figura 80. Tensión en la resistencia *shunt* en serie con el *MOSFET* de libre paso.
77

Figura 81. Potencia instantánea disipada en el *MOSFET* de libre paso M278

Figura 82. Tensión en la resistencia *shunt* de salida y tensión de carga del
 convertidor DC síncrono78

Figura 83. Tiempo de encendido del *MOSFET* rectificador M1.79

Figura 84. Tensión diodo interno del transistor.80

Figura 85. Tensión V_{DS} de transistores rectificadores en paralelo.81

Figura 86. Tensión en la resistencia *shunt* en serie con el transistor rectificador ..82

Figura 87. Potencia instantánea disipada en los *MOSFET* rectificadores82

Figura 88. Tensión V_{DS} de transistores rectificadores de libre paso.83

Figura 89. Tensión en la resistencia *shunt* en serie con el transistor de libre paso.
83

Figura 90. Tensión en la resistencia *shunt* de salida del convertidor síncrono con
 dos transistores en paralelo.....84

LISTA DE ANEXOS

Anexo A	Hoja de datos KBPC5010.	91
Anexo B	Hoja de datos D10SC6M.	92
Anexo C	Hoja de datos IRFZ44N.	93
Anexo D	Hoja de datos LF353.	94
Anexo E	Hoja de datos TIP 250.	95
Anexo F	Esquemático convertidor DC síncrono.	96
Anexo G	PCB Convertidor DC síncrono	97
Anexo H	Cálculos de eficiencia.	98

RESUMEN

TÍTULO: DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE UN CONVERTIDOR DC SÍNCRONO¹.

AUTOR(ES): FERNANDO GUERRERO VILLACORTE

FABIÁN ANDRÉS MANOSALVA RAMÍREZ**

PALABRAS CLAVE: BAJA TENSIÓN, CONVERTIDOR, CONMUTACIÓN, EFICIENCIA, *MOSFET*, PÉRDIDAS, RECTIFICACIÓN.

DESCRIPCIÓN:

En este trabajo de investigación se presenta el estudio y la implementación de un convertidor DC síncrono, el cual resalta la nueva técnica de rectificación que busca mejorar la eficiencia de un convertidor de corriente continua (DC) mediante la sustitución de diodos por transistores *MOSFET* en su etapa de rectificación, logrando caídas de tensión menores y consecuentemente menores pérdidas de potencia.

La rectificación síncrona es utilizada en pocas aplicaciones debido a la complejidad que suponía su implementación, pero gracias a la evolución de los circuitos integrados, los sistemas de control y a la electrónica de potencia, se observa que la técnica de rectificación síncrona va ganando adeptos, lo que ha llevado a generar sistemas electrónicos de aplicación industrial más eficientes.

En este texto también se explica el funcionamiento del convertidor, el análisis de eficiencia y la respuesta en la conmutación de los semiconductores utilizados en la etapa de rectificación. Además, se muestran recomendaciones para tomar como base el convertidor implementado en aplicaciones donde se requiera una mayor frecuencia de operación y por supuesto los materiales utilizados.

De igual forma se presentan los esquemáticos necesarios para su construcción, luego de mostrar los resultados de las pruebas realizadas del desempeño del convertidor contrastadas con sus respectivas simulaciones.

¹ Trabajo de grado

** Facultad Físico Mecánicas. Escuela de ingenierías eléctrica, electrónica y telecomunicaciones. Director: MPE. Jaime Guillermo Barrero Pérez

ABSTRACT

TITLE: DESIGN AND IMPLEMENTATION OF A SYNCHRONOUS DC CONVERTER*

AUTHOR: FERNANDO GUERRERO VILLACORTE

FABIAN ANDRES MANOSALVA RAMIREZ**

KEYWORDS: CONVERTER, EFFICIENCY, LOSSES, LOW VOLTAGE, MOSFET, POWER, SWITCHING.

DESCRIPTION:

This research work presents the study and implementation of a synchronous DC converter, which highlights the new correction technique that seeks to improve the efficiency of a DC converter (DC) by replacing diodes with MOSFETs in rectification stage, obtaining smaller voltage drop and consequently less power loss.

The synchronous rectification is used in few applications due to the complexity involved in its implementation, but thanks to the evolution of integrated circuits, control systems and power electronics, it is observed that the synchronous rectification technique is gaining popularity, which has led to generate electronic systems of industrial application more efficient.

This text also explains the operation of the converter, the efficiency analysis and response to the switching of the semiconductors used in the rectification stage. In addition, viewing recommendations to build on the converter implemented in applications requiring a higher frequency of operation and of course the materials used.

In the same way, it shows the schematic construction necessary for the converter, after which shows the results of performance tests converter contrasted with their respective simulations.

* Trabajo de grado

** Facultad Físico Mecánicas. Escuela de ingenierías eléctrica, electrónica y telecomunicaciones. Director: MPE. Jaime Guillermo Barrero Pérez

1. INTRODUCCIÓN

Durante la última década, Colombia ha entrado en un acelerado proceso de industrialización debido a grandes cambios en su economía y a la necesidad de adaptación a nuevos mercados que le permitan elevar su crecimiento económico. Esto a su vez ha llevado a la utilización de dispositivos importados más eficientes y de bajo costo para aplicaciones industriales, los cuales tienen como principio de funcionamiento la conmutación de elementos de estado sólido.

Un problema que se presenta en aplicaciones industriales es la pérdida de potencia en la parte rectificadora del convertidor DC, especialmente en aplicaciones en donde se exigen corrientes más altas y bajos niveles de tensión a la salida. Para solucionar este inconveniente, se ha planteado una alternativa conocida como la rectificación síncrona, la cual es una forma poderosa para elevar la eficiencia en el suministro de energía.

La rectificación síncrona consiste en la sustitución de diodos rectificadores por transistores que son controlados de manera precisa y que dependiendo de sus características podrían presentar menores caídas de tensión en comparación con las encontradas en los diodos semiconductores, en esta descripción encajan perfectamente los *MOSFET* debido a su baja resistencia de activación entre drenador y surtidor ($R_{DS(on)}$). Existen dos formas de manejar la compuerta del rectificador síncrono: mediante excitación externa o mediante autoexcitación. Este trabajo de investigación se enfocó en la excitación externa, implementando un circuito de control de generación de pulsos aplicado a la compuerta de los transistores, el cual controla la conmutación[8].

1.1 Motivación

El interés del trabajo de investigación es implementar una técnica que permita reducir pérdidas y generar sistemas industriales más eficientes, además de dar un punto de apoyo para futuros proyectos basados en electrónica industrial.

1.2 Organización del documento

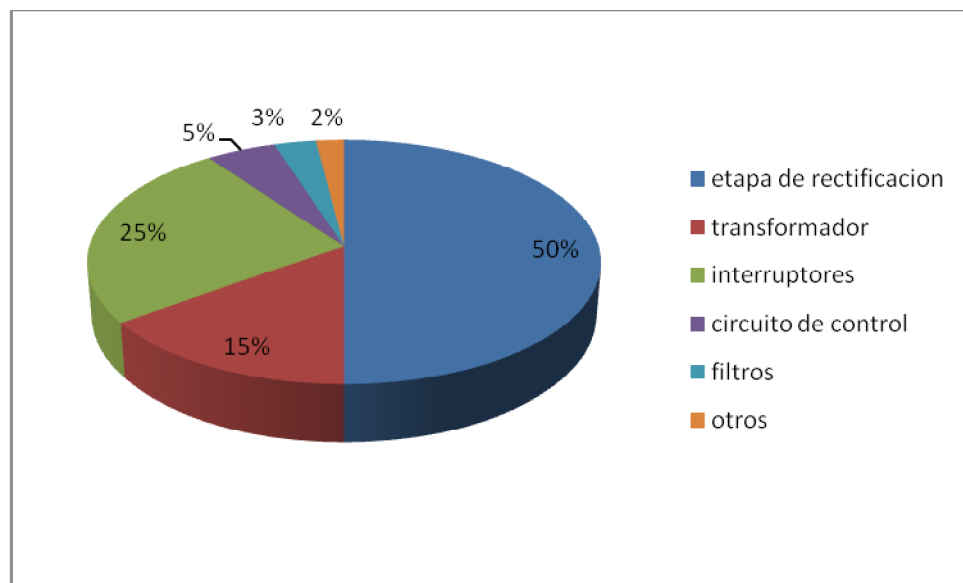
El presente proyecto de grado aborda el diseño y la implementación de un convertidor DC síncrono. El capítulo 2 presenta un estudio de la técnica de rectificación síncrona, su uso, beneficios y detalles de la misma. El capítulo 3 trata acerca del estudio y simulación del convertidor. El tema central del capítulo 4 es el diseño y la implementación del convertidor DC. El capítulo 5 consta de los resultados experimentales del convertidor. El capítulo 6 muestra las conclusiones, observaciones y recomendaciones del trabajo de investigación. El capítulo 7 muestra los recursos utilizados en el desarrollo del proyecto, y el capítulo 8 presenta referencias.

2. RECTIFICACIÓN SÍNCRONA

2.1. Generalidades

El principal problema asociado a los convertidores de corriente directa (CD) de baja tensión es la pérdida de potencia que se produce en la etapa rectificadora. Este hecho limita enormemente el rendimiento del convertidor, independientemente de la topología utilizada [8].

Figura 1. Porcentaje de pérdidas de un convertidor cuando $V_o = 5V$.

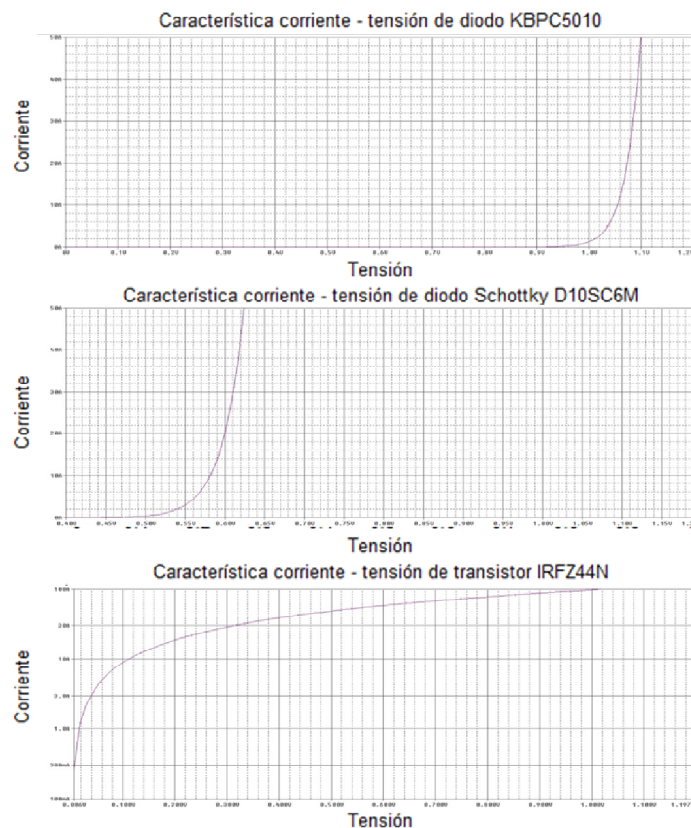


Fuente: [6]

Una alternativa que se ha venido utilizando para mejorar la eficiencia es el reemplazo de diodos semiconductores de propósito general por elementos que se caracterizan por tener una caída de tensión más pequeña, por ejemplo, diodos *Schottky* o transistores de efecto campo. Los diodos *Schottky*[8] presentan caídas de tensión menores de 0,5V a diferencia de la caída de tensión que presentan los diodos convencionales, la cual es típicamente de 0,7V. Los transistores de

efectode campo presentan una caída de tensión proporcional a la corriente y ésta depende de la resistencia de activación R_{DSon} del dispositivo, esto hace posible que se presenten caídas de tensión menores que en los diodos semiconductores. En la Figura 2 se aprecia la característica corriente - tensión de los dispositivos mencionados.

Figura 2. Comparación entre diodo KBPC5010, diodo *Schottky*D10SC6M y *MOSFET*IRFZ44N



Fuente: AUTORES

En este proyecto, el análisis de eficiencia está dirigido hacia la etapa rectificadora del convertidor y dependiendo de su salida, se puede obtener la siguiente ecuación respecto a su eficiencia:

$$\eta = \frac{\bar{P}_o}{\bar{P}_l} = \frac{\bar{P}_o}{\bar{P}_o + \bar{P}_{sc}}$$

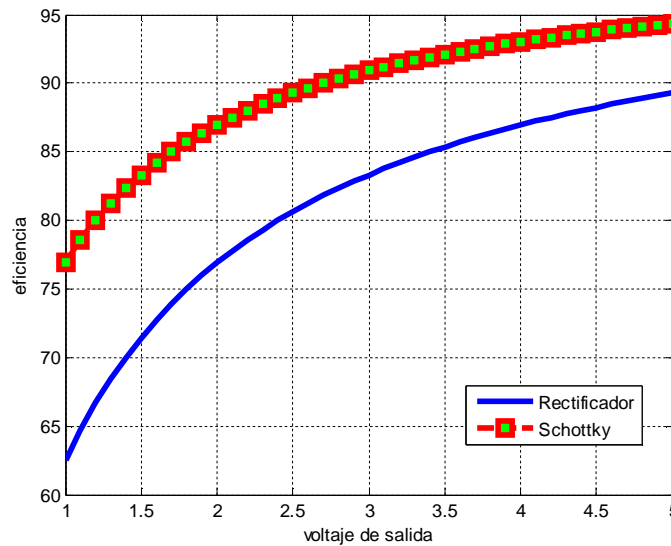
ECUACIÓN 1

\bar{P}_o = Potencia promedio en la carga.

\bar{P}_l = Potencia promedio entregada por la fuente.

\bar{P}_{sc} = Potencia promedio en los semiconductores

Figura 3. Tensión de salida vs eficiencia de rectificadores *Schottky*D10SC6M y diodo KBPC5010.



Fuente [8]

La rectificación síncrona es una técnica que busca el mejoramiento de la eficiencia de un convertidor DC, mediante la sustitución de diodos rectificadores por transistores *MOSFET*.

La rectificación síncrona puede ser realizada de dos formas: **rectificación síncrona EXCITADA** y **rectificación síncrona AUTOEXCITADA**. La excitada tiene un circuito de control externo, el cual se encarga de la conmutación de los transistores y la autoexcitada no necesita de un circuito de control externo.

El convertidor propuesto será elaborado con transistores *MOSFET*[8], debido a:

- Presenta menores pérdidas por conmutación debido a su rápida respuesta.
- Se comportan como resistencias unidireccionales con baja caída de tensión mejorando la eficiencia. Cuantos más transistores se conecten en paralelo, menores pérdidas presentarán (esto no se presenta en los diodos).

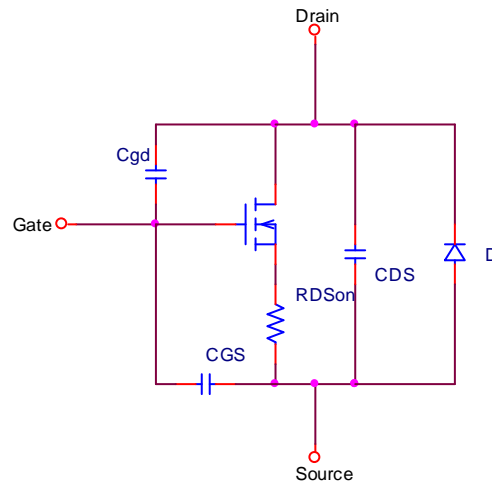
2.2. El *MOSFET* de potencia

El transistor de efecto de campo de semiconductor oxido-metal (*MOSFET*) de potencia, es el dispositivo más utilizado como interruptor para aplicaciones de baja tensión, es decir para aplicaciones por debajo de 200V [5].

Las principales características del *MOSFET* son:

- Dispositivo controlado por tensión, tiene una alta impedancia de entrada.
- Rápida velocidad de conmutación, debido a que es un dispositivo unipolar con portadores mayoritarios.
- Amplia área segura de operación.

Figura 4. Modelo simplificado del transistor *MOSFET*.



Fuente: AUTORES

Los elementos internos del *MOSFET* son:

- La resistencia de encendido R_{DSon} , la cual influye directamente en las pérdidas por conducción.
- El diodo del transistor entre drenador y surtidor.
- Las capacitancias parásitas influyen directamente en las pérdidas por conmutación.

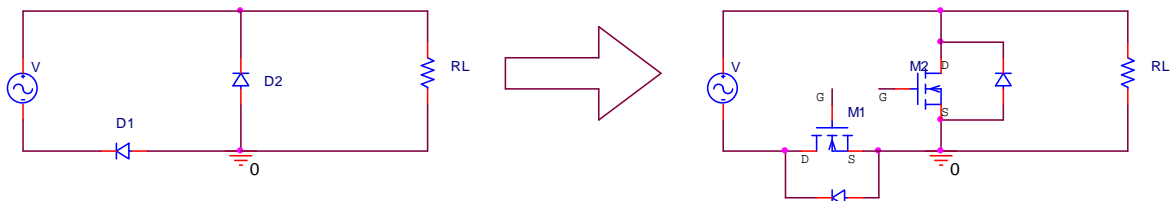
2.3. Rectificación síncrona

En aplicaciones donde se emplea la rectificación síncrona, es más conveniente reemplazar el diodo semiconductor por un transistor, preferiblemente del tipo *MOSFET*. Para que esto sea posible se deben tener en cuenta dos aspectos:

- a) Aplicar en el instante justo, una señal entre la puerta y el “surtidor” del *MOSFET* sincronizada de tal forma que haga que el transistor conduzca, al igual que lo haría su diodo parasito.

b) Conectar el transistor de forma tal que su diodo parasito reemplace al diodo. Es necesario hacerlos trabajar en el tercer cuadrante [8], es decir, conduciendo en el sentido fuente-drenador, de modo inverso a como normalmente se utilizan. En caso contrario, debido a la conducción del diodo interno, este dispositivo sería incapaz de bloquear tensión cuando no esté activado el transistor [8]. Si la resistencia de encendido del *MOSFET* es lo suficientemente baja, la caída de tensión permanece por debajo de la del diodo interno y evita su conducción disminuyendo las pérdidas como se desea. En la Figura 5 se muestra el esquema de un rectificador de media onda con diodo de libre paso.

Figura 5. Conexión de rectificador con transistores *MOSFET*.



Fuente: AUTORES

El uso de la rectificación síncrona permite mejorar la eficiencia del convertidor debido a la disminución de pérdidas en la etapa de rectificación. Sin embargo, la técnica implica un aumento de la complejidad del circuito de potencia ya que se debe considerar la forma de onda para la excitación de la compuerta de los rectificadores síncronos.

En vez de utilizar diodos se utilizan *MOSFET* como rectificadores, para conseguir que el comportamiento sea el mismo, se debe tener una señal en la puerta del *MOSFET* sincronizada de tal forma que haga que el transistor conduzca igual que lo haría un diodo rectificador en esa posición.

Independientemente de la forma de excitación, el requisito cuando se emplea la rectificación síncrona es el tiempo de conmutación de los transistores que debe ser al menos igual al tiempo de respuesta del diodo que se desea reemplazar. Para aplicaciones de baja frecuencia (60 Hz), este tiempo se cumple plenamente.

La respuesta dinámica del convertidor está fuertemente ligada a las pérdidas por conmutación. Cuando se trabaja a altas frecuencias, estas pérdidas afectan la eficiencia del convertidor, y se encuentran descritas por:

$$P_{cm} = \frac{f_s * V_{DS} * I_{Dson} * t_r}{6} * 2$$

ECUACIÓN 2[2]

P_{cm} :Pérdidas por conmutación,

f_s : Frecuencia de trabajo del convertidor,

V_{DS} : Tensión V_{DS} del semiconductor,

I_{Dson} : Corriente que pasa a través del semiconductor,

t_r : Tiempo de subida dela tensión en el semiconductor.

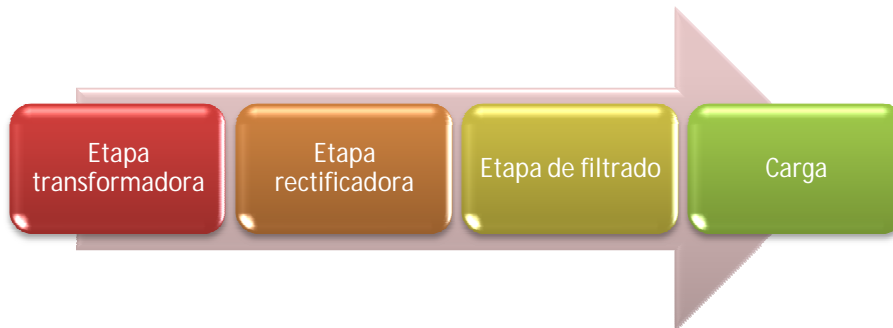
Nota: Esta ecuación es válida si el tiempo de subida es igual al tiempo de bajada.

Al realizar una revisión exhaustiva de la ecuación 2, se observa que para frecuencias de trabajo bajas, las pérdidas por conmutación son despreciables.

3. ESTUDIO Y SIMULACIÓN DE UN CONVERTIDOR DE CORRIENTE ALTERNA EN CORRIENTE CONTÍNUA

El diseño de la fuente se realizó en lazo abierto y entrega una tensión y corriente a la salida completamente continua. La topología seleccionada es una rectificación de media onda con diodo de libre paso y sobre ésta se valorará el comportamiento de los diodos y de los transistores conectados como diodos síncronos, para la apreciación de la eficiencia del sistema a una frecuencia de 60 Hz.

Figura 6. Etapas del convertidor implementado.



Fuente: AUTORES

3.1. Etapa transformadora

Para esta etapa transformadora se utilizó un transformador de 100W con una salida de $20 V_{\text{pico}}$.

Figura 7. Transformador de potencia.

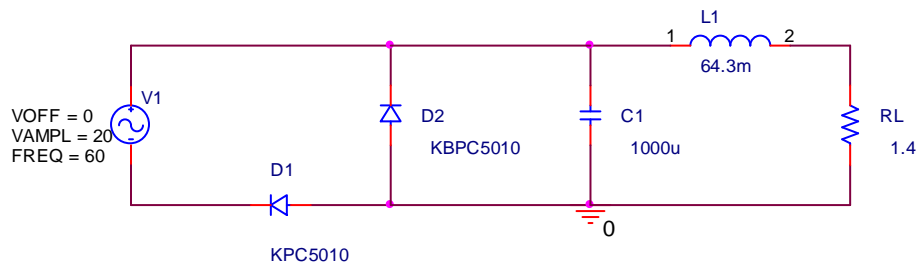


Fuente: AUTORES

3.2. Etapa de rectificación

El secundario del transformador en la simulación es representado por V_1 con una amplitud de $20V_{pico}$ a una frecuencia de 60 Hz. La Figura 8 muestra el esquema que se seleccionó para estimar la eficiencia del rectificador ante diferentes condiciones de carga y con tres tipos de dispositivos: diodo de propósito general, diodo de baja caída de tensión conocido como *Schottky* y transistor operando como diodo.

Figura 8. Convertidor con diodos KBPC5010 para rectificación de media onda con diodo de libre paso.



Fuente: AUTORES

La etapa de rectificación de un convertidor generalmente utiliza diodos de propósito general. Según la hoja de datos, los elementos presentan las siguientes características:

- Cada diodo KBPC5010 presenta caída de tensión en el rango 0.8V a 1.1V a corrientes en el rango de 5A a 50A a una temperatura de 25 °C.

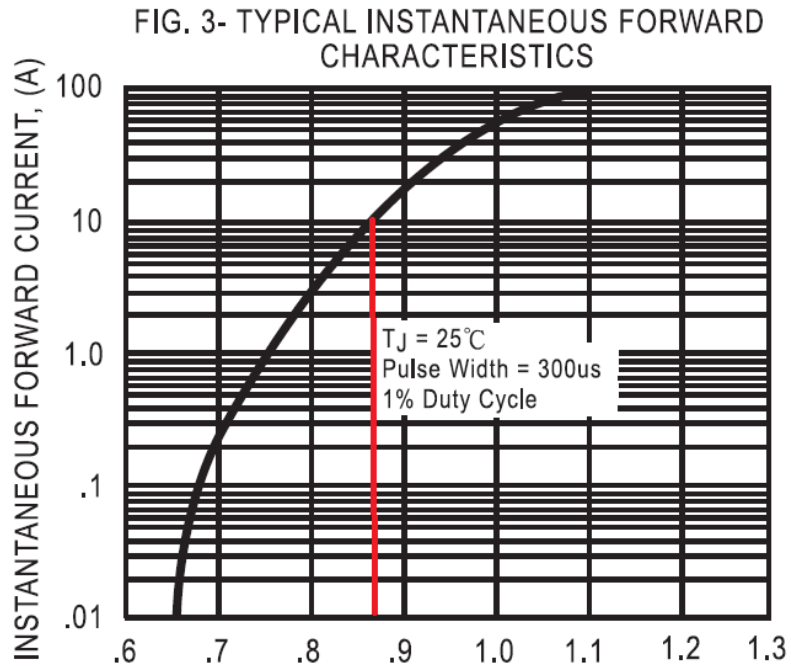
La temperatura de trabajo de los dispositivos se debe mantener por debajo de 55°C a 50A para los diodos y 25°C a 49A para los transistores.

Figura 9. Diodos KBPC5010.



Fuente AUTORES

Figura 10. Característica corriente – tensión diodo KBPC5010.



Fuente: FABRICANTE

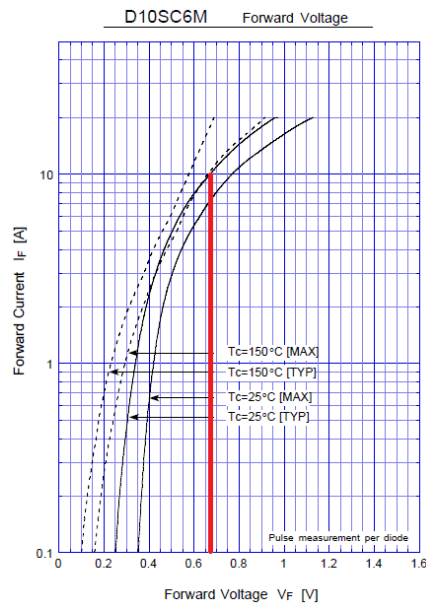
La sustitución de diodos KBPC5010 por diodos *Schottky* de referencia D10SC6M se realizó con el objetivo de elevar el rendimiento que presentaba el convertidor con diodos de propósito general.

Figura 11. Diodos *Schottky* D10SC6M.



Fuente AUTORES

Figura 12. Característica corriente – tensión diodo *Schottky*.



Fuente: FABRICANTE

Las características del diodo D10SC6M(ver anexo B) son:

- Presentan caída de tensión de 0.5V a 0.67V a corrientes en el rango de 5A a 10A.
- La temperatura de trabajo máxima de 25°C a 10A.

Por último, se sustituyeron los diodos *Schottky* por transistores IRFZ44N que se comportan como resistencias unidireccionales de bajo valor. La conducción es en sentido surtidor-drenador mientras se encuentre alimentada la puerta del transistor en los rangos de tensión establecidos en sus hojas de datos. Además, deben estar trabajando en la región de trío para obtener el comportamiento de una resistencia controlada por la tensión entre puerta y surtidor (V_{gs}) (ver anexo C).

Figura 13. Transistor IRFZ44N.



Fuente AUTORES

Los criterios de selección de un transistor que actuará como rectificador síncrono son:

- La resistencia de activación R_{DSON} debe ser baja, de forma tal que presente una caída de tensión menor que la de un diodo al paso de la misma corriente con el objetivo de reducir las pérdidas por conducción. El transistor IRFZ44N posee una resistencia entre drenador y surtidor de $17.5m\Omega$.
- Los tiempos de conmutación del transistor deben ser bajos. El IRFZ44N es un transistor con una rápida velocidad de conmutación sus tiempos de encendido y apagado son del orden de los nanosegundos.
- El dispositivo soporta elevadas temperaturas de operación. Entre $-55^{\circ}C$ y $175^{\circ}C$ en la juntura.
- El diodo interno del transistor tiene la misma capacidad en corriente que tiene el MOSFET entre drenador y surtidor.

Figura 14. Tiempos de conmutación IRFZ44N.

$t_{d(on)}$	Turn-On Delay Time	—	12	—	ns	$V_{DD} = 28V$ $I_D = 25A$ $R_G = 12\Omega$ $V_{GS} = 10V$, See Fig. 10 ④
t_r	Rise Time	—	60	—		
$t_{d(off)}$	Turn-Off Delay Time	—	44	—		
t_f	Fall Time	—	45	—		

Fuente: Hoja de datos

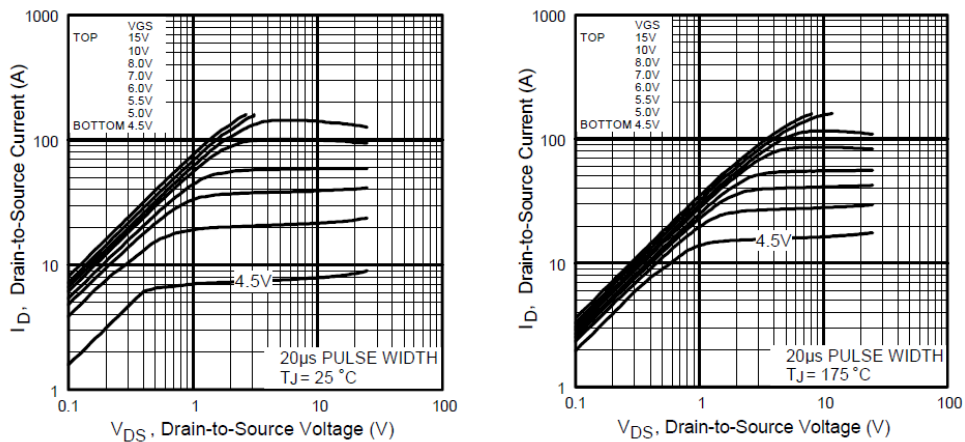
Para decidir si el transistor es rápido es necesario comparar sus tiempos con otros dispositivos de características similares en cuanto a corriente y tensión.

Figura 15. Tiempos de conmutación IRF034.

$t_{d(on)}$	Turn-On Delay Time	—	—	21	ns	$V_{DD} = 30V$, $I_D = 25A$, $R_G = 7.5\Omega$
t_r	Rise Time	—	—	110		
$t_{d(off)}$	Turn-Off Delay Time	—	—	53		
t_f	Fall Time	—	—	80		

Fuente: Hoja de datos

Figura 16. Característica corriente – tensión transistor MOSFET.

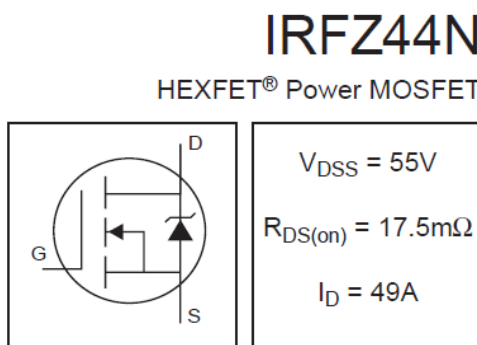


Fuente: FABRICANTE

Este transistor de alta potencia cuenta con las siguientes características:

- Rápida conmutación.
- Cada *MOSFET* se activa con un valor de tensión entre puerta y surtidor (V_{gs}) de $\pm 12V$. Presenta una caída de tensión de 0.1V a 0.5V a corrientes en el rango de 5A a 49A.
- La tensión compuerta-surtidor máxima es de $\pm 20V$.
- $R_{DS(on)}=17.5m\Omega$, resistencia ultra baja.

Figura 17. Características IRFZ44N.

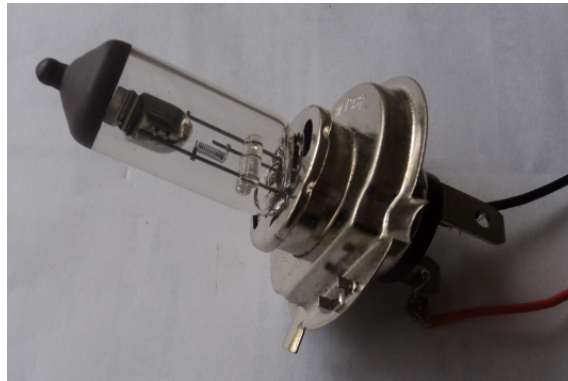


Fuente: Hoja de Datos

3.3. Etapa de filtrado y Carga

El propósito del trabajo de investigación es mostrar donde se presentan las mayores pérdidas en un convertidor DC. La etapa de filtrado cumple la función de adecuar la salida, evitando fluctuaciones de tensión y corriente. La carga es un bombillo halógeno de 12V, 100W.

Figura 18. Bombillo halógeno de 100W.



Fuente AUTORES

3.4 Estudio etapa de regulación del convertidor.

La etapa de regulación de tensión tiene la función de mantener una salida de tensión predeterminada, a pesar de las variaciones en la entrada de la fuente y a pesar también de las variaciones que se puedan dar en la carga [4].

Por qué se necesita regular [4]:

- La tensión de salida de una fuente no regulada no es constante conforme varia la carga.
- La tensión continua de salida varia directamente con la entrada alterna.
- El rizado producto de la fuente no regulada es en algunas aplicaciones demasiado alto [4].

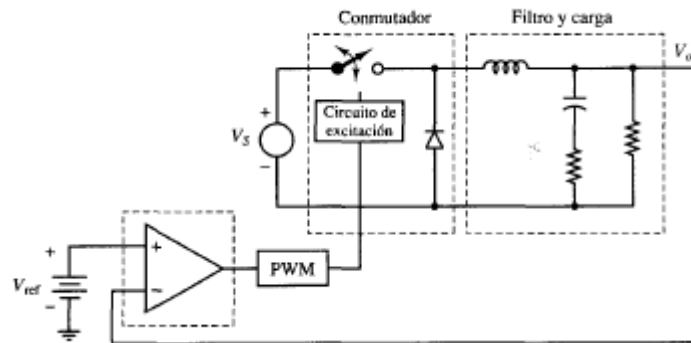
Los esquemas de regulación de tensión en su forma más simple están compuestos por un transistor de paso, sensado de tensión por medio de resistencias y operacionales.

En los convertidores conmutados, la tensión de salida depende de la tensión de entrada, el ciclo de trabajo y la carga. Los sistemas de control realimentados son

muy comunes al momento de compensar las variaciones de la entrada o de la carga en los troceadores reductores.

Los sistemas de control realimentados comparan la tensión de salida con una referencia y convierten el error en un determinado valor de ciclo de trabajo [2].

Figura 19. Regulador de tensión con lazo de realimentación.

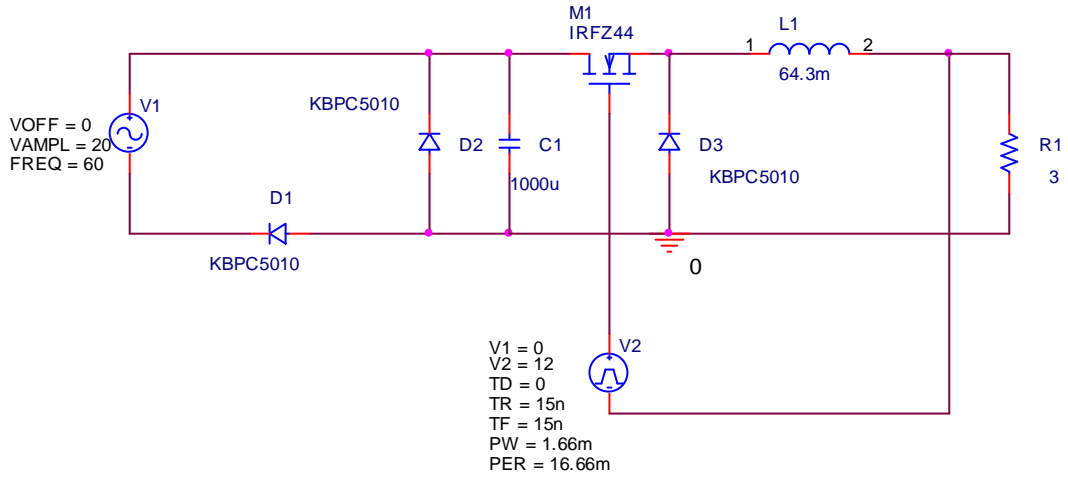


FUENTE:[2]

El circuito generador de ancho de pulsos toma la salida del amplificador de error y la convierte en un ciclo de trabajo. La salida del amplificador de error es comparada con una señal diente de sierra generando así una señal cuadrada [2].

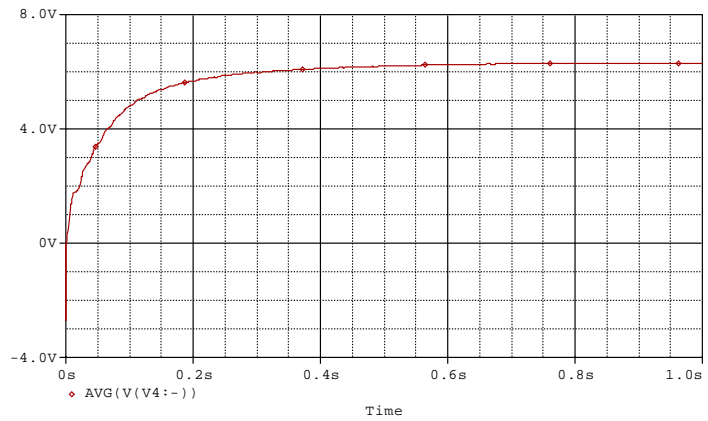
La salida del PWM es un nivel alto cuando el error es mayor que la señal diente de sierra y es cero cuando es menor, si la tensión de salida cae por debajo de la referencia, aumentara el error y por consiguiente el ciclo de trabajo. Recíprocamente, en un aumento de la tensión de salida reducirá el ciclo de trabajo dependiendo del ancho de los pulsos, la tensión a la salida del troceador disminuirá o aumentará. Es importante recordar que existe un lazo de realimentación que permite sensar la tensión de salida y permite la alimentación del conmutador [2].

Figura 20. Regulación en el convertidor DC.



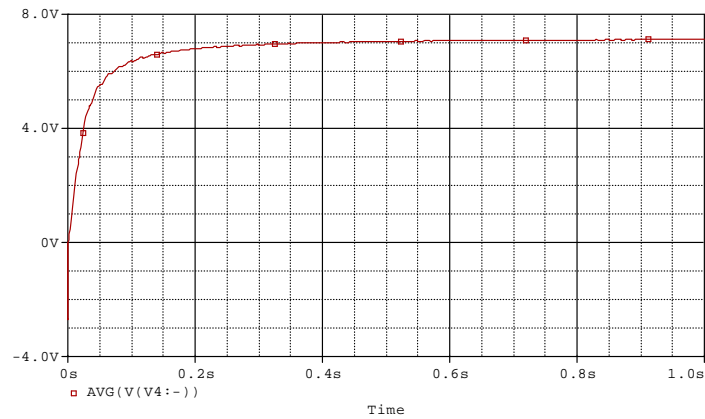
FUENTE: Autores

Figura 21. Regulación en la salida $set=0.5$



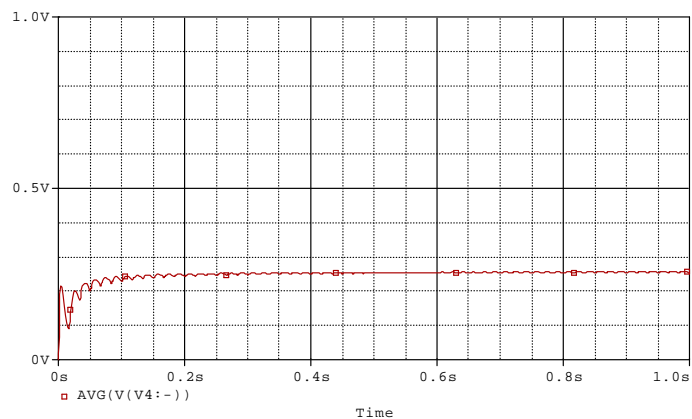
FUENTE: Autores

Figura 22. Regulación con troceador en la salida $set=0.99$



FUENTE: Autores

Figura 23. Regulación con troceador en la salida $set=0.1$

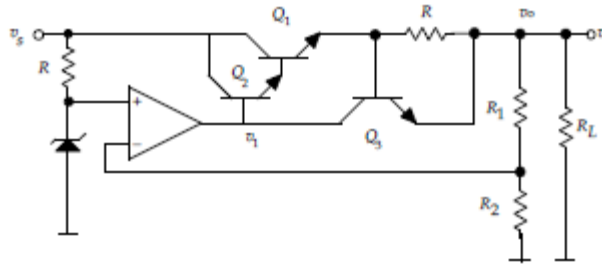


FUENTE: Autores

El esquema de regulación observado anteriormente es una de las diferentes alternativas que existen al momento de proporcionar una tensión de DC en la salida que se mantiene a un valor establecido. Además es un regulador de tensión en serie debido al control de la tensión de entrada que llega a la salida por medio del conmutador [1].

Otra forma de regulación en serie es la conocida configuración Darlington, la cual se puede usar si necesita más corriente y además se le puede agregar un limitador de corriente como se muestra a continuación [3]:

Figura 24. Regulación con la configuración de Darlington



FUENTE: [3]

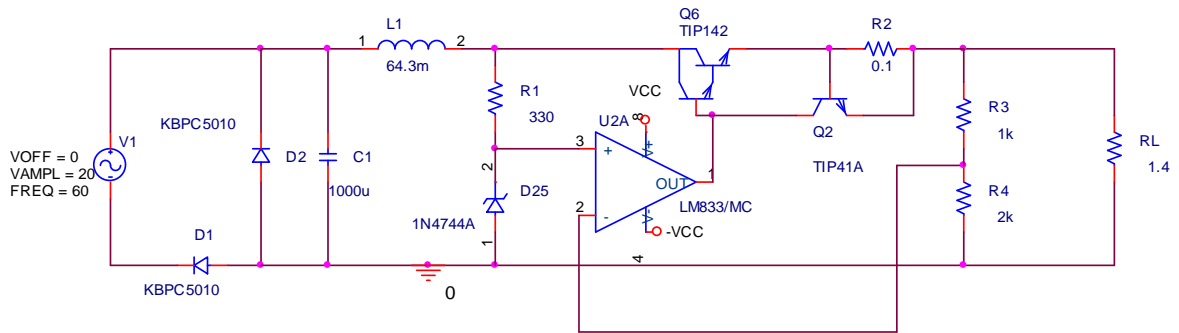
Hay una forma de aumentar la ganancia efectiva del transistor, usando dos transistores. Esto se logra colocando los transistores de tal forma que el emisor de uno está manejando la base del otro y conectando junto los colectores. Esto es conocido como un par Darlington, y puede ser usado como un solo transistor común emisor, seguidor de emisor [4].

La ganancia total de los dos es: $G_{v_total} = G_1 * G_2$, por lo que la ganancia de corriente aumenta. Con ésta configuración Darlington, se observa que la corriente disponible para entregar a la carga es mayor [4].

Además esta configuración posee un limitador de corriente. A medida que aumenta la corriente de carga, la caída de tensión a través del resistor detector en cortocircuito se incrementa. Cuando la caída de tensión llega a ser lo bastante grande, encenderá el transistor Q3, que apartará la corriente de la base del transistor Q1, así se reducirá la corriente de carga a través del transistor Q1, lo que evitara que llegue más corriente a la carga [1].

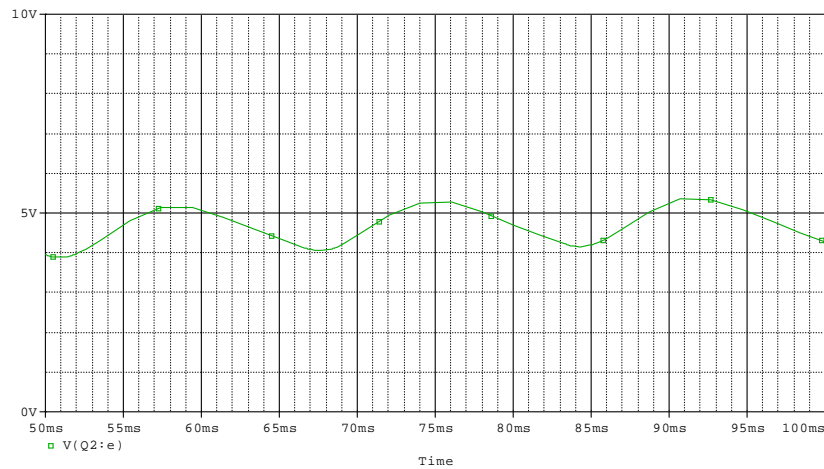
En la figura 25, se muestra el regulador basado en la configuración de Darlington y posteriormente su simulación.

Figura 25. Regulación de tensión con configuración de Darlington



FUENTE: AUTORES

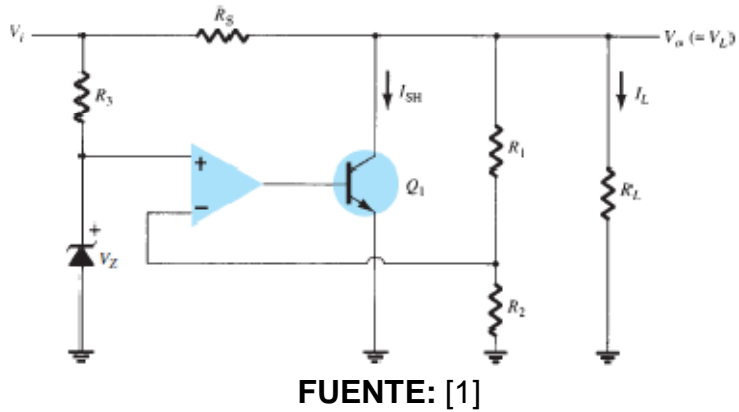
Figura 26. Salida etapa de regulación de tensión con configuración de Darlington



FUENTE: AUTORES

Otra alternativa es la regulación de tensión en derivación la cual se observa a continuación:

Figura 27. Regulación de tensión en derivación



El amplificador operacional compara la tensión del divisor con latensiónZener,para proporcionar la corriente de excitación de control para poner en derivación el transistor Q1. De esa manera se controla la corriente a través del resistor R_s de modo que se mantenga latensión de salida [1].

Figura 28. Convertidor con regulación de tensión en derivación

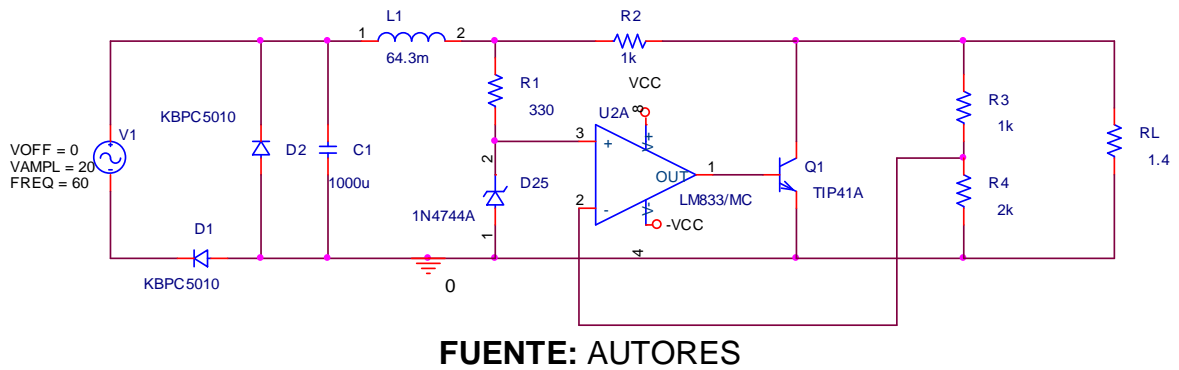
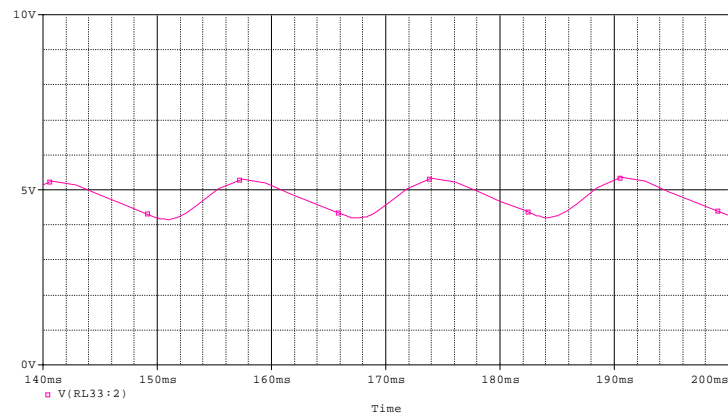


Figura 29. Salida de convertidor con regulación de tensión en derivación

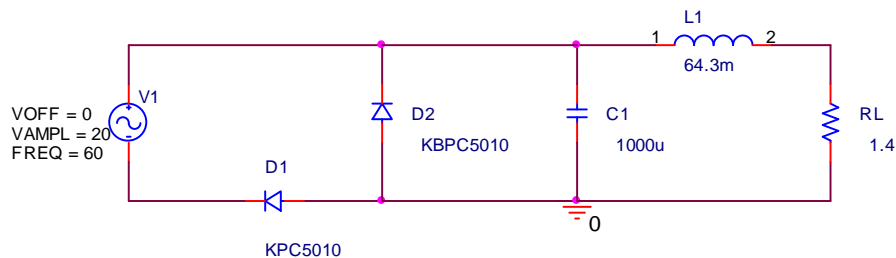


FUENTE: AUTORES

3.4. Simulaciones en Orcad.

Con la ayuda del software de simulación de circuitos Orcad Capture se obtuvo una aproximación de lo que pasa en el convertidor que se implementó.

Figura 30. Convertidor con diodos KBPC5010 para rectificación de media onda con diodo de libre paso.

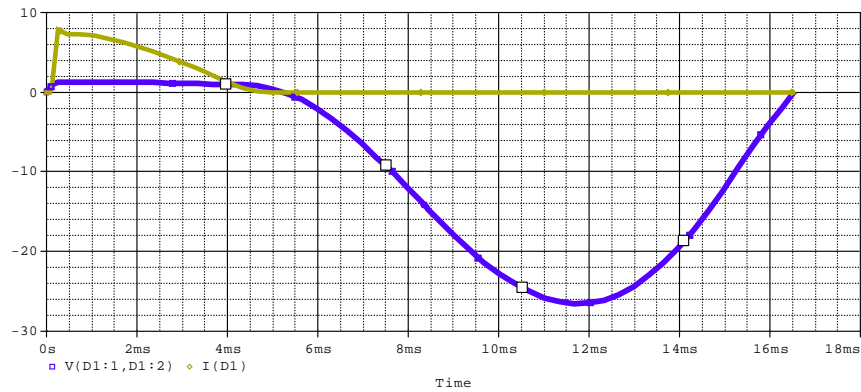


Fuente: AUTORES

El diseño de los dispositivos presentados en la etapa de filtrado de la Figura 30, se muestran en el capítulo 4.3. El diodo D1 es el que actúa como dispositivo rectificador y el diodo D2 como diodo de libre paso. El bombillo es representado por la resistencia R_L con valor de 1.4Ω . El objetivo fundamental es observar la caída de tensión en los diodos KBPC5010.

La eficiencia del convertidor se fundamenta en hallar la relación entre la potencia de salida y la potencia de los elementos semiconductores.

Figura 31. Corriente y tensión en el diodo rectificador D1.

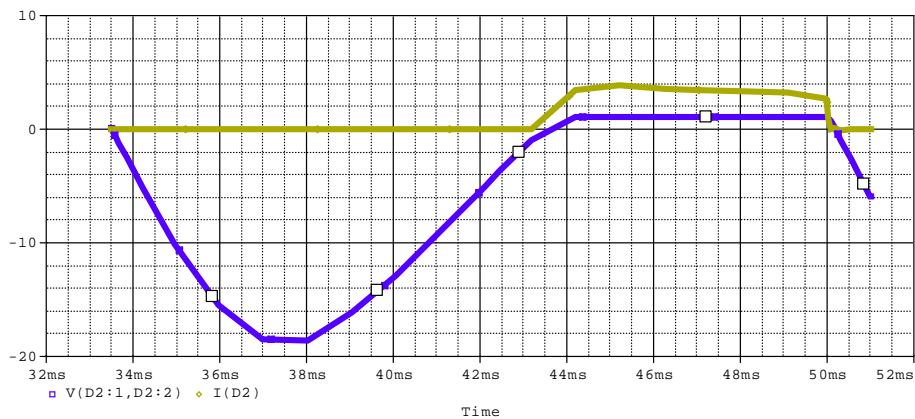


Valor caída de tensión

$$A1 = 2.7439m, \quad 1.1485$$

Fuente: AUTORES

Figura 32. Corriente y tensión en el diodo de libre paso D2.



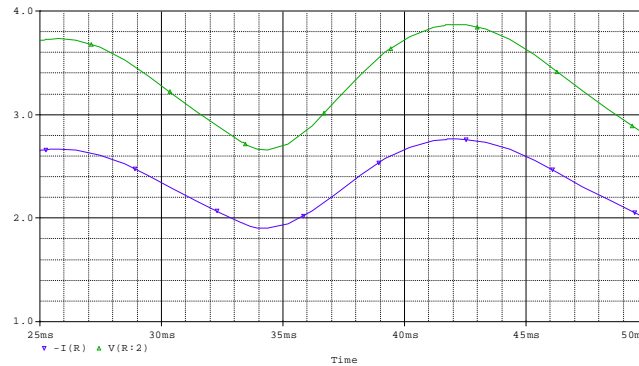
Valor caída de tensión.

$$A1 = 32.247m, \quad 1.0324$$

Fuente: AUTORES

La conducción del diodo de libre paso está ligada a la energía almacenada en el filtro inductivo, por tal razón las pérdidas en el dispositivo dependen del valor de la bobina implementada. Por último, se observa la tensión de salida para calcular la eficiencia por potencias promedio.

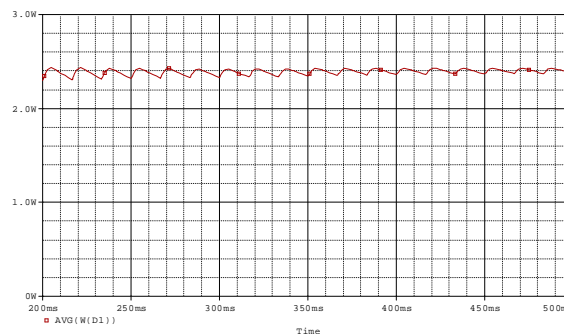
Figura 33. Tensión y corriente de salida del convertidor.



Fuente: AUTORES

En la Figura 33 se observa la rectificación de media onda con tensión y corriente continua. La herramienta Orcad calcula los valores promedio de potencia y a partir de estos se consiguió calcular la eficiencia del convertidor. La Figura 34 corresponde a la potencia promedio del diodo rectificador D1.

Figura 34. Potencia promedio del diodo rectificador D1.

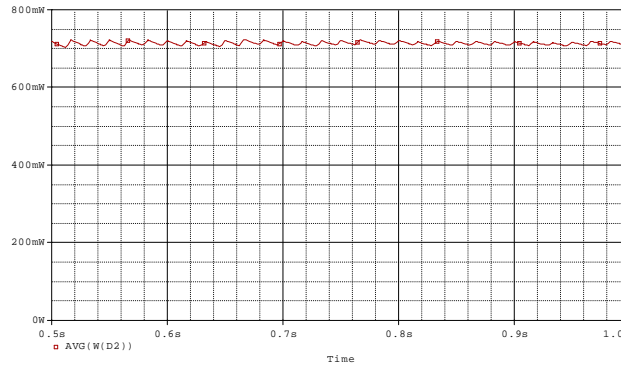


$$A1 = 485.432m, \quad 2.4117$$

Fuente: AUTORES

La potencia promedio que disipa el diodo rectificador es de 2.41 W.

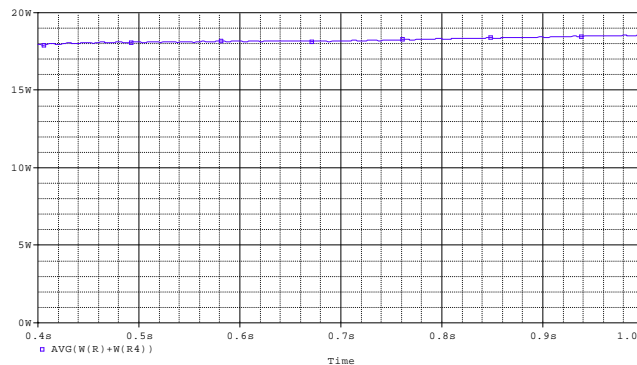
Figura 35. Potencia promedio del diodo de libre paso D2.



A1 = 847.934m, 713.594m

Fuente: AUTORES

Figura 36. Potencia promedio en la salida.



A1 = 800.485m, 18.312

Fuente: AUTORES

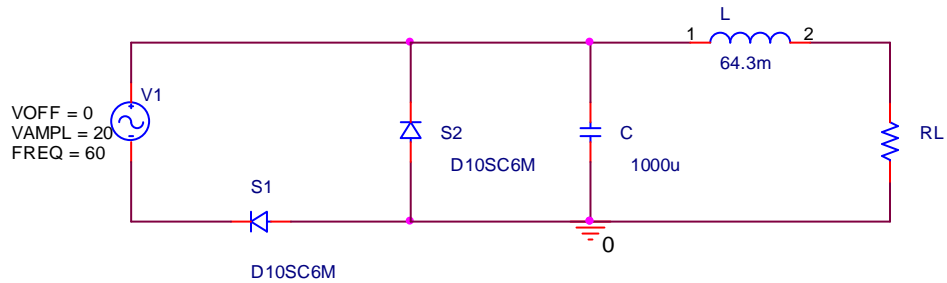
Se calculó la eficiencia correspondiente a los diodos KBPC5010:

$$\eta = \frac{\bar{P}_o}{\bar{P}_i} = \frac{\bar{P}_o}{\bar{P}_o + \bar{P}_{sc}} = \frac{18.312}{18.312 + (0.71 + 2.4117)} = 0.8543 \text{ o } 85.43\%$$

ECUACIÓN 3

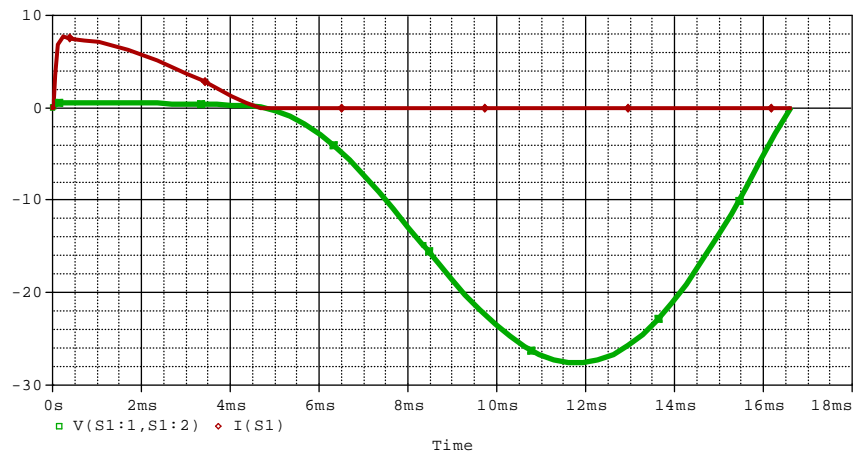
A continuación se reemplazaron los diodos KBPC5010 del convertidor por diodos de menor caída de tensión, denominados diodos *Schottky*.

Figura 37. Convertidor con diodos *Schottky* D10SC6M.



Fuente: AUTORES

Figura 38. Caída de tensión y corriente en diodo *Schottky* rectificador S1.



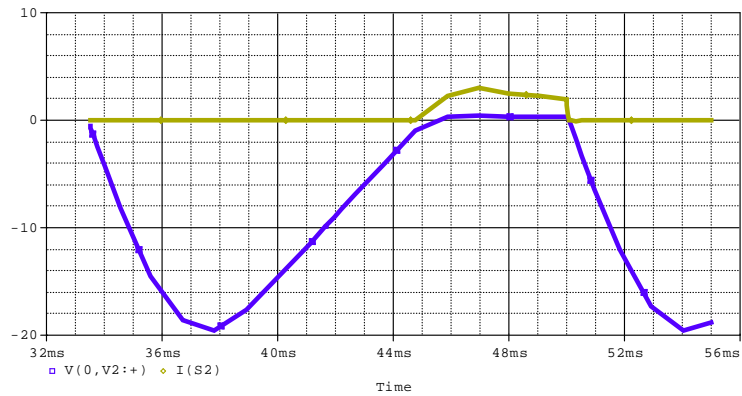
Caída de tensión

$$A1 = 1.0366m, 536.763m$$

Fuente: AUTORES

Analizando la caída de tensión en el diodo, se observa que su caída es de 0.536V. De igual manera se observa la caída de tensión del diodo de libre paso en la Figura 39.

Figura 39. Caída de tensión y corriente en diodo *Schottky* de libre paso S2.

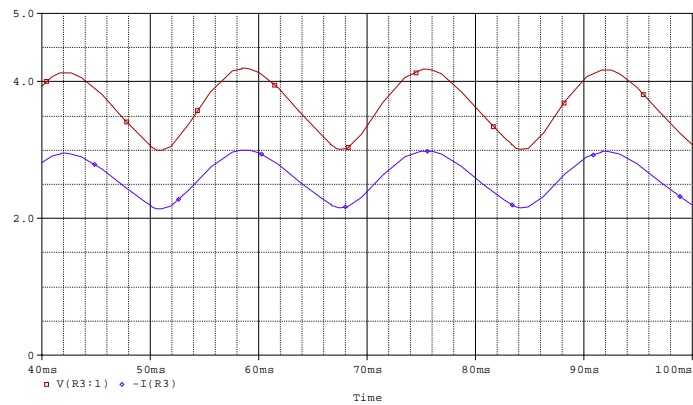


Caída de tensión

$$A1 = 30.976m, 423.944m$$

Fuente: AUTORES

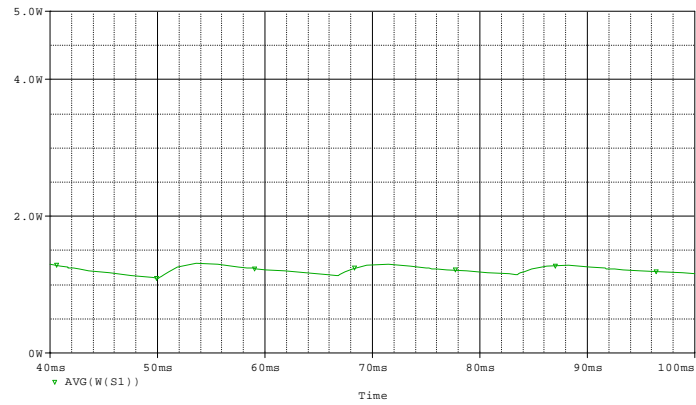
Figura 40. Tensión y corriente de salida del convertidor con diodos *Schottky*.



Fuente: AUTORES

Por medio de los vatímetros de la herramienta de simulación se procedió a determinar la eficiencia y por consiguiente el cálculo de los respectivos promedios de las mediciones para obtener el rendimiento.

Figura 41. Potencia promedio de diodo *Schottky* rectificador S1.

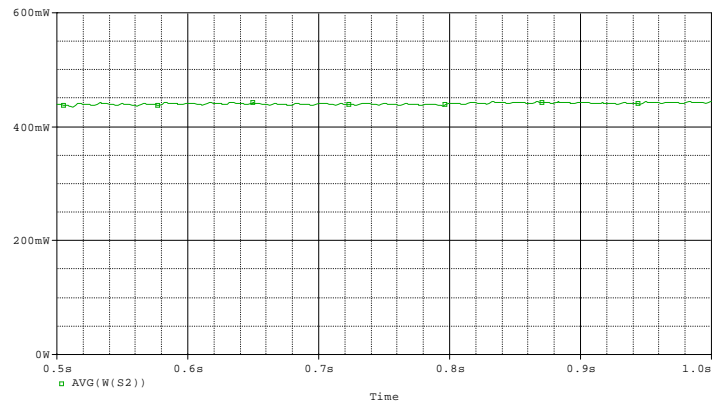


A1 = 74.208m, 1.2538

Fuente: AUTORES

Aplicando el valor promedio se tienen pérdidas de 1.25 W.

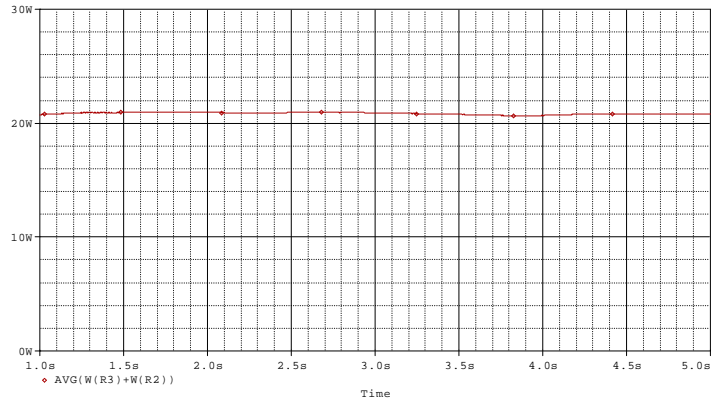
Figura 42. Potencia promedio de diodo *Schottky* de libre paso S2.



A1 = 825.820m, 440.869m

Fuente: AUTORES

Figura 43. Potencia promedio en la salida.



A1 = 3.4167, 20.789

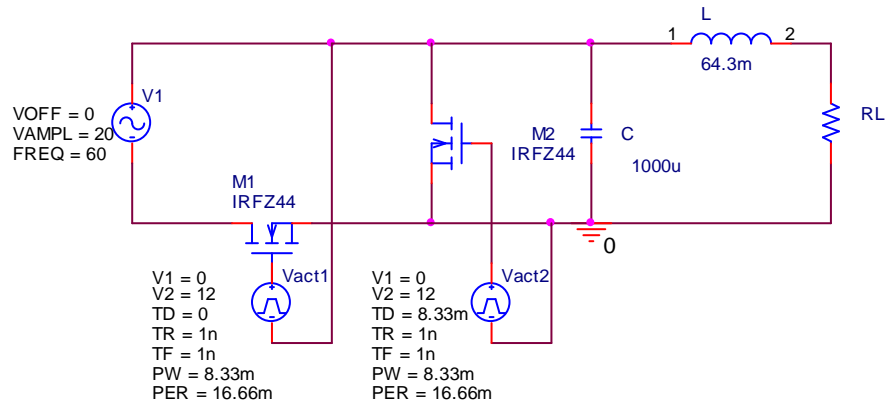
Fuente: AUTORES

Aplicando la ecuación del rendimiento se obtiene:

$$\eta = \frac{\bar{P}_o}{\bar{P}_i} = \frac{\bar{P}_o}{\bar{P}_o + \bar{P}_{sc}} = \frac{20.789}{20.789 + (0.44 + 1.2538)} = 0.9246 \text{ o } 92.46\%$$

ECUACIÓN 4

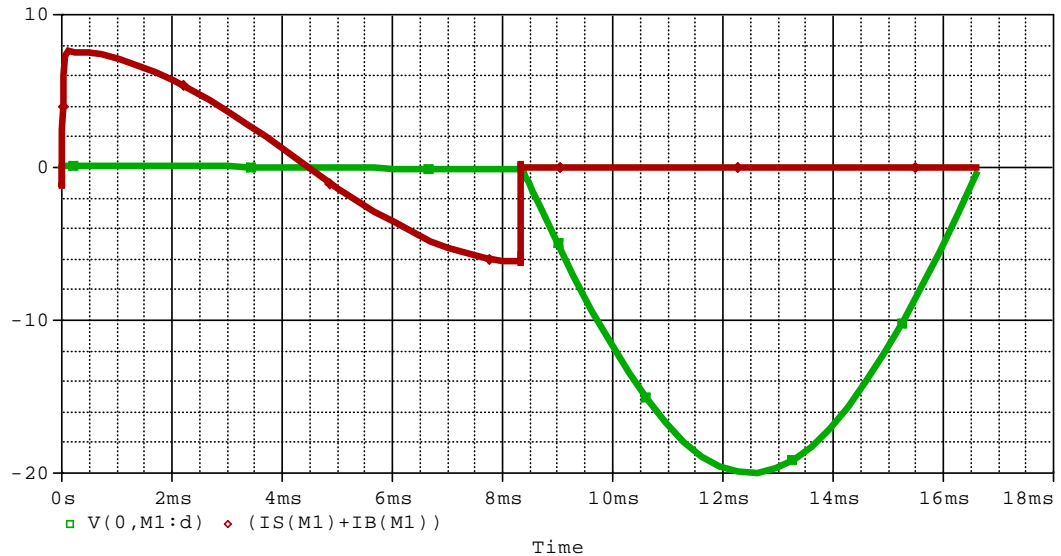
Figura 44. Esquema general rectificación síncrona.



Fuente: AUTORES

A partir del circuito de la Figura 45 se obtuvieron las formas de onda de interés para el cálculo de la eficiencia.

Figura 45. Caída de tensión y corriente en el rectificador síncrono M1.



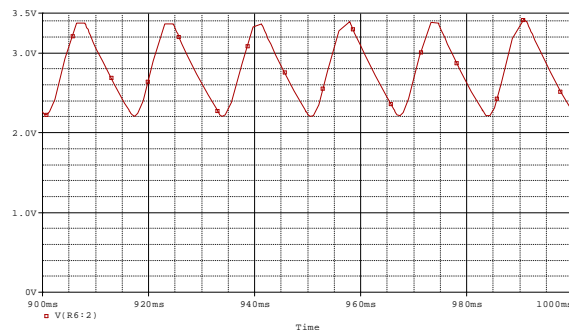
Caída de tensión

$$B1 = 1.3171m, 118.735m$$

FUENTE: AUTORES (Simulación en Orcad)

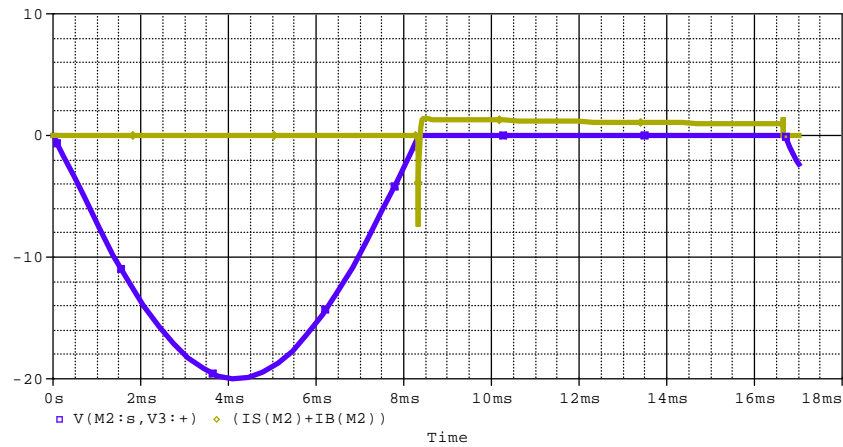
En la Figura 45 se observa la pequeña caída de tensión en el transistor y por medio de los cursores de la herramienta de simulación Orcad se puede determinar que la caída de tensión promedio en los transistores de potencia equivale a 118.73mV.

Figura 46. Tensión de salida del convertidor DC síncrono.



FUENTE: AUTORES

Figura 47. Caída de tensión y corriente en el rectificador síncrono de libre paso.

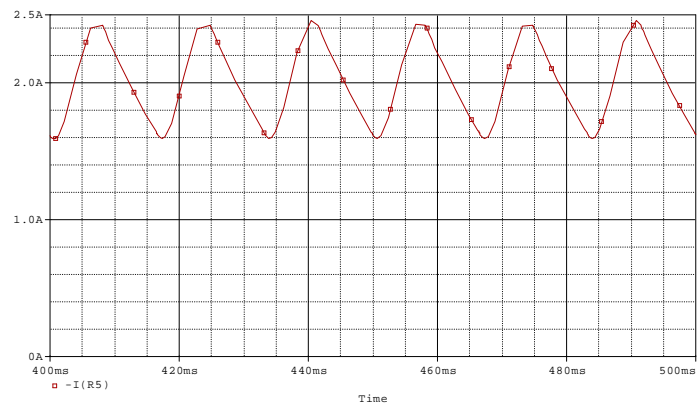


Caída de tensión

$$A1 = 578.134m, \quad 43.687m$$

FUENTE: AUTORES (Simulación en Orcad)

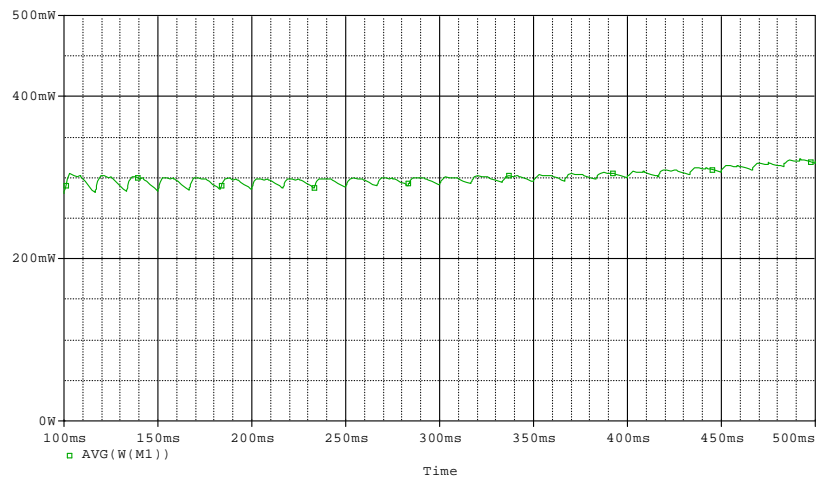
Figura 48. Corriente de salida del convertidor.



Fuente: AUTORES

En la Figura 48 se aprecia la corriente que pasa a través de la carga. En vista de los resultados de simulación es momento de analizar la eficiencia mediante la herramienta. En primer lugar se analizará la pérdida de potencia en el transistor que lleva acabo la rectificación.

Figura 49. Potencia promedio del transistor rectificador M1.

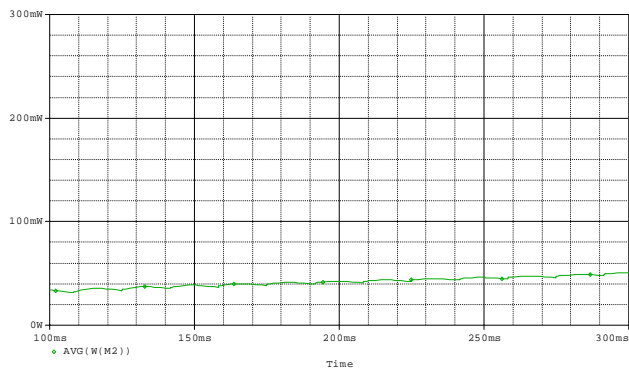


$$A1 = 332.450m, \quad 294.304m$$

Fuente: AUTORES

Las pérdidas del transistor rectificador en promedio son de 0.294W.

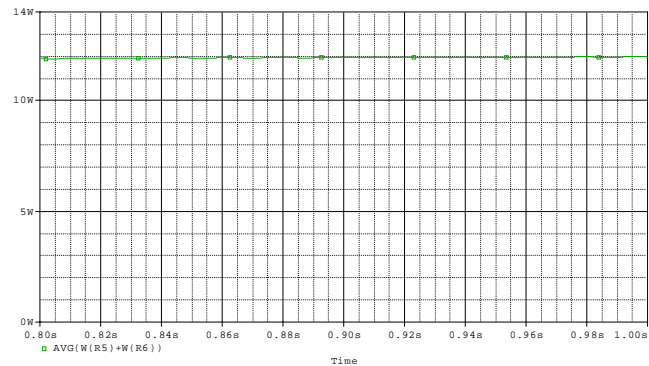
Figura 50. Potencia promedio del transistor de libre paso M2.



$$A1 = 300.041m, \quad 50.645m$$

Fuente: AUTORES

Figura 51. Potencia promedio en la salida.



A1 = 1.0000, 11.969

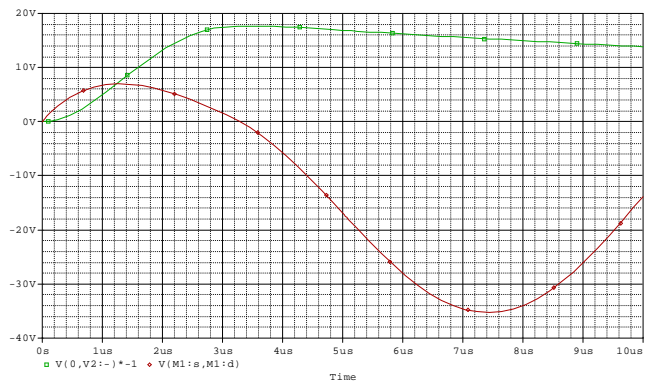
Fuente: AUTORES

La potencia promedio entregada a la carga es de 11.97W. A continuación se realiza el cálculo de eficiencia:

$$\eta = \frac{\overline{P_o}}{\overline{P_i}} = \frac{\overline{P_o}}{\overline{P_o} + \overline{P_{sc}}} = \frac{11.969}{11.969 + (0.05 + 0.29)} = 0.9723 \text{ o } 97.23\%$$

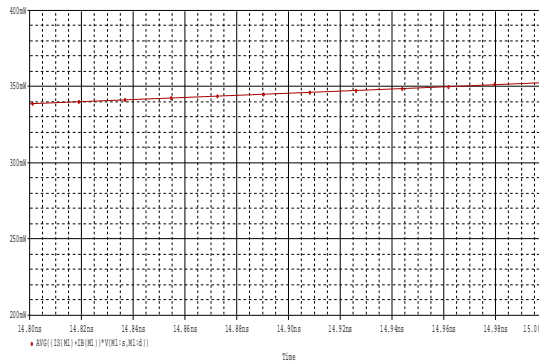
ECUACIÓN 5

Figura 52. Tensión V_{DS} en los transistores M1 y M2 a frecuencia de trabajo de 100kHz.



Fuente: AUTORES

Figura 53. Potencia promedio en el transistor M1 operando a 100kHz.



A1 = 15.000n, 352.451m

Fuente: AUTORES

En la Figura 53 se presentan las pérdidas por conmutación del transistor IRFZ44N en la frecuencia de trabajo de 100kHz, las cuales son significativas en frecuencias altas.

4. DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE UN CONVERTIDOR DC SÍNCRONO

4.1. Generalidades

El presente capítulo se enfocará en el diseño e implementación del convertidor DC síncrono, que opera a 60Hz y presenta pérdidas por conmutación despreciables en los transistores, es decir que no se van a tener en cuenta en la respuesta dinámica del convertidor. De igual manera, se presentan detalles acerca de la construcción y desarrollo del convertidor.

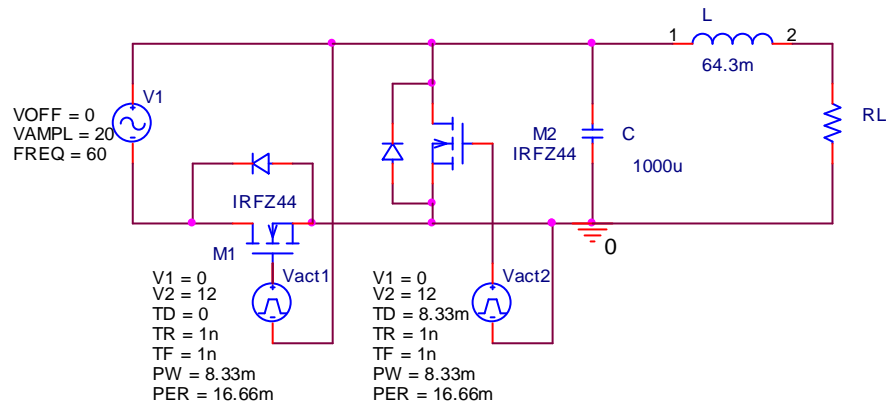
4.2. Diseño etapa de rectificación

Esta etapa es fundamental para el mejoramiento del desempeño del convertidor, ya que en la rectificación se concentran las pérdidas más significativas del convertidor. En esta investigación se comparó el comportamiento de diodos de propósito general, de diodos *Schottky*, y transistores *MOSFET* de potencia.

4.2.1. Rectificación síncrona excitada externamente.

El siguiente esquema muestra cómo se encuentra compuesta la rectificación síncrona con excitación externa.

Figura 54. Esquema general rectificación síncrona.



Fuente: AUTORES

El esquema del convertidor implementado comienza con un transformador de potencia que en este caso es de 100W. En su secundario, el objetivo es reemplazar la etapa de rectificación que se ha venido trabajando desde las simulaciones con diodos KBPC5010 y diodos *Schottky*, con el fin de obtener eficiencias elevadas. Para lograr esto, los diodos han sido reemplazados por transistores y se ubican en modo tal que los diodos parásitos del transistor de potencia estén en la misma dirección que la corriente en el circuito. Los IRFZ44N son transistores de tipo “n”, que soportan corrientes de 49A. Además de su rápida velocidad de conmutación, su característica importante es que posee una $R_{DS(on)}$ muy pequeña, lo cual hace a este transistor ideal para trabajar en aplicaciones donde se requiera rectificación síncrona debido a sus bajas pérdidas por conducción.

Para la aplicación de la rectificación síncrona es necesario tener en cuenta algunos aspectos como son:

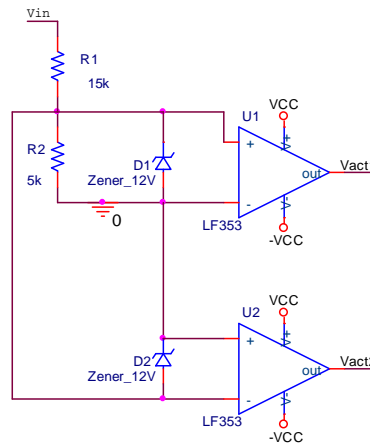
- a. Frecuencia de trabajo: Para el diseño del circuito que genera los pulsos que alimentan la puerta de los transistores para su conmutación.

- b. Tipo de rectificación: Media onda u onda completa, ya que esto define el número de rectificadores síncronos a implementar.
- c. Pérdidas en los rectificadores: Estudio detallado de pérdidas en los semiconductores.
- d. Complejidad del circuito. Depende del esquema de disparo que se emplee para controlar los rectificadores síncronos (transistores). Este circuito de control de disparo se diseñará posteriormente para el esquema completo de la rectificación síncrona.
- e. Costos: Un convertidor y una rectificación más compleja implica mayores costos debido al circuito de disparo de los transistores.

4.2.2. Circuito de disparo de rectificadores síncronos

El circuito de control de disparo de los rectificadores síncronos tiene como fin gobernar las conmutaciones de los transistores de potencia, con el objetivo de que trabajen sincrónicamente evitando la conducción simultánea. El transistor rectificador debe conducir en el ciclo positivo de la señal de 60Hz en el secundario del transformador y el transistor de paso libre debe conducir en el ciclo negativo respectivamente. El circuito de disparo se muestra en Figura 51, está compuesto por: amplificadores operacionales, capacitores, diodos rectificadores, diodos *Zener*, circuito de acoplamiento, fuentes auxiliares y resistencias.

Figura 55. Esquemático circuito de disparo de los MOSFET.



Fuente: AUTORES

Con el fin de activar las puertas de los rectificadores síncronos, el objetivo fundamental de este circuito es generar dos ondas cuadradas de 60 Hz, sincronizadas con la red y desfasadas 180°. En aplicaciones más complejas, los circuitos de control tienden a generar espacios de tiempo muerto como precaución para evitar conmutación simultánea de los transistores.

El diseño tiene la característica de vincular cualquier transformador que presente tensión menor a $120V_{pico}$ en su secundario. Se realizó un ajuste de tensión por medio de un divisor para que la tensión de entrada de los amplificadores operacionales se encuentre dentro del rango de operación (rango de entrada de modo común $\pm 12V$).

$$V_{in_OPAM} = \frac{5k * V_{in}}{5k + 15k} = 0.25 * V_{in}$$

ECUACIÓN 6

Los amplificadores operacionales empleados son LF353 de propósito general debido a:

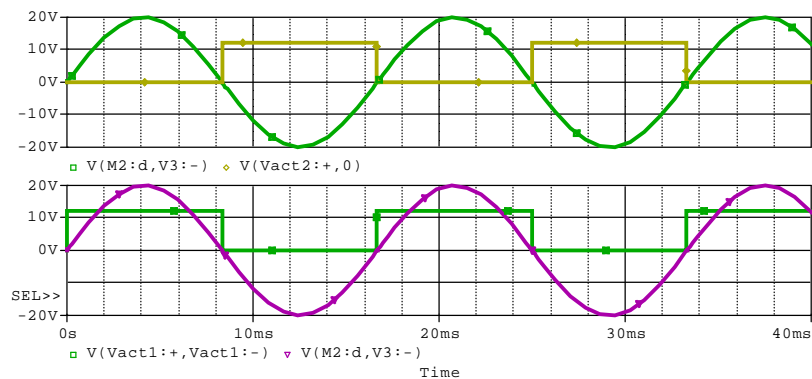
- Tensión diferencial de entrada ($\pm 30V$).

- Amplia ganancia en la frecuencia de trabajo.
- Alto *slew rate*.
- Son bipolares, es decir, se polarizan a 12V y -12V, ver anexo D.
- Se comportan como comparadores, con el fin de evaluar la señal de entrada de ellos y generar pulsos cuadrados.

Un Amplificador Operacional puede ser utilizado para determinar cuál de dos señales en sus entradas es mayor. Es suficiente con que una de estas señales sea ligeramente mayor para que cause que la salida del amplificador operacional sea máxima, ya sea positiva (V+) o negativa (V-).

El amplificador operacional U1A se comporta como comparador no inversor, la tensión de referencia se aplica a la entrada inversora, y la señal detectada se aplica a la entrada no inversora. Como la señal detectada es mayor que la tensión de referencia, la salida es una tensión igual a V+. El amplificador operacional U2A se comporta como comparador inversor, la tensión de referencia se aplica a la entrada no inversora y la señal detectada se aplica a la entrada inversora. La salida es una tensión igual a V-.

Figura 56. Salida etapa de disparo.



Fuente: AUTORES

Después de que los pulsos cuadrados son generados, se acopló el circuito de control de disparo con el circuito de potencia por medio del circuito integrado TLP250, este componente cumple la función de acoplamiento, aislando las tierras del circuito de control de disparo de la etapa de potencia.

Características.

- Corriente de salida ($\pm 1.5A$).
- Tensión de alimentación (10-35V), ver anexo E.

4.3. Diseño de etapa de filtrado

La técnica de rectificación es de media onda y como criterio de diseño de suma importancia impedir que las pérdidas en los filtros sean importantes. Además de conservar las características de la rectificación, se busca que la energía almacenada en el condensador no se descargue antes de que entre en conducción el siguiente periodo. Por tanto, la constante de tiempo RC debe ser grande en comparación con el periodo de la señal de 60Hz. Como criterio de selección, el ángulo θ para el cual el capacitor empiece a descargarse debe ocurrir entre $\pi/2$ y π .

En $\omega t = \theta$, las pendientes de las funciones de tensión son iguales, por consiguiente al evaluarse y despejarse las respuestas forzada y natural se llegará a las siguientes ecuaciones:

$$\frac{V_m \cos \theta}{V_m \sin \theta} = \frac{1}{-\omega RC}$$

$$\frac{1}{\tan \theta} = \frac{1}{-\omega RC}$$

ECUACIÓN 7[2]

Despejando y expresando θ para que se encuentre en el cuadrante adecuado:

$$\theta = \tan^{-1}(-\omega RC) = -\tan^{-1}(\omega RC) + \pi$$

$$C = \frac{\tan(\pi/6)}{120\pi * 1.4} = 1093\mu F$$

ECUACIÓN 8

Con el objetivo de alcanzar una característica continua en la forma de onda de corriente en la carga. la constante de tiempo L/R debe ser grande, lo que conlleva a una inductancia de valor grande. Como criterio de selección el ángulo de conducción de la inductancia debe estar cercano a $\pi/2$:

Donde:

$$Z = \sqrt{R^2 + (\omega L)^2} \text{ y } \phi = \tan^{-1}\left(\frac{\omega L}{R}\right)$$

$$L = \frac{\tan\left(\frac{\pi}{2.076}\right) * 1.4}{120\pi} = 64.5mH$$

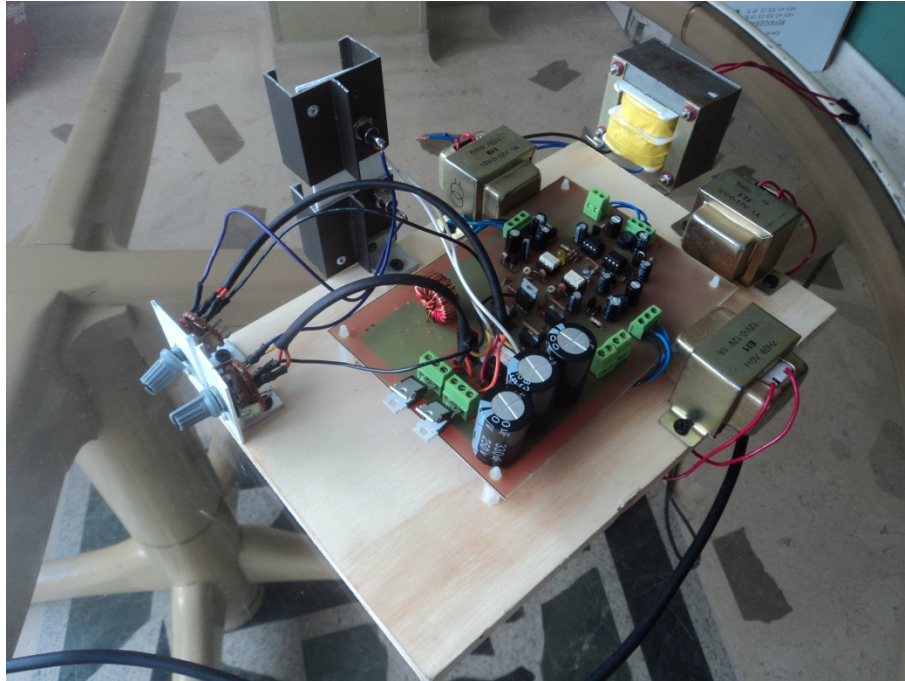
ECUACIÓN 9[2]

En lo concerniente a la carga del convertidor DC síncrono, fue diseñada con cierto grado de flexibilidad por lo cual se pueden conectar cargas de 1Ω .

5. RESULTADOS EXPERIMENTALES

En la Figura 57 se presenta el convertidor DC síncrono donde se evaluaron las configuraciones mencionadas y el rendimiento de cada una de ellas.

Figura 57. Convertidor síncrono.

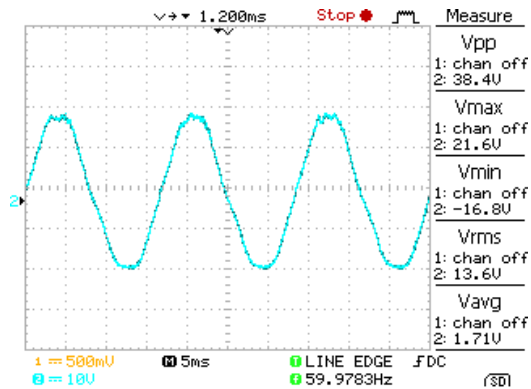


FUENTE: AUTORES

5.1. Convertidor DC con diodos rectificadores KBPC5010:

Una vez implementado el convertidor, es momento de presentar las respectivas pruebas. La corriente de prueba se midió por medio de una resistencia de 0.1Ω instalada en la PCB en serie con la corriente que se desea medir. En el oscilograma de la Figura 58, se observa la tensión del secundario del transformador de potencia.

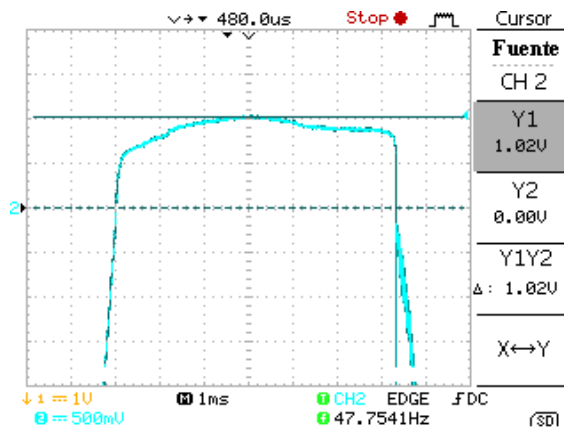
Figura 58. Tensión en el secundario del transformador de potencia.



FUENTE: AUTORES

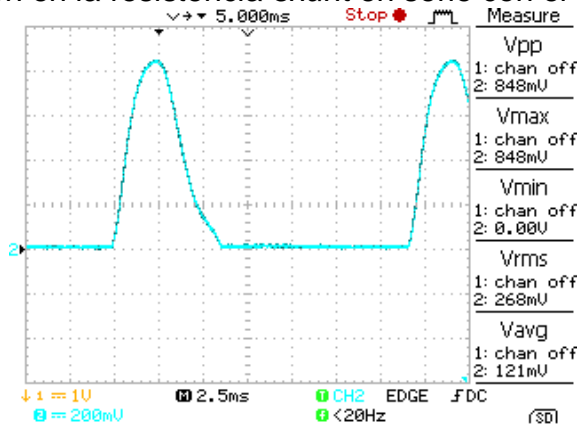
El objetivo fundamental de este trabajo de grado es la comparación de eficiencia entre tres dispositivos semiconductores estudiando la caída de tensión de cada uno de ellos. En la Figura 59 se observa la caída de tensión del diodo rectificador convencional.

Figura 59. Caída de tensión en diodo rectificador KBPC5010.



FUENTE: AUTORES

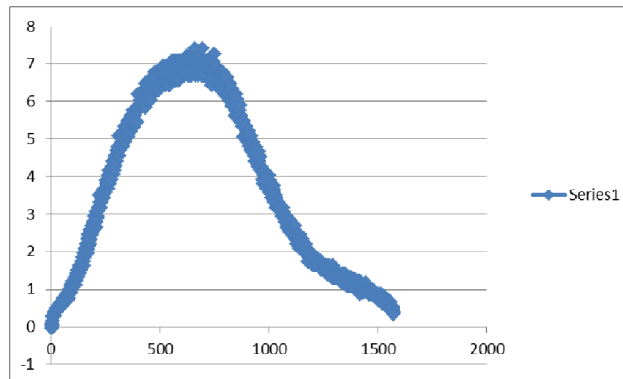
Figura 60. Tensión en la resistencia *shunt* en serie con el diodo rectificador.



FUENTE: AUTORES

La corriente que pasa a través del diodo rectificador tiene la forma de onda de la tensión que cae en la resistencia *shunt*. Por lo tanto, la magnitud de la corriente se obtiene al dividir la tensión en el *shunt* por el valor de la resistencia (Resistencia *shunt* = 0,1Ω). Para este caso, la corriente presenta un valor de 8.48A_{pico}.

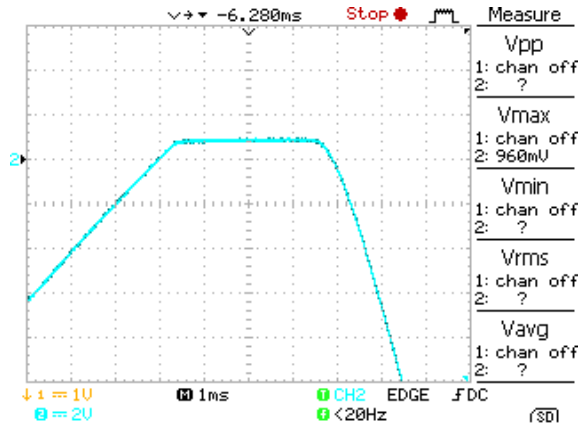
Figura 61. Potencia instantánea disipada en el diodo rectificador D1.



FUENTE: AUTORES

Es momento de observar el comportamiento del diodo de libre paso, la caída de tensión se observa en la Figura 62.

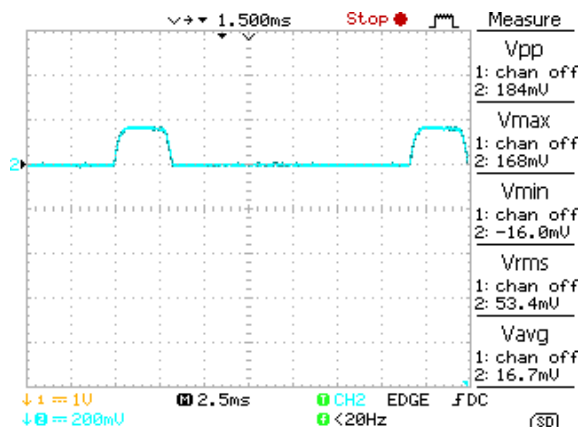
Figura 62. Caída de tensión del diodo de libre paso.



FUENTE: AUTORES

La caída de tensión en el diodo de libre paso es similar a la obtenida en el diodo rectificador y la corriente que pasa a través de él depende de la energía almacenada en la bobina de 64.3mH. La tensión es prácticamente constante con un valor V_{max} de 960mV.

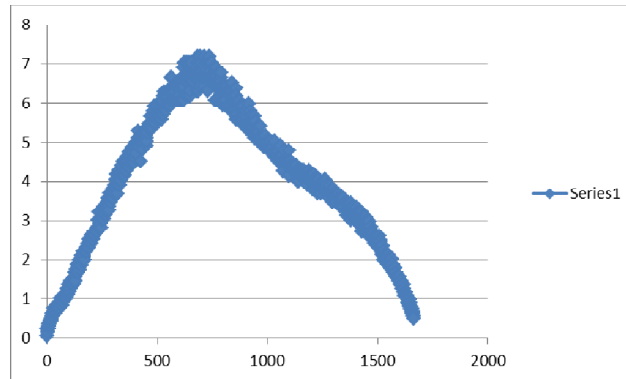
Figura 63. Tensión en la resistencia *shunt* en serie con el diodo de libre paso.



FUENTE: AUTORES

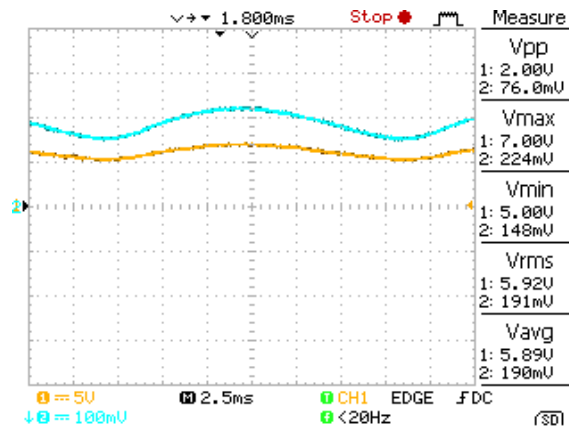
El oscilograma de la Figura 63 permite identificar plenamente la conducción del diodo de libre paso, además se observa la forma de onda de la corriente que pasa a través de él, cuyo valor es 1.84A y se obtiene al dividir la tensión en el *shunt* por el valor de la resistencia (Resistencia *shunt* = 0,1Ω).

Figura 64. Potencia instantáneadisipada en el diodo de libre paso D2



FUENTE: AUTORES

Figura 65. Tensión en la resistenciashunt de salida y tensión de carga del convertidor.



FUENTE: AUTORES

- Forma de onda de la corriente
- Forma de onda de la tensión

La tensión medida en la resistencia *shunt* de salida dividida por el valor del *shunt* representa la corriente que pasa a través de la carga y el filtro inductivo con valor cercano a $1.9A_{avg}$. Al mismo tiempo se observa la tensión de salida en la carga con un valor de $5.89V_{avg}$.

El análisis de eficiencia se realizó en Excel con los valores adquiridos del osciloscopio. Los parámetros necesarios para el estudio de rendimiento son:

- P_o : Promedio del vector producto entre tensión y corriente de salida instantánea del convertidor.
- P_{sc} : Promedio del vector producto entre tensión del elemento rectificador y corriente de salida instantánea del convertidor.

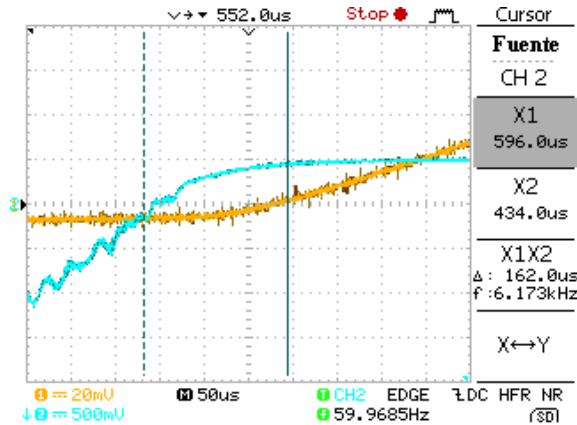
$$\eta = \frac{\bar{P}_o}{\bar{P}_l} = \frac{\bar{P}_o}{\bar{P}_o + \bar{P}_{sc}} = \frac{17.79}{17.79 + (1.846 + 2.03)} = 0.8211 \text{ o } 82.11\%$$

ECUACIÓN 10

Terminado el análisis de eficiencia, es momento de observar la respuesta dinámica de los diodos KBPC5010:

Nota: Cuando se habla de la respuesta dinámica, se hace referencia al tiempo de encendido de los semiconductores en el momento de la conmutación. Se considera tiempo de encendido al instante en el que el semiconductor alcanza el 80% de la tensión umbral.

Figura 66. Tiempo de encendido del diodo rectificador D1.



FUENTE: AUTORES

El tiempo de encendido del diodo rectificador es de 162us, facilitando el cálculo de las pérdidas por conmutación. El cálculo se realizó de acuerdo con la siguiente ecuación:

$$P_{cm} = \frac{\int_0^t V_{inst} * I_{inst} * dt}{T}$$

$$= \frac{(V * I)_{avg} * t}{T} = \frac{0.2131 * 0.000162}{0.01666} = 0,00207142W$$

ECUACIÓN 11

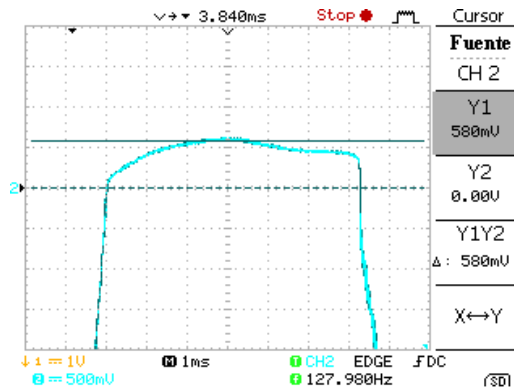
Las pérdidas por conmutación dependen de la frecuencia de trabajo del convertidor, el cálculo demuestra que a 60Hz las pérdidas tienen un valor de 2.07mW, un valor despreciable comparado con las pérdidas de conducción.

Laprueba de tiempo de apagado del diodo tiene comportamiento similar a la prueba de tiempo de encendido, por tal razón no afectan de manera significativa la respuesta dinámica del convertidor.

5.2. Convertidor DC con diodos *Schottky*D10SC6M.

Las pruebas con los diodos *Schottky* fueron efectuadas en las mismas condiciones de carga que las realizadas anteriormente.

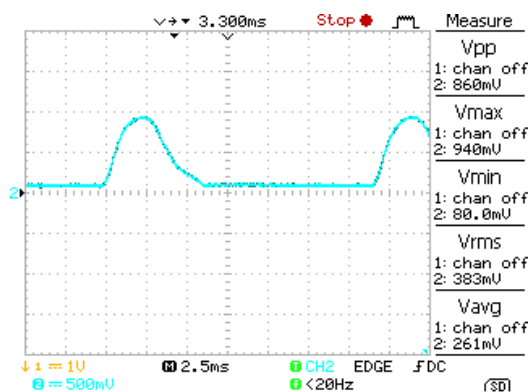
Figura 67. Caída de tensión en el diodo *Schottky* rectificador S1.



FUENTE: AUTORES

La caída de tensión del diodo *Schottky* rectificador presenta un valor máximo de 580mV, la cual es menor en comparación con la obtenida en el diodo rectificador convencional logrando así menores pérdidas por conducción y la mejora de la eficiencia del convertidor.

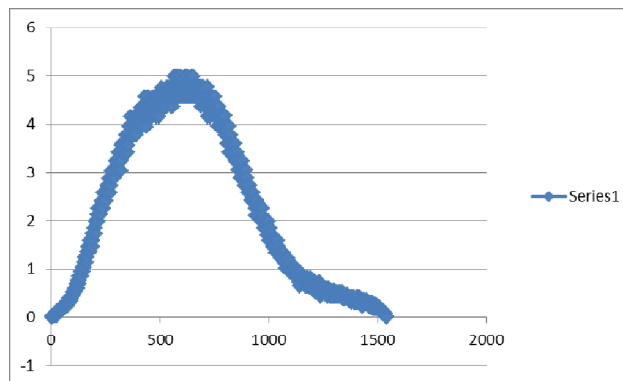
Figura 68. Tensión en la resistencia *shunt* en serie con el *Schottky* rectificador S1.



FUENTE: AUTORES

La tensión en la resistencia *shunt* en serie con el *Schottky* rectificador muestra la forma de onda de la corriente, siendo ésta equivalente a la suma de la corriente en la carga y el filtro capacitivo. La corriente presenta picos de corriente de $8.6A_{pico}$.

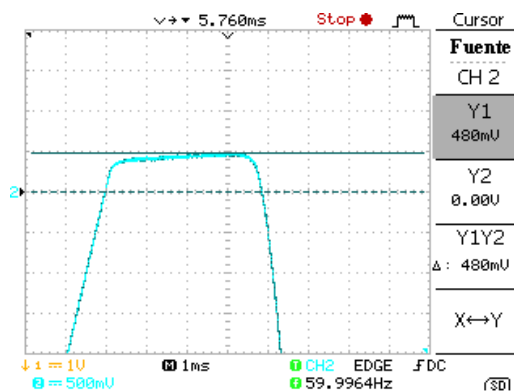
Figura 69. Potencia instantánea disipada en el diodo *Schottky* rectificador S1



FUENTE: AUTORES

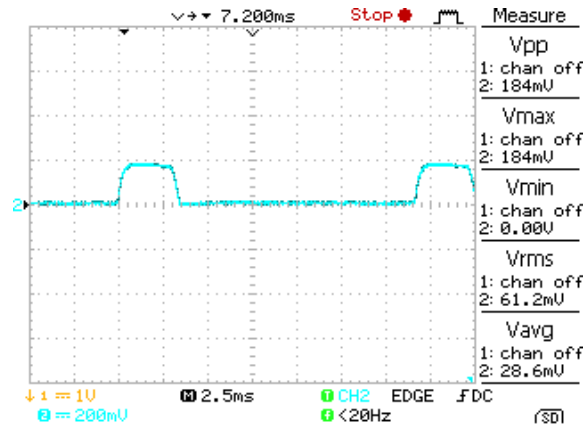
La tensión que presenta el diodo *Schottky* de libre paso tiene un valor máximo de 480mV.

Figura 70. Tensión del diodo *Schottky* de libre paso.



FUENTE: AUTORES

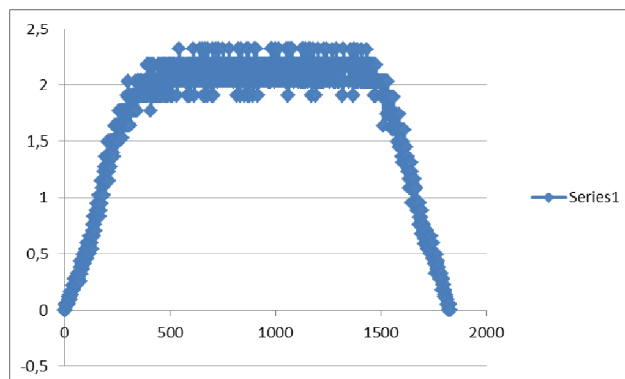
Figura 71. Tensión en la resistencia *shunt* en serie con el diodo *Schottky* de libre paso.



FUENTE: AUTORES

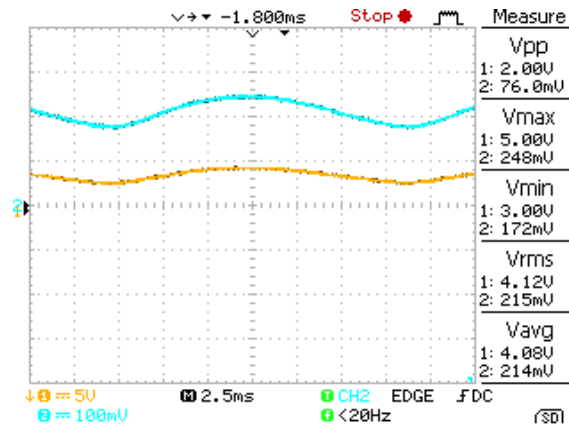
La corriente que pasa a través del diodo *Schottky* de libre paso es de $1.84A_{pico}$.

Figura 72. Potencia instantánea disipada en el diodo *Schottky* de libre paso S2



FUENTE: AUTORES

Figura 73. Tensión en la resistencia *shunt* de salida y tensión en la carga del convertidor.



FUENTE: AUTORES

- Forma de onda de la corriente
- Forma de onda de la tensión

El comportamiento del convertidor con diodos *Schottky* es similar al presentado en la configuración anterior, por tanto el incremento del rendimiento será demostrado por medio del análisis de eficiencia.

El análisis de eficiencia realizado es el mismo que se efectuó para el diodo KBPC5010 despreciando pérdidas por conmutación. :

$$\eta = \frac{\bar{P}_o}{\bar{P}_i} = \frac{\bar{P}_o}{\bar{P}_o + \bar{P}_{sc}} = \frac{16.7}{16.7 + (1.116 + 0.353)} = 0.9191 \text{ o } 91.91\%$$

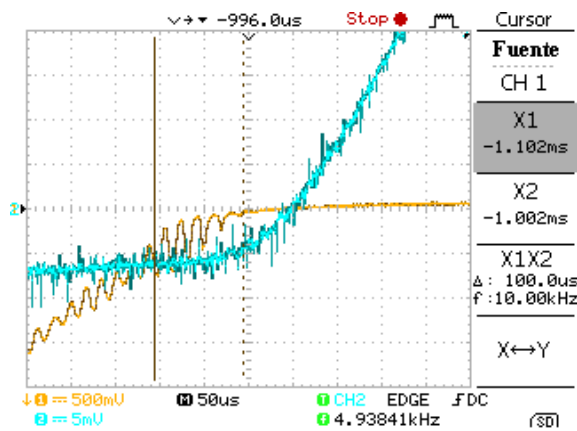
ECUACIÓN 12

Terminado el análisis de eficiencia, es momento de observar la respuesta dinámica de los diodos *Schottky*.

Nota: Cuando se habla de la respuesta dinámica, se hace referencia al tiempo de encendido de los semiconductores en el momento de la conmutación. Se

considera tiempo de encendido al instante en el que el semiconductor alcanza el 80% de la tensión umbral.

Figura 74. Tiempo de encendido del diodo *Schottky*.



FUENTE: AUTORES

El tiempo de encendido del diodo *Schottky* rectificador es de 100us, lo cual facilita el cálculo de las pérdidas por conmutación:

$$P_{cm} = \frac{\int_0^t V_{inst} * I_{inst} * dt}{T}$$

$$= \frac{(V * I)_{avg} * t}{T} = \frac{0.0089369 * 0.0001}{0.01666} = 53.64 \mu W$$

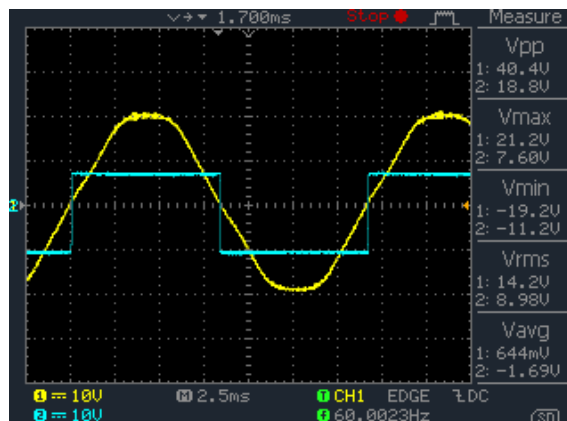
ECUACIÓN 13

Las pérdidas por conmutación dependen de la frecuencia de trabajo del convertidor, el cálculo demuestra que a 60Hz las pérdidas en los diodos *Schottky* tienen un valor de 53.64μW, un valor despreciable comparado con las pérdidas por conducción.

5.3. Convertidor DC con rectificación síncrona con transistores IRFZ44N

Una vez analizadas las topologías anteriores, es momento de poner en práctica la rectificación síncrona. En el oscilograma presentado en la Figura 75, se visualiza la tensión de entrada del convertidor síncrono que proviene del secundario del transformador de potencia.

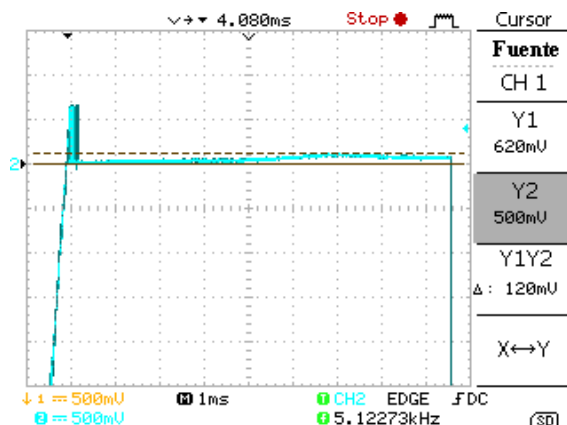
Figura 75. Señal de entrada y señal de disparo del convertidor síncrono.



FUENTE: AUTORES

El valor máximo de tensión que presenta el transistor es de 0.12V.

Figura 76. Tensión V_{DS} del MOSFET rectificador M1.

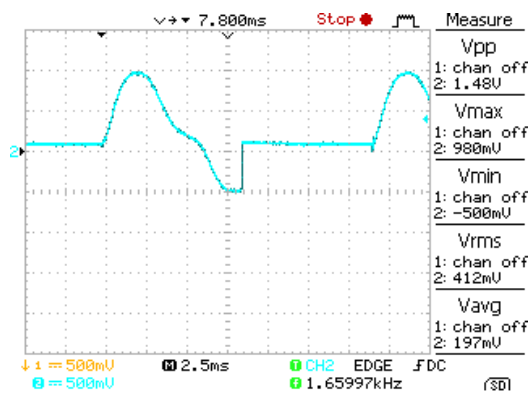


FUENTE: AUTORES

La Figura 76 muestra que la baja caída de tensión presentada en el transistor rectificador se debe al comportamiento resistivo unidireccional del semiconductor que trabaja en la región de triodo.

La Figura 77 muestra la tensión medida a través de la resistencia *shunt* en serie con el transistor rectificador y representa la forma de la corriente de los filtros y la carga.

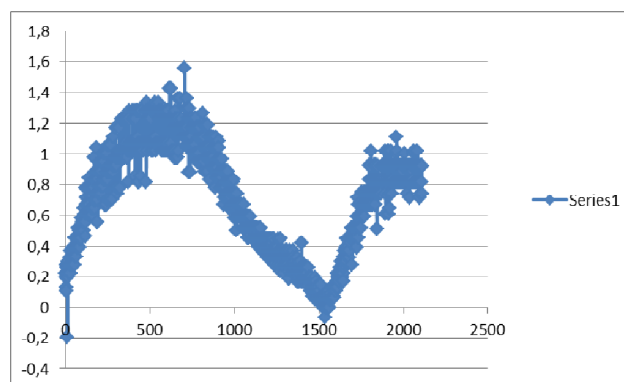
Figura 77. Tensión en la resistencia *shunt* en serie con el transistor rectificador M1.



FUENTE: AUTORES

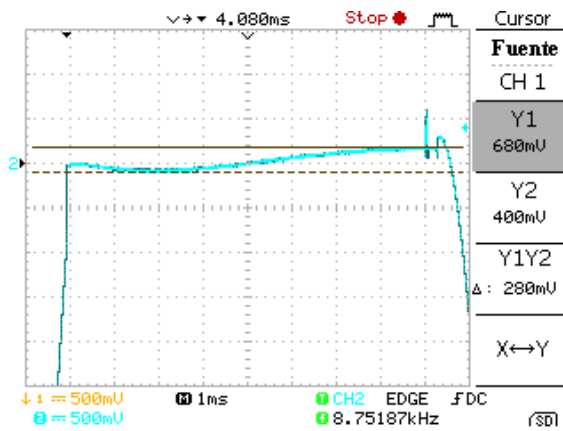
El valor máximo de corriente que pasa a través del transistor M1 es de 9.8A.

Figura 78. Potencia instantánea disipada en el *MOSFET* rectificador M1



FUENTE: AUTORES

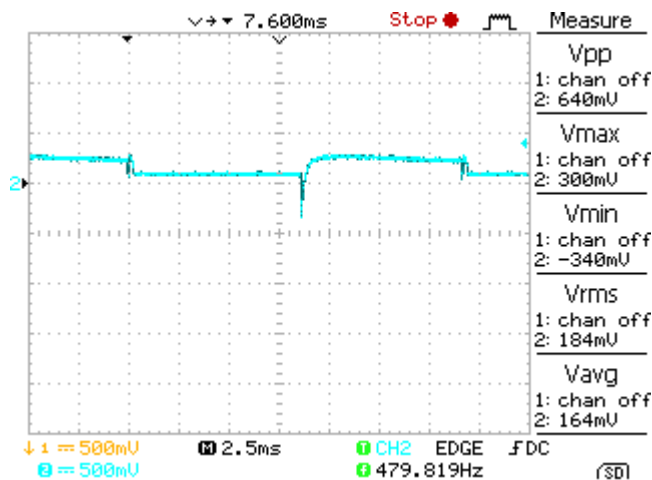
Figura 79. Tensión V_{DS} del *MOSFET* de libre paso M2.



FUENTE: AUTORES

El valor máximo de tensión que presenta el transistor es de 0.12V.

Figura 80. Tensión en la resistencia *shunt* en serie con el *MOSFET* de libre paso.

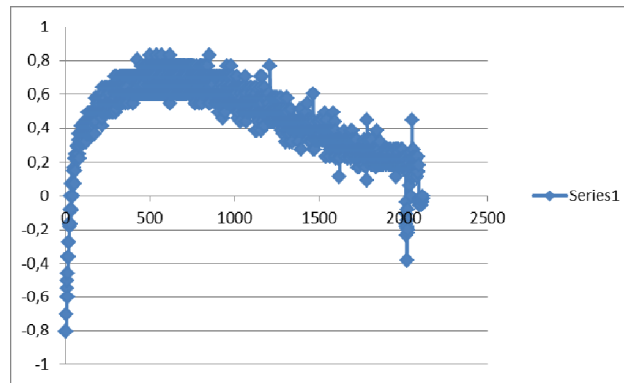


FUENTE: AUTORES

El valor máximo de corriente que presenta el transistor de libre paso es 3A. Enfatizando un poco más acerca de la conmutación de los rectificadores síncronos. En la Figura 80 se alcanza a apreciar un corto en un pequeño instante de tiempo en el momento en que el transistor de libre paso va a entrar en conducción sin afectar de manera significativa el funcionamiento del convertidor.

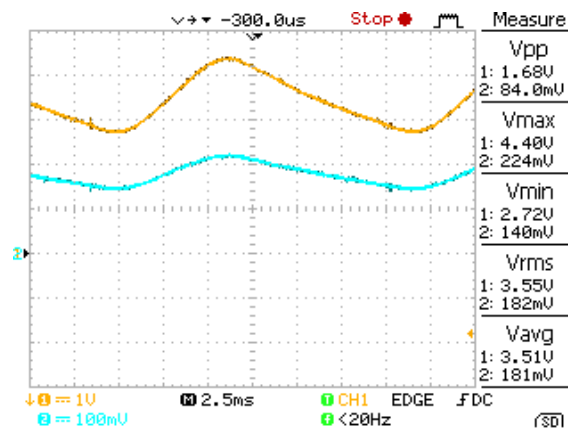
En vista de esto, los diseñadores para seguridad de los dispositivos recomiendan la adición de circuitos que permitan generar tiempos muertos.

Figura 81. Potencia instantánea disipada en el *MOSFET* de libre paso M2



FUENTE: AUTORES

Figura 82. Tensión en la resistencia *shunt* de salida y tensión de carga del convertidor DC síncrono.



FUENTE: AUTORES

- Forma de onda de la corriente
- Forma de onda de la tensión

Finalmente, el análisis de eficiencia del convertidor DC síncrono:

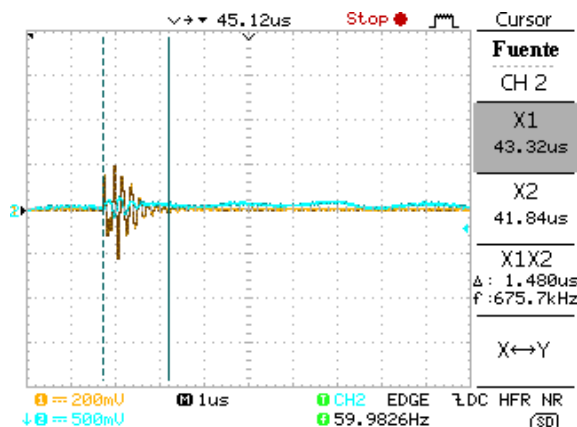
$$\eta = \frac{\bar{P}_o}{\bar{P}_l} = \frac{\bar{P}_o}{\bar{P}_o + \bar{P}_{sc}} = \frac{12.159}{12.159 + (0.179 + 0.0336)} = 0.9828 \text{ o } 98.28\%$$

ECUACIÓN 14

Terminado el análisis de eficiencia, es momento de observar la respuesta dinámica de los transistores *MOSFET*.

Nota: Cuando se habla de la respuesta dinámica, se hace referencia al tiempo de encendido de los semiconductores en el momento de la conmutación. Se considera tiempo de encendido al instante en el que el semiconductor alcanza el 80% de la tensión umbral.

Figura 83. Tiempo de encendido del *MOSFET* rectificador M1.



FUENTE: AUTORES

El tiempo de encendido del *MOSFET* rectificador es de 1.48us, en vista de esta evidencia, el cálculo de las pérdidas por conmutación se realizó de la siguiente manera:

$$P_{cm} = \frac{\int_0^t V_{inst} * I_{inst} * dt}{T}$$

$$= \frac{(V * I)_{avg} * t}{T} = \frac{0.0016847 * 0.00000148}{0.01666} = 0,15\mu W$$

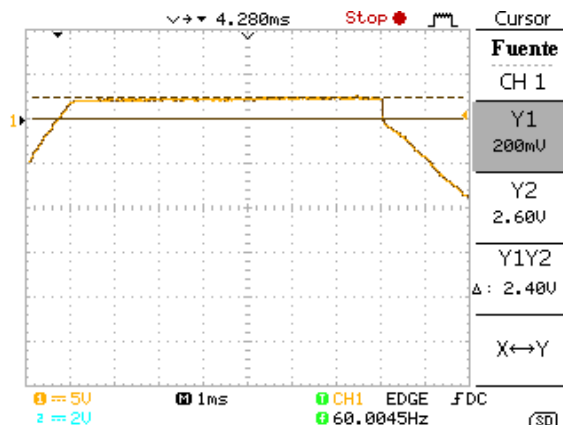
ECUACIÓN 15

El cálculo demuestra que a 60Hz las pérdidas tienen un valor de 0.15μW, en vista de este cálculo las pérdidas por conmutación son consideradas despreciables en comparación con las pérdidas por conducción.

5.4. Conducción de los diodos internos de los rectificadores síncronos.

En la Figura 84 se observa la tensión en el diodo interno que poseen los *MOSFET* entre drenador y surtidor. Con el fin de obtener el funcionamiento del diodo interno se procede a la desactivación del control de encendido de los *MOSFET*.

Figura 84. Tensión diodo interno del transistor.

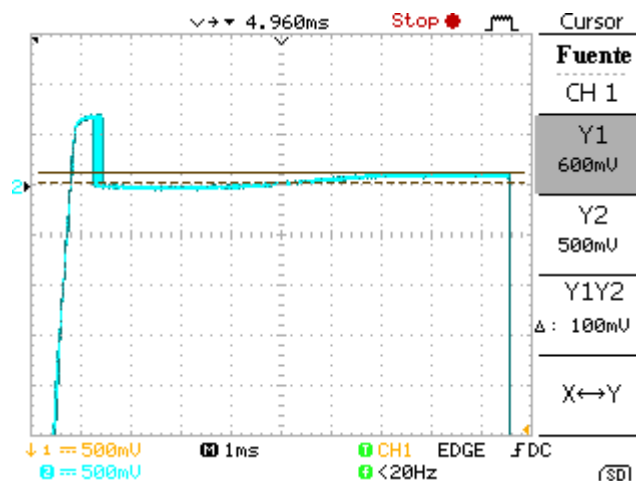


FUENTE: AUTORES

5.5. Rectificación síncrona: Mejoramiento de eficiencia con transistores en paralelo.

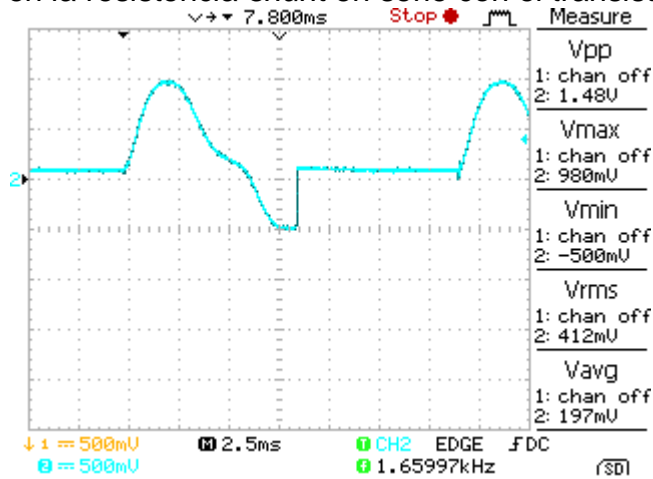
Para elevar el rendimiento del convertidor DC, existe la opción de ubicar transistores en paralelo tanto en la etapa de rectificación como en la del transistor de libre paso y aprovechar el comportamiento resistivo de los transistores de enriquecimiento *MOSFET*. Inicialmente el cambio se verá reflejado en la caída de tensión V_{DS} del rectificador síncrono. En la Figura 85 se observa el comportamiento de la señal V_{DS} cuando se tienen dos transistores IRFZ44N en paralelo. A simple vista la caída de tensión de los transistores es más pequeña en comparación con los diodos KBPC5010, *SchottkyD10SC6M* y los *MOSFETIRFZ44N*. Esto se debe a que en la rectificación síncrona los transistores se comportan como una resistencia unidireccional, por lo tanto el valor resistivo en ese punto disminuye, en otras palabras cuántos más transistores sean puestos en paralelo menores serán las pérdidas de potencia lográndose una mayor eficiencia.

Figura 85. Tensión V_{DS} de transistores rectificadores en paralelo.



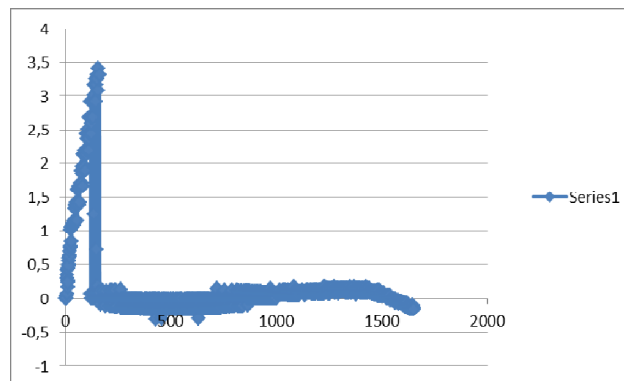
FUENTE: AUTORES

Figura 86. Tensión en la resistencia *shunt* en serie con el transistor rectificador.



FUENTE: AUTORES

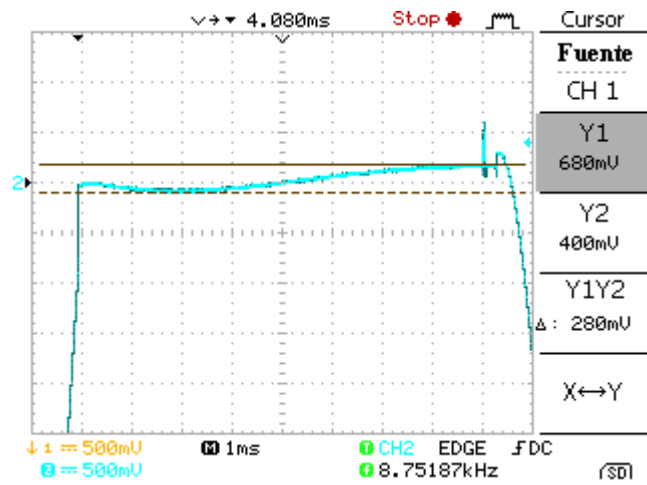
Figura 87. Potencia instantánea disipada en los *MOSFET* rectificadores



FUENTE: AUTORES

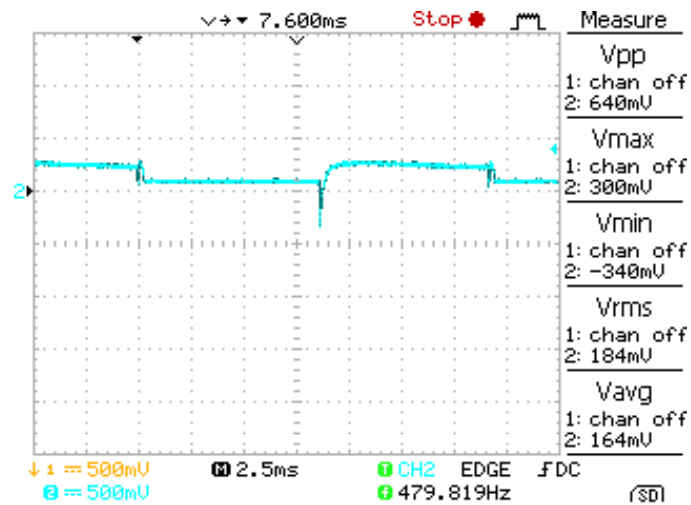
En vista de los resultados presentados y en concordancia con lo ya establecido, es evidente el aumento de la eficiencia de los rectificadores síncronos y el comportamiento como resistencia unidireccional de los transistores utilizados en la técnica de rectificación.

Figura 88. Tensión V_{DS} de transistores rectificadores de libre paso.



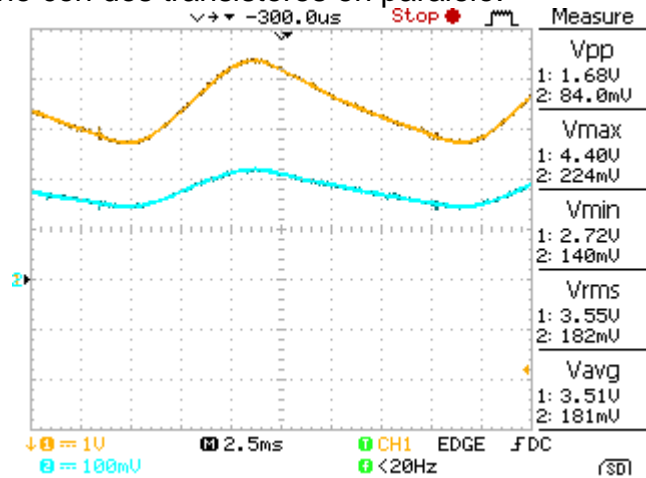
FUENTE: AUTORES

Figura 89. Tensión en la resistencia *shunt* en serie con el transistor de libre paso.



FUENTE: AUTORES

Figura 90. Tensión en la resistencia *shunt* de salida y tensión de la carga del convertidor síncrono con dos transistores en paralelo.



FUENTE: AUTORES

El comportamiento de las señales de tensión y corriente del convertidor DC síncrono con dos transistores en paralelo es similar al presentado en la configuración anterior.

A continuación se realizarán los cálculos de rendimiento (ver anexo H).

$$\eta = \frac{\bar{P}_o}{\bar{P}_i} = \frac{\bar{P}_o}{\bar{P}_o + \bar{P}_{sc}} = \frac{12.159}{12.159 + (0.0601 + 0.012)} = 0.9941 \text{ o } 99.41\%$$

ECUACIÓN 16

Tabla 1. Eficiencia en el convertidor *DC* síncrono

RENDIMIENTO	DIODO KBPC5010	DIODO <i>SCHOTTKY</i>	<i>MOSFET</i>	<i>MOSFET</i> EN PARALELO
V_{DS} [mv]	1020	560	100	65.09
P_o [W]	17.79	16.7	12.159	12.159
P_{dr} [W]	2.03	1.116	0.179	0.0601
P_{dim} [W]	1.846	0.353	0.0336	0.012
η [%]	82.11	91.91	98.28	99.41

6. CONCLUSIONES, OBSERVACIONES Y RECOMENDACIONES

- ✓ Por medio de los resultados experimentales se verificó el incremento de eficiencia en un convertidor DC de media onda comparando la caída de tensión de cada uno de los dispositivos semiconductores usados en la rectificación.
- ✓ El semiconductor de libre paso es necesario para la liberación de energía del filtro inductivo, evitando que la energía acumulada en la bobina pueda dañar el transistor mientras éste esté desactivado.
- ✓ El comportamiento resistivo unidireccional del transistor es la clave del incremento de la eficiencia ya que se logran alcanzar caídas de tensión menores al conectarse en paralelo.
- ✓ El circuito de control de disparo no posee un lazo de realimentación debido a que las señales de activación de los rectificadores síncronos no depende de la salida del convertidor, afirmando así un sistema de control en lazo abierto.
- ✓ La implementación del convertidor síncrono de onda completa necesita de un circuito de disparo más complejo y el uso de otra topología. El trabajo expuesto sirve de base para más convertidores de este tipo, además se recomienda realizar el convertidor de onda completa, con una frecuencia de trabajo de 60Hz o del orden de los 100kHz.
- ✓ La herramienta Orcad Capture fue de gran ayuda para implementar la técnica de rectificación, esto se verificó al obtener resultados experimentales similares a los obtenidos en la etapa de simulación.

- ✓ A pesar que el convertidor DC síncrono mejora la eficiencia, implica un costo mayor debido a los componentes necesarios para su implementación en la etapa de disparo y generación de pulsos. Dependiendo del tipo de aplicación, el usuario dispondrá del uso de esta técnica.
- ✓ En la conmutación se distinguen picos de tensión en pequeños instantes de tiempo generados por la conducción simultánea de los semiconductores. Aunque estos cortos no son perjudiciales en otras situaciones complejas podrían causar daños importantes en los dispositivos, por consiguiente en determinadas aplicaciones es recomendable adicionar circuitos generadores de tiempo muerto y protecciones contra sobretensión (redes *snubber* y varistores).
- ✓ El incremento de eficiencia se logró debido al comportamiento de los transistores como resistencias unidireccionales. La corriente se divide en la cantidad de transistores en paralelo, logrando caídas de tensión menores. Respecto a la eficiencia, se justifica el uso de transistores en paralelo aunque los costos incrementan el valor del convertidor.
- ✓ El circuito de disparo es simple, se invita a mejorarlo para evitar traslape y además mantener tensión constante a la salida.
- ✓ Para la selección adecuada del transistor rectificador se tuvieron en cuenta los siguientes criterios:
 - La resistencia de activación $R_{DS(on)}$ es baja, con el objetivo de reducir las pérdidas por conducción.
 - Los tiempos de conmutación del transistor son bajos.
 - El dispositivo soporta elevadas temperaturas de operación.

- Debe ser un transistor *MOSFET* de Potencia, debido a que los BJT no todos presenta diodo interno y sus tiempos de conmutación son lentos en comparación de los *MOSFET*.
- El diodo interno del transistor debe contar con algunas características que presenta el transistor en conducción.

7. REFERENCIAS

- [1]BOYLESTAD, Robert L. Electrónica: Teoría de Circuitos y Dispositivos Electrónicos
- [2]HART, Daniel W. Electrónica de potencia, Prentice Hall, 2009.
- [3] HUIRCÁN, Juan Ignacio. Reguladores de Tensión
<http://www.bolanosdj.com.ar/TEORIA/REGULADORES.PDF>
- [4]NAGANO, Gabriel. Reguladores de Voltaje discretos
<http://gabrielnagano.galeon.com/tarea4.htm>
- [5]PACHECOALAMOS, Arnoldo. Análisis de pérdidas del convertidor Buck síncrono para aplicaciones móviles. Cenidet, tesis de maestría, 2007
- [6]SÁNCHEZ HERNÁNDEZ, A. Estudio y desarrollo de un módulo de regulación de tensión multifase. Cenidet, tesis de maestría, 2004
- [7]On Semiconductors. Switchmode power supply reference manual. Sept-1999
- [8] VISAIRO CRUZ, H. convertidores cd/cd para aplicaciones de baja tensión. Cenidet. Tesis de doctorado. 2004



ANEXOS

ANEXO C: Hoja de datos IRFZ44N.

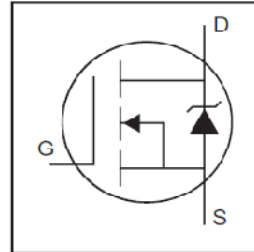
International
IR Rectifier

PD - 94053

IRFZ44N

HEXFET® Power MOSFET

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

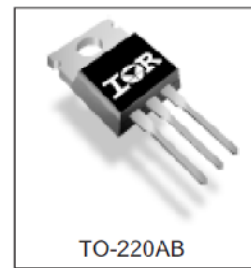


$V_{DSS} = 55V$
$R_{DS(on)} = 17.5m\Omega$
$I_D = 49A$

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, $V_{GS} @ 10V$	49	A
$I_D @ T_C = 100^\circ C$	Continuous Drain Current, $V_{GS} @ 10V$	35	
I_{DM}	Pulsed Drain Current ①	160	
$P_D @ T_C = 25^\circ C$	Power Dissipation	94	W
	Linear Derating Factor	0.63	W/°C
V_{GS}	Gate-to-Source Voltage	+ 20	V
I_{AR}	Avalanche Current ①	25	A
E_{AR}	Repetitive Avalanche Energy ①	9.4	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	—	1.5	°C/W
$R_{\theta CS}$	Case-to-Sink, Flat, Greased Surface	0.50	—	
$R_{\theta JA}$	Junction-to-Ambient	—	62	

AMEXO D: Hoja de datos LF353

Symbol		Parameter	Conditions	LF353			Units
				Min	Typ	Max	
V_{OS}	Input Offset Voltage	$R_S = 10k\Omega, T_A = 25^\circ C$ Over Temperature			5	10 13	mV mV
$\Delta V_{OS}/\Delta T$	Average TC of Input Offset Voltage	$R_S = 10k\Omega$			10		$\mu V/^\circ C$
I_{OS}	Input Offset Current	$T_j = 25^\circ C, (Notes 4, 5)$ $T_j \leq 70^\circ C$			25	100 4	μA nA
I_B	Input Bias Current	$T_j = 25^\circ C, (Notes 4, 5)$ $T_j \leq 70^\circ C$			50	200 8	μA nA
R_{IN}	Input Resistance	$T_j = 25^\circ C$			10 ¹²		Ω
A_{VOL}	Large Signal Voltage Gain	$V_S = \pm 15V, T_A = 25^\circ C$ $V_O = \pm 10V, R_L = 2k\Omega$ Over Temperature	25	100			V/mV V/mV
V_O	Output Voltage Swing	$V_S = \pm 15V, R_L = 10k\Omega$	± 12	± 13.5			V
V_{CM}	Input Common-Mode Voltage Range	$V_S = \pm 15V$	± 11	+15 -12			V V
CMRR	Common-Mode Rejection Ratio	$R_S \leq 10k\Omega$	70	100			dB
PSRR	Supply Voltage Rejection Ratio	(Note 6)	70	100			dB
I_S	Supply Current				3.6	6.5	mA

Symbol		Parameter	Conditions	LF353			Units
				Min	Typ	Max	
	Amplifier to Amplifier Coupling	$T_A = 25^\circ C, f = 1Hz - 20kHz$ (Input Referred)			-120		dB
SR	Slew Rate	$V_S = \pm 15V, T_A = 25^\circ C$	8.0	13			V/ μs
GBW	Gain Bandwidth Product	$V_S = \pm 15V, T_A = 25^\circ C$	2.7	4			MHz
e_n	Equivalent Input Noise Voltage	$T_A = 25^\circ C, R_S = 100\Omega,$ $f = 1000Hz$		16			nV/ \sqrt{Hz}
i_n	Equivalent Input Noise Current	$T_j = 25^\circ C, f = 1000Hz$		0.01			pA/ \sqrt{Hz}

Note 1: For operating at elevated temperatures, the device must be derated based on a thermal resistance of 115°C/W typ junction to ambient for the N package, and 158°C/W typ junction to ambient for the H package.

Note 2: Unless otherwise specified the absolute maximum negative input voltage is equal to the negative power supply voltage.

Note 3: The power dissipation limit, however, cannot be exceeded.

Note 4: These specifications apply for $V_S = \pm 15V$ and $0^\circ C < T_A < +70^\circ C$. V_{OS} , I_B and I_{OS} are measured at $V_{CM} = 0$.

Note 5: The input bias currents are junction leakage currents which approximately double for every 10°C increase in the junction temperature, T_j . Due to the limited production test time, the input bias currents measured are correlated to junction temperature. In normal operation the junction temperature rises above the ambient temperature as a result of internal power dissipation, P_D . $T_j = T_A + \theta_{JA} P_D$ where θ_{JA} is the thermal resistance from junction to ambient. Use of a heat sink is recommended if input bias current is to be kept to a minimum.

Note 6: Supply voltage rejection ratio is measured for both supply magnitudes increasing or decreasing simultaneously in accordance with common practice. $V_S = \pm 6V$ to $\pm 15V$.

Note 7: Human body model, 1.5 k Ω in series with 100 pF.

ANEXO E:Hoja de datos TLP250

TOSHIBA

TLP250

Absolute Maximum Ratings (Ta = 25°C)

Characteristic		Symbol	Rating	Unit	
LED	Forward current	I_F	20	mA	
	Forward current derating (Ta ≥ 70°C)	$\Delta I_F / \Delta T_a$	-0.36	mA / °C	
	Peak transient forward current (Note 1)	I_{FTT}	1	A	
	Reverse voltage	V_R	5	V	
	Junction temperature	T_J	125	°C	
Detector	"H" peak output current ($P_W \leq 2.5\mu s, f \leq 15kHz$) (Note 2)	I_{OPH}	-1.5	A	
	"L" peak output current ($P_W \leq 2.5\mu s, f \leq 15kHz$) (Note 2)	I_{OPL}	+1.5	A	
	Output voltage	(Ta ≤ 70°C)	V_O	35	V
		(Ta = 85°C)		24	
	Supply voltage	(Ta ≤ 70°C)	V_{CC}	35	V
		(Ta = 85°C)		24	
	Output voltage derating (Ta ≥ 70°C)		$\Delta V_O / \Delta T_a$	0.73	V / °C
	Supply voltage derating (Ta ≥ 70°C)		$\Delta V_{CC} / \Delta T_a$	-0.73	V / °C
Junction temperature		T_J	125	°C	
Operating frequency (Note 3)		f	25	kHz	
Operating temperature range		T_{opr}	20~85	°C	
Storage temperature range		T_{stg}	-55~125	°C	
Lead soldering temperature (10 s)		T_{sol}	260	°C	
Isolation voltage (AC, 1 min., R.H. ≤ 60%) (Note 4)		BV_S	2500	Vrms	

(Note 1) Pulse width $P_W \leq 1\mu s$, 300pps

(Note 2) Exponential waveform

(Note 3) Exponential waveform, $I_{OPH} \leq -1.0A (\leq 2.5\mu s)$, $I_{OPL} \leq +1.0A (\leq 2.5\mu s)$

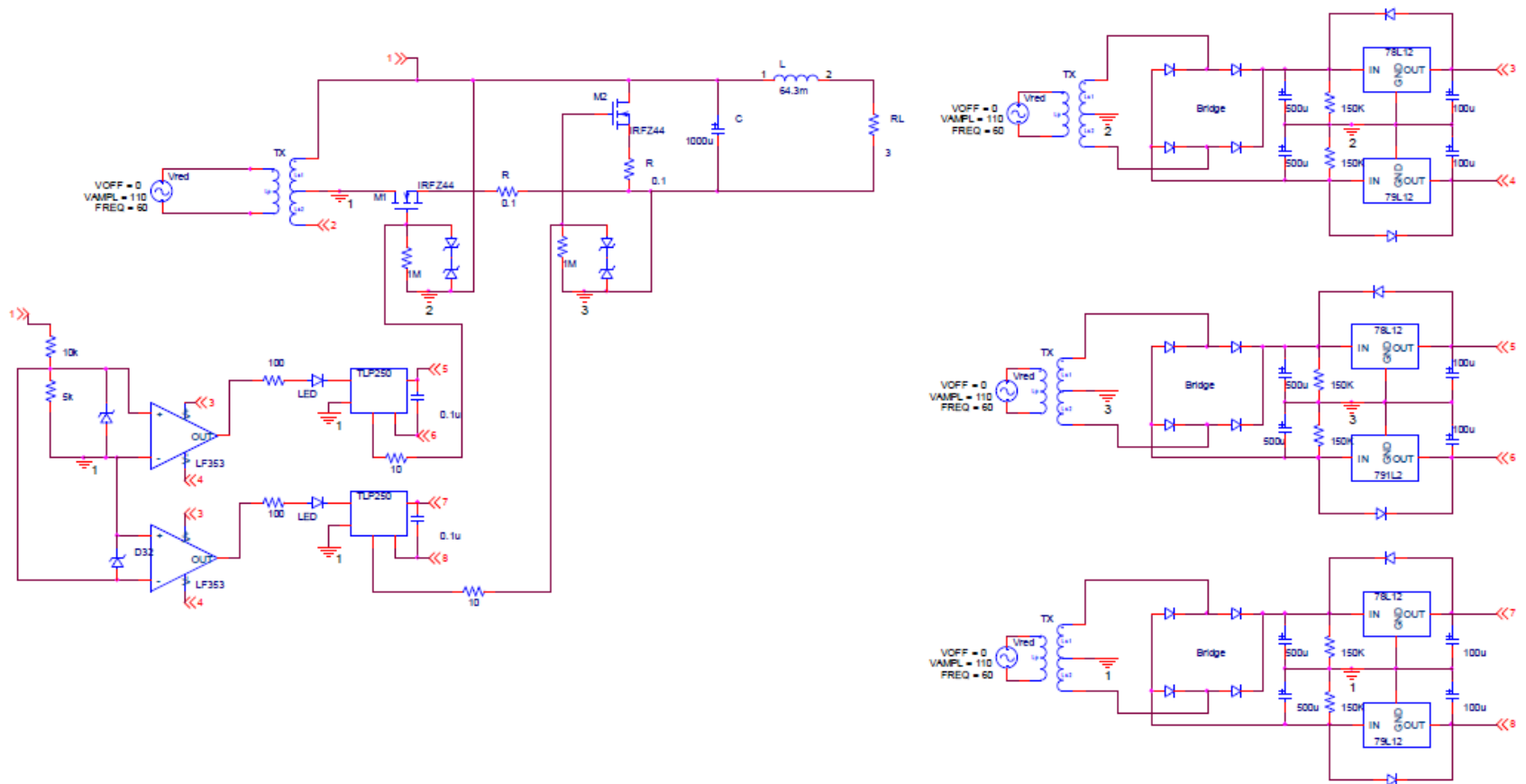
(Note 4) Device considered a two terminal device: Pins 1, 2, 3 and 4 shorted together, and pins 5, 6, 7 and 8 shorted together.

(Note 5) A ceramic capacitor(0.1μF) should be connected from pin 8 to pin 5 to stabilize the operation of the high gain linear amplifier. Failure to provide the bypassing may impair the switching property. The total lead length between capacitor and coupler should not exceed 1cm.

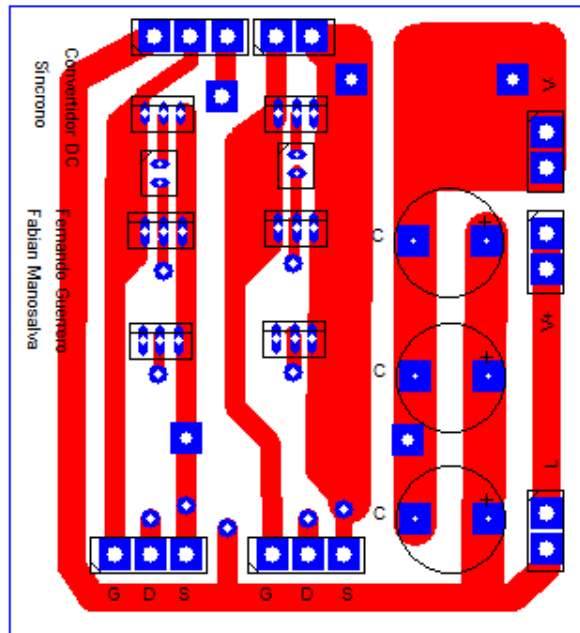
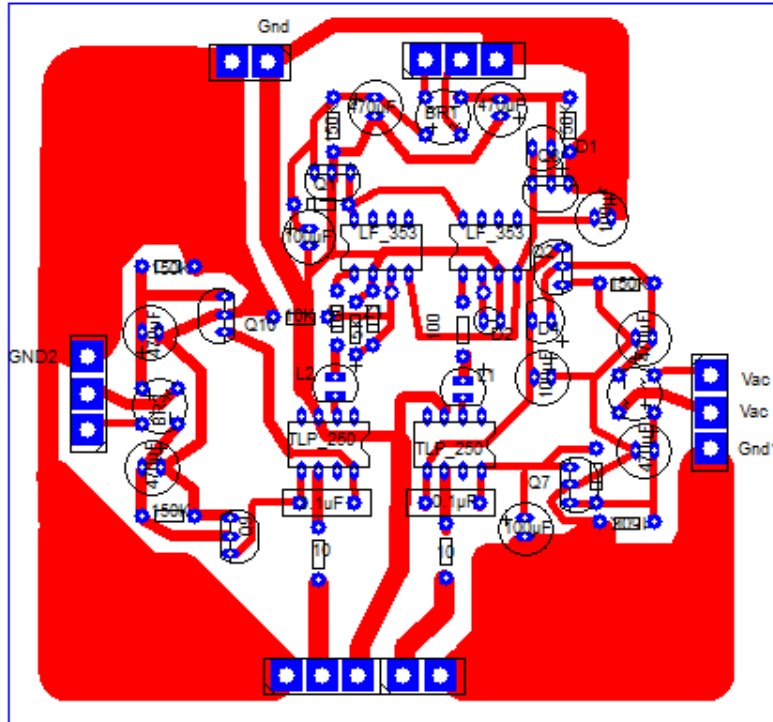
Recommended Operating Conditions

Characteristic	Symbol	Min.	Typ.	Max.	Unit
Input current, on	$I_I(ON)$	7	8	10	mA
Input voltage, off	$V_{I(OFF)}$	0	—	0.8	V
Supply voltage	V_{CC}	15	—	30 20	V
Peak output current	I_{OPH}/I_{OPL}	—	—	+0.5	A
Operating temperature	T_{opr}	-20	26	70 85	°C

Anexo F: Esquemático convertidor DC síncrono.



Anexo G: PCB Convertidor DC síncrono





Anexo H: Cálculos de eficiencia.