

**MODELADO DE UN CONVERTIDOR DE POTENCIA CON VARIABLES DE
ESTADO APLICADO A UN SISTEMA FOTOVOLTAICO CON CARGA LED
PARA ILUMINACIÓN EXTERIOR**

**JOHN EDINSON ARCHILA VALDERRAMA
CARLOS FERNANDO LÓPEZ TOLEDO**



**UNIVERSIDAD INDUSTRIAL DE SANTANDER
FACULTAD DE FISICOMECANICAS
ESCUELA DE INGENIERÍA ELÉCTRICA, ELECTRÓNICA Y
TELECOMUNICACIONES
BUCARAMANGA
2012**

**MODELADO DE UN CONVERTIDOR DE POTENCIA CON VARIABLES DE
ESTADO APLICADO A UN SISTEMA FOTOVOLTAICO CON CARGA LED
PARA ILUMINACIÓN EXTERIOR**

**JOHN EDINSON ARCHILA VALDERRAMA
CARLOS FERNANDO LÓPEZ TOLEDO**

**Proyecto de grado presentado como requisito parcial para optar
El Título de Ingeniero Electrónico**

Director

M.A. Jaime Guillermo Barrero Pérez

**UNIVERSIDAD INDUSTRIAL DE SANTANDER
FACULTAD DE FISICOMECAICAS
ESCUELA DE INGENIERÍA ELÉCTRICA, ELECTRÓNICA Y
TELECOMUNICACIONES
BUCARAMANGA**

2012

Dedicatoria

A Dios principalmente por guiar mi camino, a mi familia que con su incondicional apoyo, y su ayuda desinteresada, han logrado que yo pueda culminar cada una de mis metas.

Carlos Fernando López Toledo

Dedicatoria:

A Dios, mi familia y a todos aquellos niños que les faltan estudio, techo y alimentación pues la deuda es de nosotros como profesionales ante ellos.

John Edinson Archila Valderrama.

CONTENIDO

	pág.
INTRODUCCIÓN	25
1 GENERALIDADES	26
1.1 OBJETIVOS.....	26
1.2 MARCO TEÓRICO.....	27
1.2.1 Sistema general.....	27
1.2.2 MÓDULO FOTOVOLTAICO.....	27
1.2.2.1 Curvas i-v del módulo fotovoltaico.....	27
1.2.3 BATERÍA DE ALMACENAMIENTO ELÉCTRICO.....	29
1.2.3.1 Características y parámetros de la batería de plomo ácido.....	29
1.2.4 TECNOLOGÍA LED.....	32
1.2.4.1 AVANCES DE LA TECNOLOGÍA LED.....	32
1.2.4.2 Características de la tecnología LED.....	32
1.2.5 CONVERTIDOR DE POTENCIA BUCK DC-DC SÍNCRONO.....	33
1.2.5.1 Ventajas del convertidor de potencia <i>buck</i> dc-dc síncrono respecto a la topología común.....	33
1.2.5.2 El ciclo de trabajo del convertidor <i>buck</i> síncrono.....	33
2. SELECCIÓN DE LOS ELEMENTOS ADYACENTES AL CONVERTIDOR DE POTENCIA	34
2.1 IDENTIFICACIÓN DE LA LAMPARA A REEMPLAZAR.....	34

2.2 DETERMINACIÓN DEL NÚMERO DE LEDS NECESARIOS PARA REEMPLAZAR LA LÁMPARA DE SODIO DE ALTA PRESIÓN.....	37
2.2.1 Selección del modelo del LED.....	37
2.2.2 Flujo luminoso para condiciones escotópicas teniendo en cuenta las especificaciones del fabricante de acuerdo a condiciones fotópicas.....	39
2.2.3 Determinación del número de leds en condiciones escotópicas.....	41
3 MÓDULO FOTOVOLTAICO.....	42
3.1 INCLINACIÓN DE UN PANEL SOLAR FIJO CON EL FIN DE CAPTAR LA MAYOR CANTIDAD DE RADIACIÓN SOLAR DURANTE EL DÍA.	43
3.2 SELECCIÓN DEL LUGAR PARA LA APLICABILIDAD DEL MÓDULO FOTOVOLTAICO.....	43
3.2.1 Radiación solar en Laguneta Ciénaga de Oro, Córdoba y comparación respecto a la UIS Bucaramanga.....	43
3.3 SELECCIÓN DEL PANEL.....	45
3.3.1 Proceso de selección.....	46
3.3.2 Dimensionamiento de la cantidad de paneles según requerimientos de la carga en Laguneta ciénaga de oro, córdoba y en la UIS Bucaramanga.....	49
3.4 MODELO DEL PANEL SOLAR.....	50
3.4.1 Punto de máxima potencia.....	50
3.4.2 Modelo del panel fotovoltaico aplicado a Laguneta Ciénaga de Oro, Córdoba.....	52

4 SELECCIONAR EL TIPO DE BATERÍA QUE GARANTICE UN FUNCIONAMIENTO ADECUADO DEL SISTEMA EN LAGUNETA CIÉNAGA DE ORO, CÓRDOBA.....	56
4.1 CALCULO DE LA CAPACIDAD NOMINAL NECESARIA DE LAS BATERÍAS EN FUNCIÓN DE LA PROFUNDIDAD DE DESCARGA ESTACIONAL Y DIARIA.....	58
4.2 PROCESO DE SELECCIÓN.....	60
4.3 COMPORTAMIENTO DE LA BATERÍA SELECCIONADA A CORRIENTE DE CARGA Y DESCARGA	61
5 CALCULO DEL CONVERTIDOR DE POTENCIA DE LA ETAPA DE ALMACENAMIENTO DE ENERGÍA.....	65
5.1 PARÁMETROS DESEADOS DEL CONVERTIDOR.....	65
5.2 PROCEDIMIENTO PARA EL CÁLCULO DE LOS COMPONENTES PARA LA DETERMINACIÓN DE LA EFICIENCIA.....	66
5.3 CALCULO DEL CONVERTIDOR DE POTENCIA DE LA ETAPA DE SUMINISTRO DE ENERGÍA A LA FUENTE LED.....	77
5.4 PARÁMETROS DESEADOS DEL CONVERTIDOR.....	77
5.5 PROCEDIMIENTO PARA EL CÁLCULO DE LOS COMPONENTES PARA LA DETERMINACIÓN DE LA EFICIENCIA.....	78
6 MODELADO DEL CONVERTIDOR DE POTENCIA BUCK-SÍNCRONO EN VARIABLE DE ESTADO.....	88
6.1 MODELO CONMUTADO EN ESPACIO DE ESTADOS.....	94
6.2 MODELO PROMEDIADO EN ESPACIO DE ESTADOS.....	96
6.3 LINEALIZACIÓN DEL MODELO PROMEDIADO.....	97

6.4 FUNCIÓN DE TRANSFERENCIA DEL CONVERTIDOR BUCK SÍNCRONO.....	98
7. FUNCIÓN DE TRANSFERENCIA APLICADA A CADA CONVERTIDOR DE POTENCIA MEDIANTE MATLAB.....	100
7.1 MODELO CONMUTADO DEL CONVERTIDOR DE POTENCIA DE LA ETAPA DE ALMACENAMIENTO DE ENERGÍA MEDIANTE SIMULINK.....	104
7.2 MODELO PROMEDIADO DEL CONVERTIDOR DE POTENCIA DE LA ETAPA DE ALMACENAMIENTO DE ENERGÍA MEDIANTE SIMULINK.....	106
7.3 MODELO CONMUTADO DEL CONVERTIDOR DE POTENCIA DE LA ETAPA DE SUMINISTRO DE ENERGÍA A LA FUENTE LED.....	107
7.4 MODELO PROMEDIADO DEL CONVERTIDOR DE POTENCIA DE LA ETAPA DE SUMINISTRO DE ENERGÍA A LA FUENTE LED.....	109
8. SIMULACIÓN DEL CONVERTIDOR DE POTENCIA DE LA ETAPA DE ALMACENAMIENTO DE ENERGÍA HACIENDO USO DE LA HERRAMIENTA ORCAD UTILIZANDO LOS PARAMETROS DEL TRANSISTOR OFRECIDOS POR EL FABRICANTE.....	111
8.1 SIMULACIÓN DEL CONVERTIDOR DE POTENCIA DE LA ETAPA DE SUMINISTRO DE ENERGÍA A LA FUENTE LED HACIENDO USO DE LA HERRAMIENTA ORCAD UTILIZANDO LOS PARAMETROS DEL TRANSISTOR OFRECIDOS POR EL FABRICANTE.....	113
CONCLUSIONES Y OBSERVACIONES.....	117
REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....	121
ANEXOS.....	126

LISTA DE FIGURAS

	pág.
Figura 1. Módulos adyacentes al convertidor de potencia.....	27
Figura 2. Curvas típicas de corriente, tensión y potencia para un módulo fotovoltaico.....	28
Figura 3. Variación de la corriente respecto a la incidencia de radiación solar sobre el módulo fotovoltaico.....	29
Figura4. Topología del convertidor <i>buck</i> síncrono.....	33
Figura 5. Lámpara MASTER SON-T APIA Plus Xtra 70W E27 1SL.....	37
Figura 6. Modelo seleccionado del LED.....	39
Figura 7. Radiación solar promedio en los diferentes meses del año en el corregimiento Laguneta Ciénaga de Oro, Córdoba.....	44
Figura 8. Radiación solar promedio en los diferentes meses del año en la UIS....	45
Figura 9. Panel seleccionado.....	48
Figura 10. Punto de máxima potencia para el modelo del panel monocristalino HYUNDAI 245W.....	51
Figura 11. Comportamiento del panel para diferentes valores de radiación global y una temperatura de 28.5°C.....	52
Figura 12. Valores máximos y mínimos de corriente y tensión proporcionados por el modelo del panel seleccionado	54

Figura 13. Batería de plomo acido seleccionada seleccionado.....	61
Figura 14. Carga de la batería a una corriente de 8A	62
Figura 15. Descarga de la batería a una corriente de 4 A.....	63
Figura 16. Descarga de la batería a una corriente de 14 A.....	64
Figura 17. Convertidor de potencia de la etapa de almacenamiento de energía.....	65
Figura 18. Convertidor de potencia de la etapa de la etapa de suministro de energía a la fuente LED.....	77
Figura 19. Convertidor <i>buck</i> síncrono.....	88
Figura 20. Tiempo <i>on</i> del transistor representado por la resistencia de encendido R_{DSOn1} del convertidor <i>buck</i> -síncrono.....	90
Figura 21. Tiempo <i>on</i> del transistor representado por la resistencia de encendido R_{DSOn2} del convertidor <i>buck</i> -síncrono.....	93
Figura 22. Respuesta al escalón para el convertidor de potencia de la etapa de almacenamiento de energía.....	101
Figura 23. Respuesta al escalón para el convertidor de potencia de la etapa de suministro de energía a la fuente LED.....	103
Figura 24. Tensión en el condensador, corriente en el inductor y tensión de salida del convertidor de potencia de la etapa de almacenamiento de energía del modelo conmutado.....	104
Figura 25. Rizo de la corriente del inductor mediante el modelo conmutado para el del convertidor de potencia de la etapa de almacenamiento de energía.....	105

Figura 26. Rizo en la tensión de salida en estado estable mediante el modelo conmutado para el del convertidor de potencia de la etapa de almacenamiento de energía.....	106
Figura 27. Tensión en el condensador, corriente en el inductor y tensión de salida del convertidor de potencia de la etapa de almacenamiento de energía mediante el modelo promediado.....	107
Figura 28. Tensión en el condensador, corriente en el inductor y tensión de salida del convertidor de potencia de la etapa de suministro de energía a la fuente LED mediante el modelo conmutado.....	108
Figura 29. Rizo de la corriente del inductor mediante el modelo conmutado para el convertidor de potencia de la etapa de suministro de energía a la fuente LED.....	109
Figura 30. Rizo en la tensión de salida en estado estable mediante el modelo conmutado para el convertidor de potencia de la etapa de suministro de energía a la fuente LED	110
Figura 31. Tensión en el condensador, corriente en el inductor y tensión de salida del convertidor de potencia de la etapa de la etapa de suministro de energía a la fuente LED mediante el modelo promediado.....	110
Figura 32. Convertidor de potencia de la etapa de almacenamiento de energía haciendo uso de la herramienta ORCAD.....	111
Figura 33. Tensión de salida del convertidor de potencia de la etapa de almacenamiento de energía haciendo uso de la herramienta ORCAD.....	112
Figura 34. Potencia promedio de salida de la carga y de los componentes de la etapa de almacenamiento de energía haciendo uso de la herramienta ORCAD.....	113

Figura 35. Convertidor de potencia de la etapa de suministro de energía a la fuente LED haciendo uso de la herramienta ORCAD.....	114
Figura 36. Tensión de salida del convertidor de potencia de la etapa de suministro de energía a la fuente LED haciendo uso de la herramienta ORCAD.....	114
Figura 37. Potencia promedio de salida de la carga y de los componentes de la etapa de suministro de energía a la fuente LED haciendo uso de la herramienta ORCAD.....	115
Figura A.1. Circuito equivalente del modelo fotovoltaico.....	127
Figura .B.1. Modelo de la batería.....	137
Figura C.1. Creación de un nuevo archivo en SIMULINK.....	143
Figura C.2. Subsistema para modelar el convertidor <i>buck</i> -síncrono.....	144
Figura C.3. Subsistema PWM.....	145
Figura C.4. Parámetros rampla PWM.....	145
Figura C.5. Ecuaciones de estados del convertidor.....	146
Figura C.6. Especificación del número de entradas del vector U del convertidor <i>buck</i> -síncrono.....	147
Figura C.7. Especificación de los parámetros del vector U del convertidor <i>buck</i> -síncrono.....	147
Figura C.8. Enmascaramiento y parametrización del subsistema.....	148
Figura C.9. Parámetros del convertidor <i>buck</i> -síncrono.....	149
Figura C.10. Bloque convertidor <i>buck</i> -síncrono.....	149
Figura C.11. Configuración de tiempo para la simulación.	150

Figura C.12. Parámetros agregados al convertidor *buck* síncrono; condiciones iniciales de corriente y tensión del inductor y del capacitor.....151

Figura C.13. Adaptación del modelo promediado.....152

Figura C.14. Ventana para elegir la opción de modelo promediado o conmutado.....153

LISTA DETABLAS

pág.

Tabla 1. Lámparas de sodio usadas para alumbrado público exterior con su respectiva potencia y su respectivo productor.....	35
Tabla 2. Lámparas de mercurio usadas para alumbrado público exterior con su respectiva potencia y su respectivo productor.....	35
Tabla 3. Comparación de los distintos modelos de LEDS consultados a los diferentes fabricantes.....	38
Tabla 4. Factor de corrección escotópico –fotópico.....	40
Tabla 5. Comparación de los distintos modelos de paneles solares monocristalinos consultados a los diferentes fabricantes.....	47
Tabla 6. Valores máximos y mínimos de corriente y tensión proporcionados por el panel.....	55
Tabla 7. Valores máximos y mínimos de entrada para el primer convertido.....	55
Tabla 8. Tensiones requeridas dependiendo de la exigencia de la carga.....	56
Tabla 9. Consumo de energía diario de la carga.....	57
Tabla 10. Comparación de los distintos modelos de baterías plomo acido consultados a los diferentes fabricantes.....	60
Tabla 11. Rangos de tensión de la batería para el segundo convertidor.....	64

Tabla 12. Valores mínimos de los inductores del convertidor de potencia de la etapa de almacenamiento de energía para f_s entre 100-500KHz.....	68
Tabla 13. Datos técnicos de los inductores seleccionados del convertidor de potencia de la etapa de almacenamiento de energía.....	68
Tabla 14. Máximo rizado de los inductores del convertidor de potencia de la etapa de almacenamiento de energía para f_s entre 100-500KHz.....	69
Tabla 15. Resistencias máximas de los capacitores del convertidor de potencia de la etapa de almacenamiento de energía para f_s entre 100-500KHz.....	69
Tabla 16. Capacitancia mínima del convertidor de potencia de la etapa de almacenamiento de energía para f_s entre 100-500KHz.....	70
Tabla 17. Capacitores seleccionados del convertidor de potencia de la etapa de almacenamiento de energía.....	70
Tabla 18. Frecuencias de corte del convertidor de potencia de la etapa de almacenamiento de energía.....	71
Tabla 19. Corriente mínima del mosfet del convertidor de potencia de la etapa de almacenamiento de energía para f_s de 100-500KHz.....	71
Tabla 20. Transistor seleccionado del convertidor de potencia de la etapa de almacenamiento de energía.....	72
Tabla 21. Pérdidas por conducción del transistor seleccionado del convertidor de potencia de la etapa de almacenamiento de energía.....	72
Tabla 22. Pérdidas por conmutación del transistor seleccionado del convertidor de potencia de la etapa de almacenamiento de energía. Para f_s de 100-500KHz.....	73
Tabla 23. Pérdidas totales del mosfet seleccionado del convertidor de potencia de la etapa de almacenamiento de energía para f_s entre 100-500KHz.....	74

Tabla 24. Pérdidas de los inductores seleccionados del convertidor de potencia de la etapa de almacenamiento de energía.....	74
Tabla 25. Pérdidas de los capacitores seleccionados del convertidor de potencia de la etapa de almacenamiento de energía.....	75
Tabla 26. Pérdidas totales del convertidor de potencia de la etapa de almacenamiento de energía.....	76
Tabla 27. Eficiencia del convertidor de potencia de la etapa de almacenamiento de energía.....	76
Tabla 28. Valores mínimos de los inductores del convertidor de potencia de la etapa de suministro de energía a la fuente LED para f_s entre 100-500KHz.....	80
Tabla 29. Valores máximo de rizado de los inductores del convertidor de potencia de la etapa de suministro de energía a la fuente LED para f_s entre 100-500KHz.....	80
Tabla 30. Valores máximo de resistencias de los capacitores del convertidor de potencia de la etapa de suministro de energía a la fuente LED para f_s entre 100-500KHz.....	81
Tabla 31. Valores mínimos de los capacitores del convertidor de potencia de la etapa de suministro de energía a la fuente LED para f_s entre 100-500KHz.....	81
Tabla 32. Capacitores seleccionados del convertidor de potencia de la etapa de suministro de energía a la fuente LED para f_s entre 100-500KHz.....	82
Tabla 33. Frecuencia del filtro pasabajas del convertidor de potencia de la etapa de suministro de energía a la fuente LED para f_s entre 100-500KHz.....	82
Tabla 34. Corrientes mínimas de los transistores del convertidor de potencia de la etapa de suministro de energía a la fuente LED para f_s entre 100-500KHz.....	83

Tabla 35. Transistor seleccionado del convertidor de potencia de la etapa de suministro de energía a la fuente LED.....	84
Tabla 36. Pérdidas por conducción del transistor seleccionado del convertidor de la etapa de suministro de energía a la fuente LED.....	84
Tabla 37. Pérdidas por conmutación del transistor seleccionado del convertidor de potencia de la etapa de suministro de energía a la fuente LED para f_s entre 100-500KHz.....	85
Tabla 38. Pérdidas totales del mosfet seleccionado del convertidor de potencia de la etapa de suministro de energía a la fuente LED Para una f_s entre 100-500KHz.....	86
Tabla 39. Pérdidas del capacitor seleccionado del convertidor de potencia de la etapa de suministro de energía a la fuente LED para f_s entre 100-500KHz.....	86
Tabla 40. Pérdidas totales del convertidor de potencia de la etapa de suministro de energía a la fuente LED para f_s entre 100-500KHz.....	87
Tabla 41. Eficiencia del convertidor de potencia de la etapa de suministro de energía a la fuente LED para f_s entre 100-500KHz.....	88
Tabla A.1. Características eléctricas modulo fotovoltaico seleccionado.....	123

LISTA DE ANEXOS

	pág.
ANEXO AFUNCIÓNES EN MATLAB.....	126
ANEXO A.1 FUNCIÓN EN MATLAB PARA EL MÓDULO: 2243050 P. MONOCRISTALINOS HYUNDAI 245W.....	130
ANEXO A.2FUNCIÓN EN MATLAB PARA OBTENER EL COMPORTMAIENTO DEL MÓDULO FOTOVOLTAICO A UN DETERMIANDO VALOR DE TEMPERATURA Y DIFERENTES VALORES DE RADIACIÓN.....	132
ANEXO A.3 FUNCIÓN DE MATLAB PARA HALLAR EL MÁXIMO PUNTO DE POTENCIA.....	136
ANEXO B. FUNCIÓN DE MATLAB FIGURAS DE CARGA Y DESCARGA DE LA BATERÍA.....	137
ANEXO C. PROCEDIMIENTO PARA EL ANÁLISIS DE LOS MODELOS: CONMUTADO Y PROMEDIADO DEL CONVERTIDOR DC-DC BUCK SÍNCRONO MEDIANTE LA HERRAMIENTA SIMULINK.....	142

RESUMEN

TITULO: MODELADO DE UN CONVERTIDOR DE POTENCIA CON VARIABLES DE ESTADO APLICADO A UN SISTEMA FOTOVOLTAICO CON CARGA LED PARA ILUMINACIÓN EXTERIOR

AUTORES:

JOHN EDINSON ARCHILA VALDERRAMA
CARLOS FERNANDO LÓPEZ TOLEDO

PALABRAS CLAVES: convertidor de potencia *Buck* síncrono DC-DC, variables de estado, modelo conmutado, modelo promediado.

En este trabajo de grado se simula la topología de un convertidor de potencia *Buck* síncrono DC-DC para ello se tienen en cuenta algunas características no ideales de sus componentes y se modela la topología mediante variables de estado. Para simular el convertidor se hace el cálculo de paneles y baterías para la demanda de la carga. Después de realizar dicho cálculo se utilizan modelos existentes para simular el comportamiento del panel fotovoltaico y la batería con el fin de identificar las características de entrada y salida de los convertidores. Con los rangos de corriente y tensión ya definidos se calculan los valores teóricos de los elementos del convertidor y se seleccionan en el mercado buscando mínimas pérdidas de potencia.

Con los elementos seleccionados se modela en variables de estado los convertidores de potencia, una vez tenido el modelo en variables de estado del convertidor de potencia se utiliza la herramienta de MATLAB que permite la simulación del comportamiento del modelo conmutado, y promediado del convertidor de potencia DC-DC *Buck* Síncrono y se procede a comparar los resultados con una herramienta de simulación como ORCAD.

Después de comparar los resultados entre el modelo realizado en MATLAB y ORCAD se hacen recomendaciones para obtener un comportamiento en MATLAB mas similar al real y se realizan conclusiones basadas en las diferentes etapas del proyecto; los anexos tienen una gran importancia por que muestran los modelos matemáticos utilizados para el panel fotovoltaico, la batería y lo realizado en SIMULINK.

* Proyecto de grado

**Facultad de ingenierías Fisicomecánicas Escuela de ingenierías Eléctrica, Electrónica y Telecomunicaciones

Director: M.A. Jaime Guillermo Barrero Pérez

ABSTRACT

TITLE:MODELING OF A POWER CONVERTER WITH STATE VARIABLES APPLIED TO A PHOTOVOLTAIC SYSTEM WITH LED FOR OUTDOOR LIGHTING LOAD

AUTHORS:

JOHN EDINSON ARCHILA VALDERRAMA
CARLOS FERNANDO LÓPEZ TOLEDO

KEYWORDS: power synchronous Buck DC-DC converter, state variables, switched model, averaged model.

This document demonstrates the topology simulation of a Buck synchronous power converter DC-DC. Some non-ideal component features are considered.

State variables modeled the topology. Simulation of the power converter is made computing the demand of solar panels and batteries by the load. Panels and batteries are simulated to identify the converter input and output values. Using the voltages and currents ranges the components theoretical values are set. These, allowed the converter elements to be chosen taking into account the power consumption and the availability in the market.

Power converter is modeled with state variables. Commutation and average behaviors are simulated in MATLAB using the model and these results are compared with ORCAD results.

After comparing the results from the model created in MATLAB and ORCAD makes recommendations for a behavior more similar to the real in MATLAB and conclusions are made based on the different stages of the project; Annexes are very important because they show the mathematical models used for the solar panel, battery and performed in SIMULINK.

*Degree project

*Physical-mechanical engineering faculty. School of Electrical, Electronics and Telecommunications.

Director:M.A. Jaime Guillermo Barrero Pérez

INTRODUCCIÓN

Cada vez son más los países que optan por buscar fuentes de energías renovables, pero existe una cada vez más usada, ésta es la energía solar, la misma se conoce también con el nombre de energía fotovoltaica. Este recurso promete sustentar toda aquella energía producida de forma artificial. La energía fotovoltaica o solar, puede desarrollarse en cualquier país del mundo siempre y cuando cuente con la tecnología y las condiciones climáticas adecuadas para hacerlo.

El hombre ha desarrollado nuevas tecnologías para aprovechar fuentes de energía virtualmente inagotables como el sol, a través de paneles fotovoltaicos se puede ayudar a convertir la energía solar en electricidad, la energía que producen estos paneles no puede ser usada directamente por lo que debe existir un sistema de almacenamiento y de suministro de energía los cuales están constituidos por convertidores de potencia y baterías, debido al alto costo de estos elementos se hace necesario la simulación de dichos sistemas para tener seguridad de la funcionalidad de los mismos.

Para obtener una simulación acertada de los diferentes elementos del sistema es necesario conocer los diferentes parámetros y pérdidas asociadas a los mismos para ello es importante considerar la información brindada por los fabricantes e incluirla en modelos matemáticos confiables que brinden un adecuado comportamiento de los componentes. De igual manera conocer la radiación del lugar y la luminosidad del mismo es de gran importancia para que la simulación tenga un comportamiento lo más real posible.

1. GENERALIDADES

1.1 OBJETIVOS

Objetivo general

Simular el comportamiento de convertidores de potencia DC/DC mediante un modelo en variables de estado teniendo en cuenta las características de los componentes del mismo para obtener un circuito eficiente en la conversión de la energía, aplicado a un sistema fotovoltaico con carga led para iluminación exterior.

OBJETIVOS ESPECÍFICOS

- Seleccionar los componentes del sistema de iluminación fotovoltaico adyacentes a los convertidores DC/DC de potencia.
- Seleccionar los componentes de los convertidores de potencia DC/DC para obtener un circuito eficiente en la conversión de la energía.
- Simular los convertidores de potencia DC/DC mediante un modelo en variables de estado.

DESCRIPCIÓN DE LOS ALCANCES DEL TRABAJO DE GRADO

- 1. Seleccionar los elementos que conformarán el sistema de iluminación fotovoltaico tales como: número de paneles necesarios para suplir la exigencia de la carga, número de baterías y números de LEDS necesarios para remplazarlos por una lámpara de alumbrado exterior y simular mediante modelos matemáticos su comportamiento de tensión y/o corriente para identificar los parámetros de entrada y salida de los convertidores de potencia.
- 2. Seleccionar los componentes que conforman los convertidores de potencia DC/DC teniendo en cuenta sus especificaciones técnicas para obtener un circuito eficiente en la conversión de la energía.

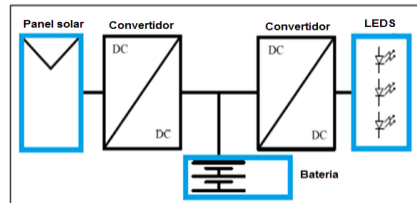
- 3. Simular con MATLAB mediante variables de estado el convertidor de potencia teniendo en cuenta las características de corriente y tensión en los módulos adyacentes del convertidor.

1.2. MARCO TEÓRICO

1.2.1 Sistema general

El sistema está basado en una aplicación de iluminación exterior con iluminación LED. La figura 1 muestra los componentes del sistema tales como el panel fotovoltaico, la batería y dos convertidores de potencia; el primero para el almacenamiento de energía de la batería y el segundo para el suministro de energía a la carga LED. [1]

Figura1.Módulos adyacentes al convertidor de potencia.



Fuente:M.A Dalla et Al, “Autonomous Street Lighting System based on Solar Energy and Leds”, IEEE-ICIT 2010 International Conference on Industrial Technology, pp1143.

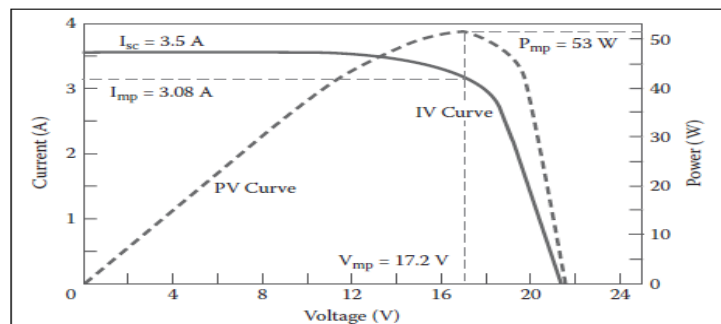
1.2.2 MÓDULO FOTOVOLTAICO

1.2.2.1 Curvas i-v del módulo fotovoltaico: las relaciones entre corriente y tensión son usadas para medir características eléctricas de los módulos fotovoltaicos y son graficadas por curvas. Las curvas son usadas para obtener los

niveles de desempeño del sistema fotovoltaico (celda, módulo o arreglo). La curva I-V se obtiene experimentalmente bajo estrictos estándares exponiendo la celda o módulo a un nivel constante de radiación mientras se mantiene constante la temperatura de la celda variando la resistencia de carga. La medición producida en los ejes horizontal y vertical son respectivamente la tensión y la corriente del módulo.

Tal como muestra la figura 2, la curva I-V pasa a través de dos puntos finales la corriente de corto circuito (I_{sc}) y la tensión de circuito abierto (V_{oc}), además las curvas I-V pueden mostrar el punto de máxima potencia situada en la esquina superior derecha donde el área rectangular es mayor bajo la curva, el punto de máxima potencia se genera solo en un punto de la curva de potencia, este punto representa la eficiencia máxima del dispositivo de convertir la luz solar en electricidad.

Figura 2. Curvas típicas de corriente, tensión y potencia para un módulo fotovoltaico

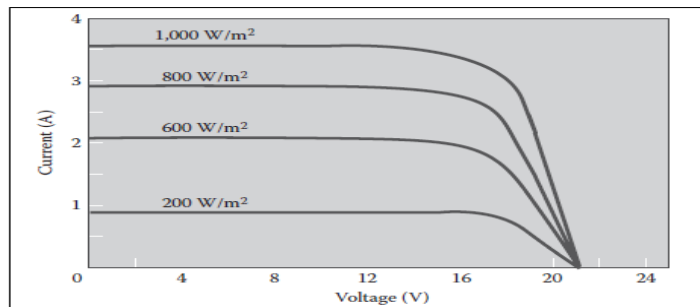


FUENTE: Robert FASTER, et Al., "Solar Energy Renewable Energy and the Enviroment", Taylor & Francis Group, pp 138. 2009

La energía fotovoltaica producida por un módulo cristalino se ve afectada por dos factores clave: la radiación solar y la temperatura del módulo. La figura 3 muestra

como la curva se ve afectada en diferentes niveles de radiación. Cuanto menor sea la radiación solar, menor es la corriente de salida y por lo tanto menor es el punto de máxima potencia. La tensión en esencia se mantiene constante. La cantidad de corriente producida es directamente proporcional al incremento de la intensidad de la radiación solar. Básicamente V_{oc} cambia muy poco a diferentes intensidades de radiación solar. [2]

Figura 3. Variación de la corriente respecto a la incidencia de radiación solar sobre el módulo fotovoltaico



FUENTE: Robert FASTER, et Al., "Solar Energy and the Environment", Taylor & Francis Group, pp 140. 2009

1.2.3 BATERÍA DE ALMACENAMIENTO ELÉCTRICO

1.2.3.1 Características y parámetros de la batería de plomo ácido

Las baterías de plomo ácido son los elementos de energía más utilizados para el almacenamiento de energía en sistemas fotovoltaicos independientes. La batería de plomo ácido está formada por dos placas positiva y negativa inmersos en una solución diluida de ácido sulfúrico.

Los principales parámetros que suelen definir y clasificar una batería son:

- La capacidad nominal C_x para una tasa de descarga de X horas.
- La Tasa de carga y descarga

- El estado de carga SOC.

La capacidad nominal: la capacidad nominal es definida como la carga total que puede ser almacenada , este parámetro es dado por los fabricantes bajo ciertas condiciones de medida , por lo general mediante la medición de carga suministrada por la batería en un periodo de tiempo dado a una velocidad de descarga y temperatura dada. Dependiendo de la duración del tiempo considerado para la descarga, diferentes capacidades nominales pueden ser definidas. La mayoría de las duraciones de tiempo estándar proporcionado por los fabricantes son de 5h, 10h y 100h. De acuerdo con estas duraciones de tiempo las capacidades nominales correspondientes son: C_5, C_{10}, C_{100} , están definidas en unidades de Ah (Ampere – horas) donde el subíndice indica la duración del tiempo de descarga.

A veces la capacidad se da en unidades de energía, lo cual indica la cantidad de energía que puede ser suministrada por la batería a carga completa por tensión de la batería, es expresada en Wh (Watt-hora).

$$C_x \text{ (Wh)} = C_x \text{ (Ah)} V_{\text{bat}} \text{ (V)} \quad (1)$$

Tasas de Carga / Descarga: Se define como la relación entre la capacidad nominal de la batería y los valores de carga/descarga de corriente. La tasa de descarga es la duración de tiempo necesario para que la batería se descargue a corriente constante la tasa de descarga coincide con el subíndice de capacidad. La capacidad de la batería es función de la tasa de carga y descarga. La capacidad de la batería aumenta para largas tasas de descarga este efecto aparece como una consecuencia de la profundidad de penetración del electrolito dentro del material de la placa de la batería.

Estado de carga de la batería (SOC): El estado de carga es un parámetro importante presente en la mayoría de los modelos de baterías disponibles y están relacionado con la carga eléctrica almacenada por la batería en un momento dado.

El SOC es la relación de la carga disponible en un momento dado, dividido por la capacidad máxima:

$$SOC = \left(1 - \frac{Q}{C}\right) \quad (2)$$

$$0 \leq SOC \leq 1 \quad (3)$$

Donde C (Ah) es la capacidad de la batería y Q (Ah) es la carga entregada por la batería en el momento de interés. Se puede ver en la ecuación (2) que SOC es función de la capacidad de la batería C, que depende fuertemente de la tasa de carga y descarga. Esta dependencia tiene que ser tenida en cuenta para un correcto modelado del comportamiento de la batería.

Un parámetro que es definido como complemento del estado de carga de la batería, se llama profundidad de descarga (DOD) que representa la fracción de descarga alcanzada por la batería y está dada por:

$$DOD = 1 - SOC \quad (4)$$

Algunas veces en literatura técnica, el SOC esta dado en unidades de energía y por lo tanto es igual al valor de la energía restante en un momento dado. Se va utilizar para el modelo de la batería los siguientes parámetros para el SOC:

SOC_1 Estado de carga inicial de la batería en porcentaje

SOC_m Máxima energía de la batería (Wh)

$SOC_n(t)(\%)$ Valor normalizado de la energía restante para SOC_m . [3]

1.2.4 TECNOLOGÍA LED

1.2.4.1 Avances de la tecnología led

Los principales tipos de lámparas utilizadas en el alumbrado público son las lámparas de descarga de alta presión por ejemplo las lámparas de vapor de mercurio HPS y las lámparas de haluros metálicos. [4]

Los LEDS son presentados como una alternativa para remplazar los sistemas de iluminación convencional. Además su uso en sistemas de señalización es muy difundido, no se utilizan comúnmente para sistemas de iluminación. Sin embargo la reciente tecnología está mejorando poco a poco la eficiencia de los LEDS y la calidad del color lo cual permite su aplicación en sistemas de iluminación. [5]

1.2.4.2 Características de la tecnología led

Los LEDS son una revolución en la iluminación. Ellos permiten hacer cosas con la luz que antes eran imposibles, con los LEDS se es libre para crear un efecto de instalación e iluminación que se quiera imaginar, éstos ofrecen muchas ventajas sobre las tradicionales fuentes de iluminación, exactamente éstas dependen de la aplicación específica se incluyen algunas pero no se limitan a: muy larga vida (más de 50000 horas) , menor costos de mantenimiento, mayor eficiencia respecto a las lámparas incandescentes y halógenas, luz al instante , totalmente regulable y sin variación del color , luz dirigida para sistemas más eficientes a prueba de vibraciones , sin mercurio, sin radiación infra roja o ultravioleta.

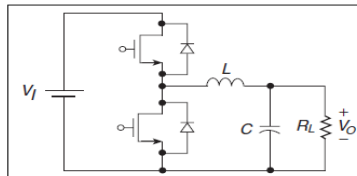
Cabe aclarar que el mercado de las soluciones LED se está expandiendo rápidamente con el aumento significativo de la eficiencia de los chips de LED, éste revoluciona el mercado de la optoelectrónica, permitiendo a los ingenieros utilizar LED para aplicaciones de iluminación general. [6]

1.2.5 CONVERTIDOR DE POTENCIA *BUCK* DC-DC SÍNCRONO

1.2.5.1 Ventajas del convertidor de potencia *buck* dc-dc síncrono respecto a la topología común.

La topología de un convertidor *Buck* síncrono se muestra en la figura 4, Este circuito se obtiene reemplazando el diodo de la topología común por un Mosfet tipo N. En general los diodos tienen una tensión de continua conocida como *offset*, por lo tanto su tensión directa es relativamente alta y puede convertirse en comparable con la tensión de salida en aplicaciones de baja tensión. En contraste los MOSFET no tienen una tensión de offset, si la resistencia del MOSFET es baja, la tensión directa de carga a través del MOSFET es muy baja reduciendo las pérdidas de conducción y obteniéndose una alta eficiencia. [7]

Figura 4. Topología del convertidor Buck síncrono



Fuente: Mariam Kazimierczuk, "Pulse-Width Modulated DC-DC Power Converters", cap 2, Edit Wiley, 2008"

1.2.5.2 El ciclo de trabajo del convertidor *buck* síncrono

El circuito mostrado en la figura 4 consta de 4 componentes, 2 MOSFET de potencia utilizados como interruptores, un inductor L , un condensador C , la resistencia R_L representa la carga de corriente continua. Los MOSFET de potencia son los interruptores más comúnmente utilizados en convertidores DC-DC, debido a sus altas velocidades.

La tensión en las puertas de los MOSFET es controlada por un modulador de ancho de pulso la cual se activa y desactiva a la frecuencia de conmutación $f_s = \frac{1}{T}$; el ciclo de trabajo se define como:

$$D = \frac{t_{on}}{T} = \frac{t_{on}}{t_{on}+t_{off}} = f_s * t_{on} \quad (5)$$

Donde t_{on} es el intervalo de tiempo donde el interruptor superior de la figura 4 se cierra y t_{off} donde el interruptor superior está abierto. La salida de tensión V_o del convertidor *Buck* es siempre menor que la entrada de tensión V_i

2. SELECCIÓN DE LOS ELEMENTOS ADYACENTES AL CONVERTIDOR DE POTENCIA

2.1 IDENTIFICACIÓN DE LA LAMPARA A REEMPLAZAR

Para seleccionar la lámpara a reemplazar de alumbrado público se consideran las marcas más usadas en Colombia y el tipo de tecnología empleada para iluminación exterior. La tabla 1 y 2 muestran dicha información la cual es recopilada de [8].

Tabla 1. Lámparas de sodio usadas para alumbrado público exterior con su respectiva potencia y su respectivo productor.

TECNOLOGIA	ALUMBRADO PUBLICO EXTERIOR SODIO 70%				
	70	150	250	400	1000
Potencia en watt	70	150	250	400	1000
Porcentaje de participación	40%	40%	18%	1%	1%
EMPRESA					
G.E 20%	●	●	●		
PHILIPS 25%	●	●	●		
SILVANIA 15%	●	●	●		
OSRAM25%	●	●	●		
OPALUX	●	●			
LEXMANA	●	●			
VECAS			●		
OTRAS 15%					

Fuente: contrato 1517-27 de 2007 UPME – Universidad Nacional de Colombia, “caracterización técnica de las bombillas para uso exterior comercializadas en Colombia”,

<http://www.si3ea.gov.co/Portals/0/Iluminacion/IEAP.pdf>, disponible en julio,2012

Tabla 2. Lámparas de mercurio usadas para alumbrado público exterior con su respectiva potencia y su respectivo productor.

TECNOLOGIA	ALUMBRADO PUBLICO MERCURIO HG 30%			
	125	250	400	1000
Potencia en Watt	125	250	400	1000
Porcentaje de participación	53%	45%	1%	1%
EMPRESA				
G.E 25%		●		
PHILIPS 40%	●	●		
SYLVANIA 25%	●			

Fuente: contrato 1517-27 de 2007 UPME – Universidad Nacional de Colombia, “caracterización técnica de las bombillas para uso exterior comercializadas en Colombia”,

<http://www.si3ea.gov.co/Portals/0/Iluminacion/IEAP.pdf>, disponible en julio,2012

De las dos tablas anteriores se pueden hacer las siguientes observaciones:

- ✓ La tecnología más usada para alumbrado público exterior en Colombia es la Lámpara de sodio de alta presión con un 70% de participación respecto a un 30% de la lámpara de mercurio.
- ✓ Las potencias más usadas en alumbrado público en Colombia son de 70W y 150W para la lámpara de sodio de alta presión.
- ✓ Las empresas con mayor porcentaje de participación en el alumbrado público en Colombia son: Philips y Osram.

Teniendo en cuenta las anteriores observaciones se selecciona una lámpara que sea comúnmente usada para alumbrado público exterior; atendiendo a esto la lámpara seleccionada es de tecnología de sodio 70 w, y dela empresa productora Philips, a continuación se observan algunos datos técnicos extraídos de [9] y la figura 5 muestra la imagen de la lámpara.

Modelo: MASTER SON-T APIA Plus Xtra 70W E27 1SL

- Es una lámpara de Sodio de alta presión,.
- flujo luminoso nominal a 25°C: 6600 lm.
- potencia estimada de la lámpara 70W.
- Vida al 5% de Fallos 24000 hr
- características medioambientales: contenido de Mercurio (12mg)
- Relación escotópica-fotópica:0.5

Figura 5. Lámpara MASTER SON-T APIA Plus Xtra 70W E27 1SL



Fuente:http://download.p4c.philips.com/l4b/9/928150119227_eu/928150119227_eu_pss_esp.pdf

2.2 DETERMINACIÓN DEL NÚMERO DE LEDS NECESARIOS PARA REEMPLAZAR LA LÁMPARA DE SODIO DE ALTA PRESIÓN

Especificaciones del fabricante según las características de la visión humana.

El ojo tiene dos fotorreceptores en la retina, bastones y conos, responsables de enviar señales visuales al cerebro. En niveles altos de luz, la luz del día por ejemplo, los conos son los receptores mayoritarios caracterizándose esta visión como fotópica. En niveles bajos de luz los bastones son los receptores mayoritarios, caracterizándose esta visión como escotópica. El actual sistema de fotometría que determina el flujo luminoso de las fuentes de luz se basa en visión fotópica en otras palabras la lámpara seleccionada anteriormente es de 6600 lm en condiciones fotópicas, sin embargo para iluminación exterior de noche la visión escotópica es la más adecuada para ser considerada. La principal diferencia entre la visión escotópica y la visión fotópica es el grado de sensibilidad que presenta el ojo humano a una determinada longitud de onda.[1]

2.2.1 Selección del modelo del LED.

Para seleccionar un modelo específico, se tiene en cuenta que la luz blanca de los LEDS de alta potencia puede ser: blanco cálido, blanco neutro o blanco frío. Para

condiciones escotópicas el tipo de luz más adecuado es el blanco frío [1]. Los criterios para la selección del modelo del led se establecieron en términos de potencia y condiciones de operación.

A continuación se hace una comparación de los modelos encontrados en las diferentes empresas, se establecen el modo de operación y de antemano se selecciona el led de 1 watt ya que en los leds de alta potencia es el valor más bajo de consumo por lo general, los modelos se encuentran de 1-10w

Tabla 3. Comparación de los distintos modelos de LEDS consultados a los diferentes fabricantes

Fabricante	Tensión	Flujo luminoso	Corriente	Precio en Dólares consultados julio 2012
DEMASLED	3.2-3.6V	80-90lm	350mA	3.52 US\$/por unidad
RSDELIVERS	3.6V	43-73lm	350mA	5.445 US\$/por unidad
MICROPIK	3.1-4V	Mínimo 80lm Típico 95lm	350mA	7.97 US\$/por unidad
AREALED	3.2-3.6V	80-90lm	350mA	12.00US\$/por unidad
MOLIGHT-LED	3.0-3.6V	100-110lm	350mA	0.48US\$/adquiriendo 100 unidades

Fuente: autores

Con la información anterior el modelo seleccionado es el de la DEMASLED que además de presentar los valores de operación de tensión y corriente similares a los otros modelos presenta un valor de flujo luminoso alto. Las características

vistas en la tabla 3 del modelo seleccionado y demás información proporcionada por el fabricante se encuentran en [11]. La siguiente figura muestra el modelo seleccionado

Figura 6. Modelo seleccionado del LED



FUENTE: <http://www.demasled.es/>, disponible 20 de julio de 2012

Aunque el fabricante no especifica la vida útil del dispositivo se supone de 50.000 horas tal como lo describe [1] Es necesario tener en cuenta que los lúmenes del modelo seleccionado como sucede en la lámpara de sodio de alta presión son medidos para condiciones fotópicas.

2.2.2 Flujo luminoso para condiciones escotópicas teniendo en cuenta las especificaciones del fabricante de acuerdo a condiciones fotópicas.

Como se mencionó en 2.2 las características de visión más adecuada para iluminación exterior nocturna es la característica de visión escotópica y los fabricantes brindan los datos de flujo luminoso en condiciones fotópicas por lo tanto es necesario multiplicar por un factor de conversión Escotópica – Fotópica la cantidad de lúmenes para obtener la luminosidad efectivamente visible o utilizable en condiciones escotópicas; dichas condiciones se expresan de pupil lúmenes (plm).

La información suministrada en [10] muestra los factores de corrección Escotópico – Fotópico para diferentes tecnologías:

Tabla 4. Factor de corrección escotópico – fotópico

color	Fuente de luz	Ratio S/P
Amarillo-blanco	Sodio de alta presión	0.65
Blanco cálido	Halogenuros metálicos	1.25
Blanco cálido	LED	1.30
Blanco frío	Halogenuros metálicos	1.80
Blanco día	Inducción magnética	1.96
Blanco frío	LED	2.15
Blanco frío	Inducción magnética	2.25

FUENTE: http://www.axoled.com/vision_fotopica_mesopica_escotopica.html, disponible 3 de julio del 2012

La tabla 4 indica que para una determinada cantidad de lúmenes dependiendo del tipo de tecnología de la fuente luminosa es necesario multiplicarlo por un valor (Factor de corrección) con el fin de conocer la luminosidad en condiciones escotópicas (pupil lúmenes, plm). De la tabla 4 interesa el valor para la fuente de luz LEDS blanco frío.

Ahora se puede determinar los plm necesarios tanto de la lámpara a remplazar como del modelo del LED seleccionado.

Para la lámpara a remplazar, teniendo en cuenta que el fabricante proporciona el dato respecto al factor de corrección Escotópico – Fotópico en 0.5, se obtiene:

- $6600lm \times 0.5 = 3300plm$ (6)

Para el modelo seleccionado del LED teniendo en cuenta que su factor de corrección Escotópico – Fotópico es 2.15 se tiene:

- $80lm \times 2.15 = 172plm \quad (7)$

2.2.3 Determinación del número de LEDS en condiciones escotópicas y fotópicas.

El número de LEDS necesarios para remplazar la lámpara de sodio de alta presión en condiciones escotópicas de acuerdo a la metodología en [1]es:

$$\frac{3300 plm}{172 plm} * (1 + 0.2 + 0.3) = 29 unidades. \quad (8)$$

Se necesitan 29 unidades del LED seleccionado, sin embargo se utilizan 30 con el fin de obtener una tensión de 6.8V (2 en serie) y una corriente de 5.25A (15 ramas en paralelo).El factor de 0.2 de la anterior relación matemática tiene en cuenta que el flujo nominal de la tecnología LED disminuye en un 20% durante su vida promedio. El factor de 0.3 es un margen de seguridad del 30%, el cual tiene en cuenta que el flujo nominal de un LED está dado para una temperatura de operación de 25°C de tal forma que si la temperatura incrementa el flujo nominal disminuye.

De igual forma se procede a calcular para condiciones fotópicas donde las condiciones de iluminación no son tan críticas. Para ello se tiene en cuenta los datos dados por el fabricante tanto la lámpara a remplazar y el dispositivo LED.

$$\frac{6600 \text{ lm}}{80 \text{ lm}} = 83 \text{ unidades.} \quad (9)$$

Si se tiene en cuenta el factor adicional del 20% (que el flujo nominal de la tecnología LED disminuye en un 20% durante su vida promedio) se obtiene:

$$\frac{6600 \text{ lm}}{80 \text{ lm}} * (1 + 0.2) = 99 \text{ unidades.} \quad (10)$$

Adicionalmente si se adiciona un factor de 0.3 (margen de seguridad del 30% debido a la temperatura de operación) se obtiene:

$$\frac{6600 \text{ lm}}{80 \text{ lm}} * (1 + 0.2 + 0.3) = 124 \text{ unidades.} \quad (11)$$

Se puede visualizar que dependiendo de la iluminación del lugar y de la rigurosidad del diseño la cantidad de LEDS difiere.

3 MÓDULO FOTOVOLTAICO

En este Capítulo se busca identificar las características del panel que garanticen las horas de funcionamiento de la carga, la selección del mismo y el modelado en MATLAB, teniendo en cuenta la incidencia de radiación solar respecto al lugar seleccionado.

3.1 INCLINACIÓN DE UN PANEL SOLAR FIJO CON EL FIN DE CAPTAR LA MAYOR CANTIDAD DE RADIACIÓN SOLAR DURANTE EL DÍA.

El ángulo de inclinación de un panel es seleccionado para satisfacer la demanda en los meses críticos de radiación solar. Si la producción de energía máxima a lo largo del año es la meta deseada, el valor del ángulo de inclinación del panel debe ser igual a la latitud del lugar. En el hemisferio norte el recorrido aparente del sol pasa a través del sur del cielo, por esta razón los paneles deben estar inclinados hacia al sur. [12]

3.2 SELECCIÓN DEL LUGAR PARA LA APLICABILIDAD DEL MÓDULO FOTOVOLTAICO.

Teniendo en cuenta las condiciones de iluminación escotópicas, donde los niveles de luz son muy bajos, se seleccionó el lugar en Colombia Laguneta Ciénaga de Oro, Córdoba donde las condiciones de alumbrado público son deficientes (más información sobre las condiciones de iluminación y la ubicación se encuentra en [13]).

3.2.1 Radiación solar en Laguneta Ciénaga de Oro, Córdoba y comparación respecto a la UIS Bucaramanga.

Aunque el lugar seleccionado es Laguneta Ciénaga de Oro, Córdoba a continuación se hace una comparación con la UIS Bucaramanga para que el lector tenga la idea que dependiendo de la ubicación del lugar la radiación solar es distinta.

Para la información respecto a la incidencia de radiación en el lugar seleccionado en diferentes meses del año se utilizó el Programa desarrollado por los

consultores de CORPOEMA: Fabio González y Humberto Rodríguez, mediante el cual se puede calcular la Radiación Solar sobre cualquier superficie de orientación arbitraria en cualquiera de 270 localidades en el país. Este software también permite estimar la radiación solar para cualquier superficie en cualquier localidad de Colombia [14]. A continuación se muestran los resultados obtenidos a través del programa gratuito perteneciente a la empresa.

Ubicación Laguneta 8° 41' 3" Norte, 75° 31' 52 oeste

Figura 7 Radiación solar promedio en los diferentes meses del año en el corregimiento la guneta ciénaga de oro, córdoba



FUENTE: http://www.corpoema.com/CDenergia/software_datos.htm, disponible 5 de febrero de 2012

En la figura 7 se observa los resultados del programa de la empresa CORPOEMA además se visualiza la ubicación geográfica del corregimiento de Laguneta y la inclinación del panel con un valor de $\beta=8^\circ$ (el cual es igual a la latitud del lugar). además el mes más crítico presenta una radiación de $\frac{3.65 \text{ Kwh}}{m^2 \text{ dia}}$, el cual pertenece al mes de junio.

De igual manera se obtuvo los resultados para la UIS Bucaramanga.

Ubicación UIS 7° 8' 25" Norte, 73° 6' 10 oeste

Figura 8 Radiación solar promedio en los diferentes meses del año en la UIS.



FUENTE: http://www.corpoema.com/CDenergia/software_datos.htm, disponible 5 de febrero de 2012

En la figura 8 se observa los resultados del programa de la empresa CORPOEMA además se visualiza la ubicación geográfica de la UIS la inclinación del panel con un valor de $\beta=7^\circ$ (el cual es igual a la latitud del lugar). además el mes más crítico presenta una radiación de $\frac{3.87 \text{ Kwh}}{m^2 \text{ dia}}$, el cual pertenece al mes de junio.

El lugar seleccionado presenta condiciones de menor radiación en el mes más crítico respecto a laUIS para la aplicación propuesta.

3.3 SELECCIÓN DEL PANEL.

Agrupación fotovoltaica.

El primero de los bloques que conforman un sistema fotovoltaico es el panel solar y constituye la principal fuente de energía de una instalación fotovoltaica. Está formado por un conjunto de células solares asociadas entre ellas en serie y paralelo

Las células fotovoltaicas se clasifican en tres grupos según el tipo de silicio que las componen:

- Células de silicio policristalino
- Células de silicio amorfo
- Células de silicio monocristalino

Las células de silicio amorfo presentan degradación al ser expuestas al sol después de un determinado tiempo de trabajo. Además, las células fotovoltaicas de silicio amorfo son las de menor rendimiento del mercado con una eficiencia del 8%. La eficiencia de las células de silicio policristalino actualmente se han logrado llevar a valores próximos del 12% siendo posible en los procesos de fabricación refinados llegar a valores del 14%. Una gran ventaja de células de silicio policristalino es la posibilidad de producir las directamente en forma cuadrada, lo que facilita la fabricación de paneles solares compactos. Las células más utilizadas en sistemas fotovoltaicos son los compuestos por células monocristalinas debido a la eficiencia de este tipo de células que oscila entre el 14% y el 18%, [15]

3.3.1 Proceso de selección

Para esta aplicación se decide buscar en el mercado un panel monocristalino de alta potencia de manera que solo se necesite de un panel para suplir la exigencia

de la carga. La metodología para establecer el número de paneles se realizara más adelante.

Para el proceso de selección del panel se consultaron diversas empresas, se tuvieron presente las características de operación, la tensión máxima del panel la cual debe tener un valor por encima de las tensiones requeridas para el funcionamiento del convertidor reductor.

A continuación se hace una comparación de los modelos encontrados en las diferentes empresas.

Tabla 5.Comparación de los distintos modelos de paneles solares monocristalinos consultados a los diferentes fabricantes

Fabricante	Modelo	Tensión máxima (Vmpp) V	Potencia máxima nominal de salida W	Precio en Dólares consultados junio 2012
Paneles SOLARWORLD	2230802 P. SOLARWORLD MONOCRISTALINOS SW 230	20	230	386,78 US\$
Paneles SOLARWORLD	2230805 P. SOLARWORLD MONOCRISTALINOS SW 245	20	245	411.26 US\$
Paneles Monocristalinos SCHOTT	2240054 P.MONOCRISTALINOS SCHOTT - Black	20	250	424.73 US\$
Paneles Monocristalinos HYUNDAI	2243050 P. MONOCRISTALINOS HYUNDAI	30.3	245	362.30 US\$
Paneles Monocristalinos HYUNDAI	2243055 P. MONOCRISTALINOS HYUNDAI	30.5	250	370.87 US\$
Suniva	Suniva 250W Monocrystalline Solar Panel, Black Frame OPT250-60-4-1B0	30	250	376.2 SUS\$
Fluitecnik	Fluitecnik 240W Monocrystalline Solar Panel FTS-240M-B	30.15	240	464 US\$

Fuente: autores.

De la tabla 5 se observa los diversos módulos fotovoltaicos consultados. El modelo seleccionado para la aplicación, es el proporcionado por la empresa HYUNDAI, el modelo 2243050 P. MONOCRISTALINOS HYUNDAI, presenta valores similares a los demás modelos en cuanto máxima potencia y valores nominales de tensión. Este modelo es el que presenta la hoja de datos más completa para los requerimientos del modelo en matlab; la hoja de datos del panel seleccionado se puede consultar en [16]

En la figura 9 se muestra el panel seleccionado y sus características principales

Figura 9. Panel seleccionado



FUENTE [http://www.jhroerden.com/solar/descargas/MG-Series%20Datasheet_EN\(2010%2011\)%20\(2\).pdf](http://www.jhroerden.com/solar/descargas/MG-Series%20Datasheet_EN(2010%2011)%20(2).pdf), disponible 17 de junio 2012

Modelo:2243050 P. MONOCRISTALINOS HYUNDAI

- Potencia máxima nominal: 245w
- Tensión a potencia máxima: 30.3v
- Corriente a potencia máxima: 8.1A
- Tensión a circuito abierto (VOC): 37.4V
- Corriente a circuito abierto(ISC): 8.6A
- Número de células conectadas en serie : 60

3.3.2 Dimensionamiento de la cantidad de paneles según requerimientos de la carga en Laguneta Ciénaga de Oro, Córdoba y en la UIS Bucaramanga.

Teniendo en cuenta que la lámpara consume 30 W tal y como se especificó anteriormente es necesario determinar la energía diaria que consume la carga. Para un consumo sin interrupciones de 12 horas tiempo que la lámpara LED está encendida el consumo de energía diario es:

$$30w \times 12h = 360wh \quad (12)$$

Teniendo en cuenta la potencia del panel de 245w para dimensionar la cantidad de paneles requeridos según la carga y con la radiación más crítica del lugar seleccionado Laguneta Ciénaga de Oro, Córdoba se sigue la metodología en [17]

$$\frac{360 Wh}{3.65 \text{ horas pico} * \frac{245W}{\text{modulo}} * 0.5(50\% \text{ de eficiencia del sistema})} = 0.80 \quad (13)$$

Con lo anterior se observa que se necesita 1 panel con las características estipuladas para suplir la carga en Laguneta Ciénaga de Oro, Córdoba.

De la misma manera se realiza el cálculo de paneles para la UIS Bucaramanga con el ánimo de tener una referencia respecto a lugar seleccionado. Si se tiene en cuenta que para la lámpara se requieren 83 unidades (sección 2.2.3)

$$83w \times 12h = 996wh \quad (14)$$

$$\frac{996 Wh}{3.87 \text{ horas pico} * \frac{245W}{\text{modulo}} * 0.5(50\% \text{ de eficiencia del sistema})} = 2.1 \quad (15)$$

Con lo anterior se observa que se necesita 2 paneles con las características estipuladas para suplir la carga si se quisiera implementar en la UIS Bucaramanga bajo condiciones fotópicas.

3.4 MODELO DEL PANEL SOLAR

El modelo del panel solar seleccionado se realiza mediante la herramienta de MATLAB, donde se pretende observar el comportamiento del módulo seleccionado aplicado a las características de Laguneta Ciénaga de Oro, Córdoba.

3.4.1 punto de máxima potencia

Para comprobar el comportamiento del panel seleccionado, se hace uso de un modelo en matlab proporcionado por [18], el desarrollo del modelo se puede observar en el anexo A, mediante este modelo se comprueba el punto de máxima potencia del panel seleccionado para lo cual se tienen las siguientes características: El punto de máxima potencia proporcionado por el fabricante se mide a:

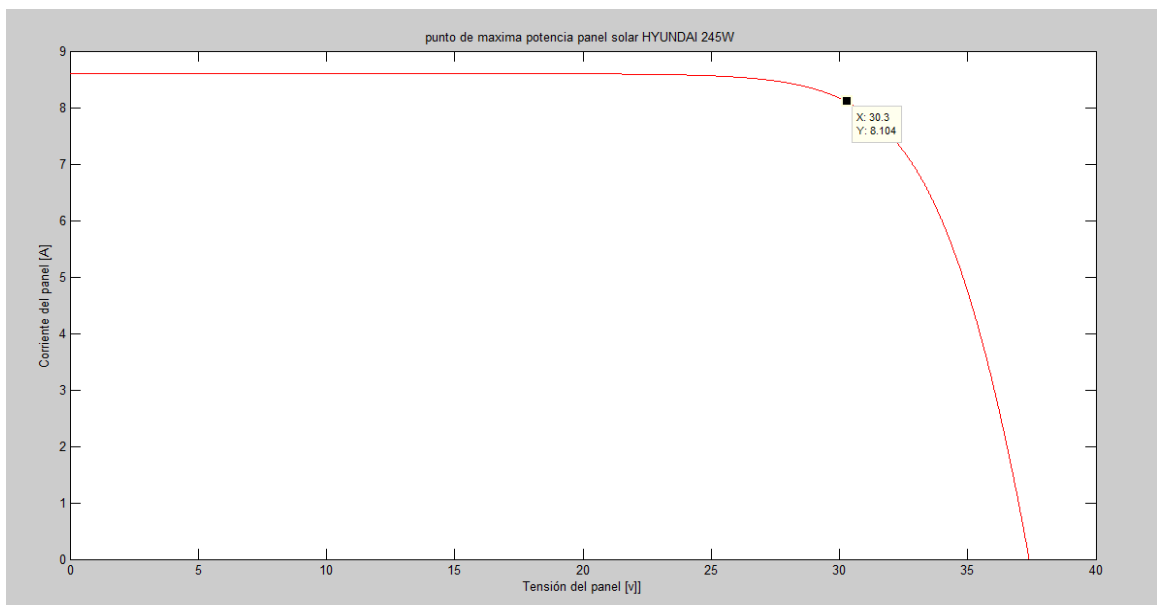
- $G = \text{radiacion de } \frac{1000W}{m^2}$
- $T = 25^{\circ}C$

El punto de máxima potencia a las condiciones anteriores según el fabricante:

- Tensión alPmax (V_{mpp})= 30.3V
- Corriente alPmax (I_{mpp})= 8.1 A

Con lo especificado anteriormente y con el modelo del panel en matlab del anexo A.1, se obtiene la siguiente figura donde se especifica el punto de máxima potencia

Figura 10. Punto de máxima potencia para el modelo del panel monocristalino HYUNDAI 245W



Fuente: autores mediante MATLAB

En la figura anterior se observa que mediante el modelo de matlab y con las características anteriores se obtiene el punto de máxima potencia simulado que es

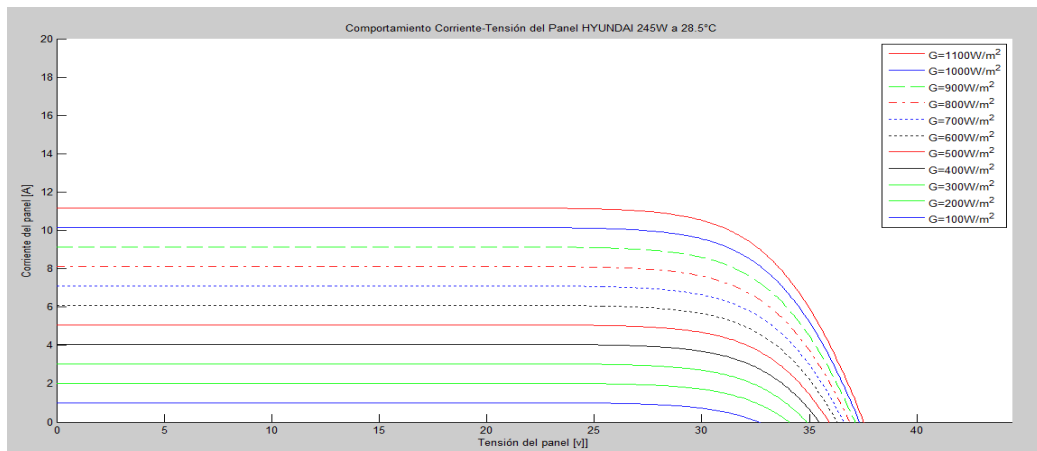
el mismo proporcionado por el fabricante por lo tanto se comprueba la veracidad del modelo.

3.4.2 modelo del panel fotovoltaico aplicado a Laguneta Ciénaga de Oro, Córdoba.

Para el primer convertidor de potencia se necesitan los datos de entrada del mismo, tanto las variaciones de corriente y tensión presentadas en la entrada del convertidor son impuestas por el panel para lo cual es necesario conocer dichos valores los cuales se obtienen gracias al modelo en matlab proporcionado por [18].

Para conocer las variaciones de tensión y corriente impuestas por el panel para la entrada del primer convertidor, se hace un barrido de radiación global desde $\frac{100W}{m^2}$ a $\frac{1100W}{m^2}$ teniendo en cuenta que en Colombia para un día normal la radiación global máxima en un día no supera los $\frac{1000W}{m^2}$ según [19], y con la temperatura promedio del lugar seleccionado en $T = 28.5^{\circ}C$ según [13]. Con el modelo de matlab proporcionado por [18] y descrito en el anexo A.2 se obtiene la siguiente figura:

Figura 11. Comportamiento del panel para diferentes valores de radiación global y una temperatura de $28.5^{\circ}C$



Fuente: autores mediante MATLAB

Con la figura anterior el procedimiento a seguir es establecer los valores máximos y mínimos para la corriente y tensión que serán los valores de entrada del primer convertidor. Para establecer el valor mínimo de tensión en la entrada del convertidor se utiliza el criterio proporcionado por [20] donde se establece:

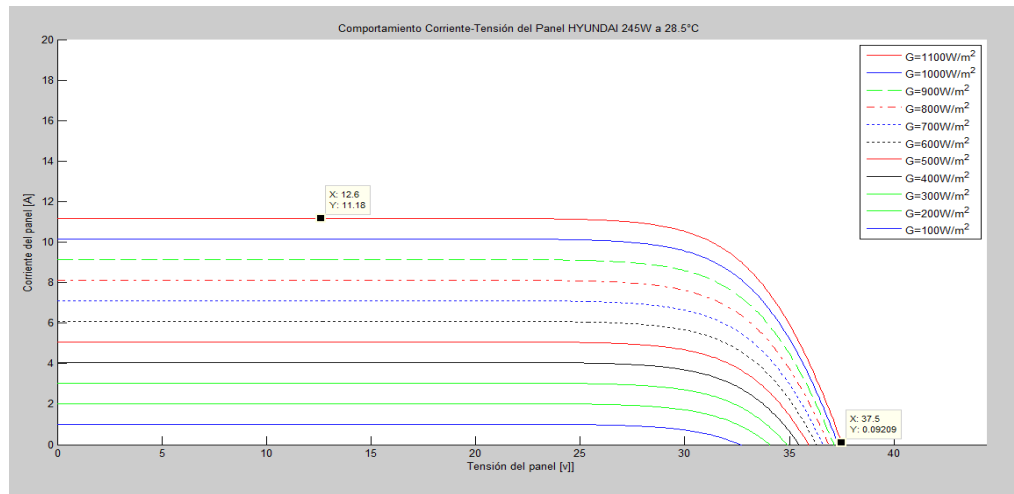
$$\frac{v_{out}}{\text{ciclo de trabajo}(\text{varia entre el 5\% y el 95\%})} = v_{in} \quad (16)$$

Con el v_{out} del primer convertidor establecido por la tensión de la batería en 12V, y con un ciclo de trabajo del 95% se tiene

$$\frac{12}{0.95} = 12.63V \quad (17)$$

Con el valor de tensión mínimo se sigue establecer el valor máximo para la tensión de entrada según el modelo en matlab del panel y de igual forma la corriente mínima y máxima proporcionada por el panel. De esta forma en la siguiente figura se observan los valores:

Figura 12. Valores máximos y mínimos de corriente y tensión proporcionados por el modelo del panel seleccionado



Fuente: autores mediante MATLAB.

Los valores de corriente y tensión seleccionados se miden respecto al caso más extremo que sería con una radiación global de $\frac{1100W}{m^2}$, siendo los valores límites; de tal forma que para otros valores de corriente y tensión que se puedan presentar para determinada radiación global, el diseño del convertidor admita dicho rango de valores, La tensión máxima se seleccionó de tal forma que fuera cercana a la tensión de circuito abierto y la corriente fuera mucho menor que la corriente máxima de la radiación global de $\frac{100W}{m^2}$, esto se hace con el fin de encontrar un amplio rango de tensiones y corrientes.

Según la figura 12 se puede definir los valores proporcionados por el panel que a la vez son las entradas del primer convertidor, dichos valores se pueden observar en la tabla 6

Tabla 6. Valores máximos y mínimos de corriente y tensión proporcionados por el panel

Tensión	Corriente	Potencia W
12.63V	11.18A	141.203W
37.5V	0.092A	3.45W

Fuente: autores

Para conocer la tensión y la corriente al punto de máxima potencia a una temperatura de $28.5c^{\circ}$ y a una radiación global de $\frac{1100W}{m^2}$ se utiliza el modelo en matlab proporcionado por [18] el cual se describe en el anexoA.3 según este modelo los valores correspondientes son:

Tensión=30.28 V Corriente=10.4343 A

Con lo establecido anteriormente se tienen los valores definitivos para la entrada del primer convertidor

Tabla 7. Valores máximos y mínimos de entrada para el primer convertidor

Valores mínimos	Tensión mínima 12.63 V	Corriente mínima 0.092 A
Valores máximos	Tensión máxima 37.5 V	Corriente máxima 11.18A
Valores al punto de máxima potencia	Tensión a máximo punto de potencia 30.28 V	Corriente a punto de máxima potencia 10.4343A

Fuente: autores

4 SELECCIONAR EL TIPO DE BATERÍA QUE GARANTICE UN FUNCIONAMIENTO ADECUADO DEL SISTEMA EN LAGUNETA CIÉNAGA DE ORO, CÓRDOBA.

Anteriormente se había estipulado la salida del primer convertidor de potencia como la tensión requerida por la batería; una tensión de 12 V. Este valor se selecciona de acuerdo a [21]. La batería se encarga de acumular la energía eléctrica generada por el sistema de generación fotovoltaico para poder disponer de ella en las horas del día que no haya sol. Las más recomendadas para este tipo de instalaciones son las estacionarias de plomo ácido, con vasos de 2V cada uno, que se dispondrán en serie y/o paralelo para completar los 12, 24 o 48 Vcc que sea adecuado en cada caso. [21] Los niveles de tensión requeridos para suplir la exigencia de la carga se puede observar en la tabla 8

Tabla 8. Tensiones requeridas dependiendo de la exigencia de la carga

Potencia demandada por las cargas (W)	Tensión de trabajo (V)
Menor de 1500	12
1500-5000	24 o 48
Mayor de 5000	120 o 300

Fuente: http://www.sfe-solar.com/wp-content/uploads/2011/09/Sunfields_Boletin_Fotovoltaica_Autonomas.pdf?9d7bd4, Boletín Solar Fotovoltaica

Autónoma SunFields Europe, disponible en línea 10 de junio 2012

Para definir las características de la batería es necesario tener en cuenta:

Las profundidades de descarga máximas que se suelen considerar para un ciclo diario (profundidad de descarga máxima diaria) están en torno al 15-20%. Para el caso del ciclo estacional, qué es el número máximo de días que podrá una batería estar descargándose sin recibir los módulos radiación solar suficiente, están en torno a 4-10 días y un profundidad de descarga del 70% aproximadamente. [21]

Para saber el tipo de batería necesaria según lo requerimientos de la carga se sigue la metodología utilizada en [21] Para el cálculo de la capacidad nominal de las baterías es necesario conocer el consumo diario de energía de la carga

Tabla 9. Consumo de energía diario de la carga

Carga	Potencia de la carga	Horas de funcionamiento	Total de energía necesaria diaria	Total de energía necesaria diaria con margen de seguridad de 20%
Lámpara de 30 leds	30 w	12 h.	360wh	432wh

Fuente: autores.

Con la tabla de consumos se obtiene el consumo de energía diario de la instalación al que se le ha aplicado un margen de seguridad recomendado del 20% [21]

Para un buen dimensionamiento se toma el rendimiento de la batería en 95% y un rendimiento de los conductores en 100% [21]

Así para el cálculo del consumo medio de energía se considera la siguiente expresión:

$$Lmd = \frac{Lmd, DC}{nbat \times ncon} = \frac{432Wh}{0.95 \times 1} = \frac{454.73wh}{dia} \quad (18)$$

Se tiene en cuenta que los dos parámetros importantes para el dimensionado de la batería son la máxima profundidad de descarga (estacional y diaria) y el número de días de autonomía. Como norma general, se toman estos parámetros:

- Profundidad de Descarga Máxima Estacional ($PD_{max,e}$) = 70% = 0,7
- Profundidad de Descarga Máxima Diaria ($PD_{max,d}$) = 16% = 0,16

Y el otro parámetro importante requerido es el número de días de autonomía que para esta aplicación se estipula en 3días.

4.1 CALCULO DE LA CAPACIDAD NOMINAL NECESARIA DE LAS BATERÍAS EN FUNCIÓN DE LA PROFUNDIDAD DE DESCARGA ESTACIONAL Y DIARIA.

Se procede al cálculo de la capacidad nominal necesaria de las baterías en función de la profundidad de descarga estacional y diaria. La mayor de ellas será la que se seleccionara, pues de lo contrario se podría incurrir en una insuficiencia estacional o diaria.

- Capacidad nominal de la batería en función de la descarga máxima diaria (cnd):

$$Cnd(Wh) = \frac{Lmd}{PD_{max,d} \times FCT} = \frac{454.73}{0.16 \times 1} = 2842.06Wh \quad (19)$$

$$Cnd(Ah) = \frac{Cnd(Wh)}{VBat} = \frac{2842.06}{12} = 236.83Ah \quad (20)$$

La explicación de las dos ecuaciones consiste en que se necesita generar una energía diaria Lmd con la batería pero permitiendo solamente un 16% de descarga máxima diaria y suponiendo un factor de corrección de Temperatura ($FCT = 1$). Una vez sabida la energía en Wh de la batería, se divide entre la tensión de la

misma (12V en este caso) y ya se tiene la capacidad mínima que necesita el sistema de acumulación en función de la descarga máxima diaria.

- Capacidad nominal de la batería en función de la descarga máxima estacional (Cne):

$$Cne(Wh) = \frac{Lmd \times N}{PD_{max, e} \times FCT} = \frac{454.73 \times 3}{0.7 \times 1} = 1948.84Wh \quad (21)$$

$$Cne(Ah) = \frac{Cne(Wh)}{VBat} = \frac{1948.84}{12} = 162.40Ah \quad (22)$$

La explicación es similar a la anterior, se necesita generar una energía diaria Lmd con la batería pero que se pueda disponer de ella durante 3 días sin sol, sin permitir una descarga mayor del 70% y suponiendo un factor de corrección de Temperatura (FCT = 1). Una vez sabida la energía en Wh de la batería, se divide entre la tensión de la misma (12V en este caso) y ya se tiene la capacidad mínima que se necesita para el sistema de acumulación en función de los días de autonomía.

Así pues con los cálculos realizados se escoge la mayor es decir la capacidad nominal de las baterías sería, como mínimo, C=236.83Ah teóricamente pero en el mercado como mínimo de C=240Ah.

4.2 PROCESO DE SELECCIÓN

Con la especificación de la capacidad nominal de la batería se procede a consultar diferentes productos, A continuación se hace una comparación de las baterías encontradas en las diferentes empresas

Tabla 10 comparación de los distintos modelos de baterías plomo acido consultados a los diferentes fabricantes

FABRICANTE	MODELO	CAPACIDAD NOMINAL	PRECIO EN DOLARES CONSULTADOS JUNIO 2012
RITAT	RA12-240	240 AH	846.89US\$
POWERBATT	PK240-12	240AH	1490.90US\$
FULLRIVER	DC240-12	240Ah	569.95 US\$
INNOVATIVE ENERGIES	RA12-240	240Ah	El precio no aplica por unidad requiere un pedido mínimo de unidades
SILICONSOLAR	12v 250Ah AGM Battery	250Ah	471.55 US\$

Fuente: autores

La tabla 10 permite observar los diversos modelos consultados, se observan las baterías seleccionadas con los valores comerciales disponibles en el mercado más comunes de 240Ah y 250Ah. De los modelos presentes en la tabla se seleccionó la batería PK240-12 del fabricante POWERBATT debido a que la información brindada por el fabricante en la hoja de datos es la más completa, y organizada a la hora de utilizarla para adaptarla a el modelo en MATLAB de la batería.

A continuación se muestra La batería seleccionada y sus principales características, las cuales fueron consultadas en [22]

Figura 13 batería de plomo acido seleccionada seleccionado



FUENTE <http://www.polluxbattery.com.my/240ah-12v-battery.html>, batería, disponible 24 de junio 2012

Características

- Capacidad nominal : 240Ah
- Voltaje nominal: 12v
- Vida útil : 10 años
- Resistencia interna de la batería completamente cargada a 25 ° C: 2.6mΩ
- Máxima corriente de carga de la batería a 25 ° C: 75A
- Máxima corriente de descarga de la batería a 25 ° C: 1800A (5 Sec.)

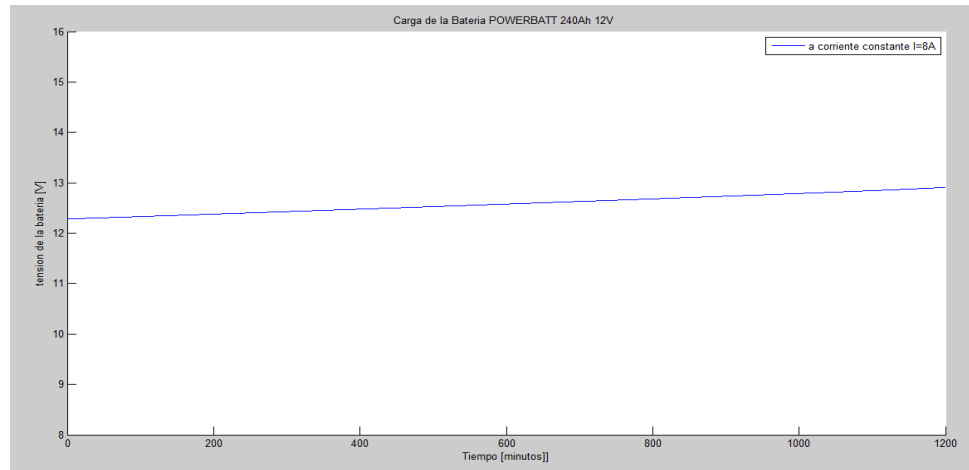
Con la batería seleccionada lo concerniente es fijar los parámetros que son la salida del primer convertidor, la tensión ya está fijada en 12V y se necesita fijar la corriente de salida que para el primer convertidor sería la corriente de carga de la batería, para sistemas fotovoltaicos se recomienda que las tasas de carga sean de C/30 [23], lo cual da 8A como corriente de carga.

4.3 COMPORTAMIENTO DE LA BATERÍA SELECCIONADA A CORRIENTE DE CARGA Y DESCARGA

Para observar el comportamiento de la batería seleccionada se hace uso del modelo en matlab proporcionado por [24], y que se puede apreciar en el anexo B. donde se aprecia el modelo con las especificaciones de la batería seleccionada,

El comportamiento de la batería a un corriente de carga de 8A se observa en la figura14

Figura 14 carga de la batería a una corriente de 8A



Fuente: autores mediante MATLAB.

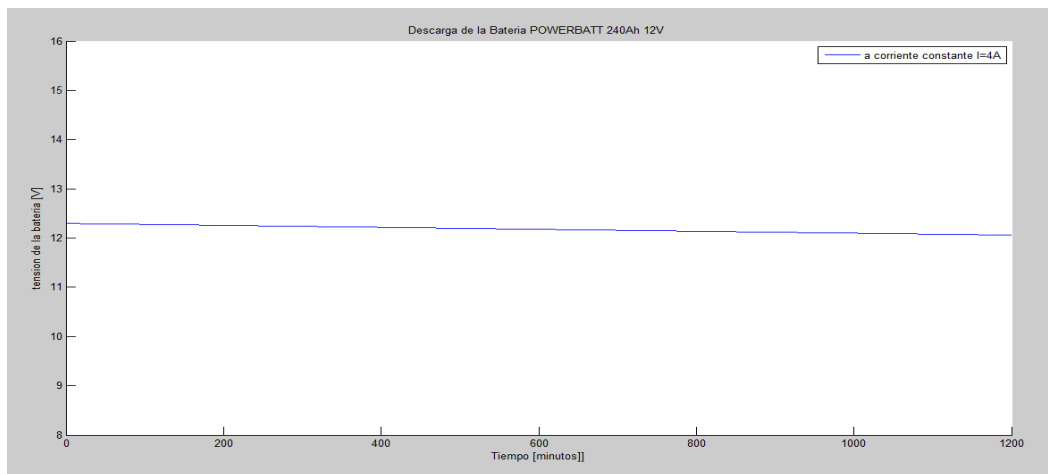
En la figura 14 se observa el comportamiento de carga de la batería para la corriente de 8A, se puede observar que para el estado de carga la batería supera la tensión nominal de 12 V alcanzado un valor entre el intervalo de 12 V-13V, para la batería seleccionada está en el rango admitido en el proceso de carga máximo entre 13.6 y 13.8V [22] Cabe tener en cuenta que para el segundo convertidor la corriente de descarga es la corriente de entrada, por lo cual se desea analizar los rangos de tensión y de corriente de la batería cuando esta se descarga, para ello se considera que la metodología para hallar el dimensionamiento de las baterías es realizado a profundidades de descarga límites entre 0.7 y 0.2. Por lo tanto teniendo en cuenta que la batería tiene una capacidad de 240 Ah, y durante 12 horas de descarga las corrientes que cumplen para que el final del tiempo corresponda a una profundidad de 0.2 y 0.7 respectivamente son:

$$I_{DOD=0.2} = \frac{240Ah}{12h} * 0.2 = 4A \quad (23)$$

$$I_{DOD=0.7} = \frac{240Ah}{12h} * 0.7 = 14A \quad (24)$$

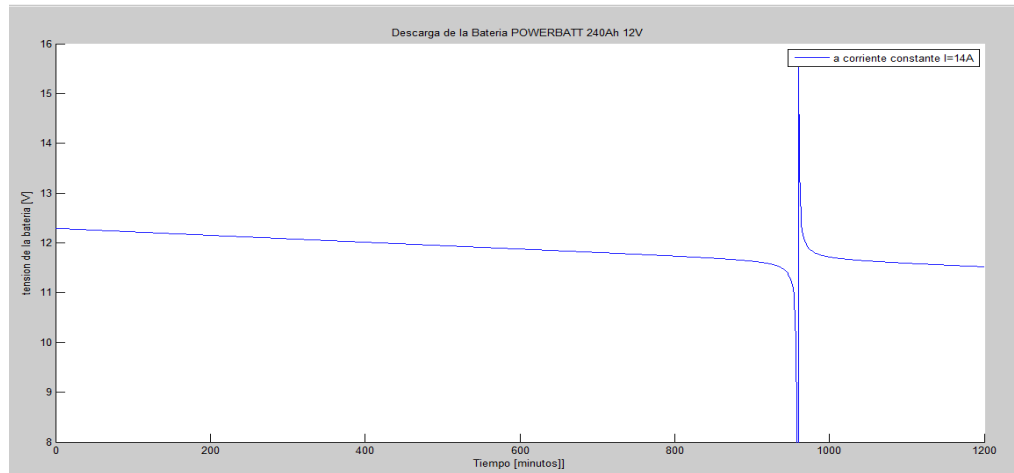
Con las corrientes definidas se utiliza el modelo proporcionado por [24] que se describe en el anexo B, en las figuras 15 y 16 se observan el comportamiento de la batería a las corrientes de descarga.

Figura 15 descarga de la batería a una corriente de 4A



Fuente: autores mediante MATLAB.

Figura 16descarga de la batería a una corriente de 14A



Fuente: autores mediante MATLAB.

El modelo está limitado a los modo de carga y descarga los resultados proporcionan una buena estimación entre el 30% y el 80% del estado de carga de la batería tal como se especifica en [24].En las figuras15 y 16 se observan los comportamientos del modelo de la batería, el rango de tensión durante 12 horas a 14A de corriente de descarga es: 12.3V y 11.8V. Para corriente de descarga a 4A el rango de tensión corresponde entre 12.3V y 12.15V, teniendo en cuenta que el modelo de la batería no considera los modos de sobre descarga y subdescarga los rangos de tensión de la batería se toman entre 11V y 13V tal como se muestra en la siguiente tabla:

Tabla 11 rangos de tensión de la batería para el segundo convertidor

TENSION DE LA BATERÍA [V]	CORRIENTE DE LA BATERÍA [A]	POTENCIA TOTAL [W]
13	14	182
11	4	44

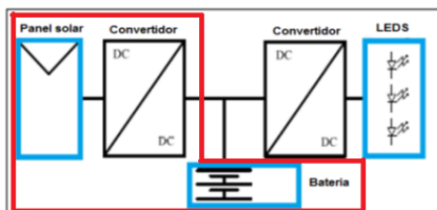
Fuente: autores.

5 CALCULO DEL CONVERTIDOR DE POTENCIA DE LA ETAPA DE ALMACENAMIENTO DE ENERGIA

5.1 PARÁMETROS DESEADOS DEL CONVERTIDOR

Se desea calcular la eficiencia del convertidor de potencia que se encuentra entre el modulo fotovoltaico y la batería de almacenamiento este convertidor se encarga de suministrar la tensión requerida para la batería, la selección de los componentes del convertidor implica seleccionar aquellos que representen menos pérdidas de energía. El procedimiento se realizó según [7].

Figura 17 Convertidor de potencia de la etapa de almacenamiento de energía



Fuente: autores.

Para calcular I_{Omax} se supone que la potencia de salida del convertidor es igual a la potencia de entrada. De la tabla 6 y 7 se tienen los valores de potencia de entrada proporcionados por el modelo en MALTAB del panel.

$$I_{Omax} = \frac{315.95 \text{ (punto de máxima potencia del panel)}}{12} = 26.33A \quad (25)$$

Para calcular I_{Omin} se supone una eficiencia relativamente baja del 75%

$$I_{0min} = \frac{3.45(0.75)}{12} = 0.2156A \quad (26)$$

Se hacen dichas suposiciones para que los valores reales de I_{0max} e I_{0min} estén entre estos dos valores límites.

Los parámetros deseados para el primer convertidor, se han calculado en el desarrollo del panel y la batería, estos parámetros se muestran a continuación: $V_{in0max} = 30.28V$ $I_{0max} = 26.33A$ $V_0 = 12V$ $I_{0nom} = 8A$

$$V_{imax} = 37.5V \quad V_{imin} = 12.63V \quad I_{0min} = 0.2156A \quad V_r = 0.5\%$$

Donde V_{in0max} es la tensión del punto de máxima potencia del panel seleccionado, I_{0nom} es la corriente de carga de la batería, V_r es el porcentaje de rizo estimado en la salida.

5.2 PROCEDIMIENTO PARA EL CÁLCULO DE LOS COMPONENTES PARA LA DETERMINACION DE LA EFICIENCIA

1) calcular la potencia de salida según I_{0max} e I_{0min} :

$$P_{0max} = V_0 * I_{0max} = 12 * 26.33 = 315.96W \quad (27)$$

$$P_{0min} = V_0 * I_{0min} = 12 * 0.2156 = 2.5872W \quad (28)$$

2) hallar el valor máximo y mínimo de la resistencia de carga:

$$R_{Loadmin} = \frac{V_0}{I_{0max}} = \frac{12}{26.33} = 0.455\Omega \quad (29)$$

$$R_{Loadmax} = \frac{V_0}{I_{0min}} = \frac{12}{0.2156} = 55.658\Omega \quad (30)$$

3) se procede a calcular el valor nominal, mínimo y máximo de la función de transferencia ideal:

$$M_{vnom} = \frac{V_0}{V_{inom}} = \frac{12}{30.28} = 0.3963 \quad (31)$$

$$M_{vmax} = \frac{V_0}{V_{imin}} = \frac{12}{12.63} = 0.95 \quad (32)$$

$$M_{vmin} = \frac{V_0}{V_{imax}} = \frac{12}{37.5} = 0.32 \quad (33)$$

4) calcular los valores del ciclo de trabajo, suponiendo eficiencia del 95%.

$$D_{nom} = \frac{M_{vnom}}{0.95} = 0.4172 \quad (34)$$

$$D_{max} = \frac{M_{vmax}}{0.95} = 1 \quad (35)$$

$$D_{min} = \frac{M_{vmin}}{0.95} = 0.3368 \quad (36)$$

5) calcular la inductancia mínima L_{min} para que este en el modo de conducción continua y seleccionar el inductor en el mercado:

$$L_{min} = (R_{Loadmax} * (1 - D_{min})) / (2 * f_s) \quad (37)$$

Donde f_s es la frecuencia de conmutación, la cual para un convertidor *Buck*, varía entre 100KHz y 500KHz tal como lo indica [25]. por lo tanto se realiza 5 L_{min} para las frecuencias entre 100KHz y 500KHz cada 100KHz.

Tabla 12 valores mínimos de los inductores del convertidor de potencia de la etapa de almacenamiento de energía para f_s entre 100-500KHz

FRECUENCIA DE CONMUTACION f_s	INDUCTANCIA MINIMA L_{min}
100KHz	184.5 μ H
200KHz	92.2 μ H
300KHz	61.52 μ H
400KHz	46.14 μ H
500KHz	36.91 μ H

Fuente: autores.

Teniendo en cuenta las diferentes frecuencias de conmutación y la mínima inductancia respectiva se seleccionan los inductores que tengan la menor resistencia asociada a cada inductor. Los datos técnicos de los inductores seleccionados se muestran en la siguiente tabla, mayor información se encuentra en [26].

Tabla 13 datos técnicos de los inductores seleccionados del convertidor de potencia de la etapa de almacenamiento de energía

FRECUENCIA DE CONMUTACION f_s	VALOR DE LA INDUCTANCIA [μ H]	$I_{RMS MAX}$ [A]	RESISTENCIA DEL INDUCTOR [$m\Omega$]
100KHz	195	27	4.40
200KHz	103	37	2.14
300KHz	79	42	1.63
400KHz	49	55	1.03
500KHz	40	58	0.81

Fuente: autores.

6) cálculo del máximo rizado del inductor

$$\Delta i_{Lmax} = V_0 * (1 - D_{min}) / L * f_s \quad (38)$$

Tabla 14 máximo rizado de los inductores del convertidor de potencia de la etapa de almacenamiento de energía para fs entre 100-500KHz

FRECUENCIA DE CONMUTACION f_s	CALCULO DEL MAXIMO RIZADO DEL INDUCTOR Δi_{Lmax} [A]
100KHz	0.4081
200KHz	0.3863
300KHz	0.3358
400KHz	0.4060
500KHz	0.3979

Fuente: autores.

7) cálculo de la tensión de rizo en la salida:

$$V_r = \frac{12}{100} * 0.5 = 60mV \quad (39)$$

8) cálculo de $R_{esr_{max}}$; teniendo en cuenta que $R_{esr_{max}} = V_r / \Delta i_{Lmax}$ se obtiene para

cada frecuencia:

Tabla 15 resistencias máximas de los capacitores del convertidor de potencia de la etapa de almacenamiento de energía para fs entre 100-500KHz

FRECUENCIA DE CONMUTACION f_s	RESISTENCIA DEL CAPACITOR MAXIMA $R_{esr_{max}}$ [mΩ]
100KHz	147
200KHz	155.3
300KHz	178.7
400KHz	147.8
500KHz	150.8

Fuente: autores.

9) cálculo de la capacitancia mínima C_{min} para que este en modo de conducción continua y selección del capacitor disponible en el mercado:

$$C_{min} = \max\left(\frac{D_{max}}{2 * f_s * R_{esr}}, \frac{1 - D_{min}}{2 * f_s * R_{esr}}\right) \quad (40)$$

$$C_{min} = \max\left(\frac{1}{2 * f_s * R_{esr}}, \frac{1 - 0.3368}{2 * f_s * R_{esr}}\right) \quad (41)$$

Tabla 16 capacitancia mínima del convertidor de potencia de la etapa de almacenamiento de energía para fs entre 100KHz-500KHz

FRECUENCIA DE CONMUTACION f_s	CAPACITANCIA MINIMA c_{min} [μ F]
100KHz	34
200KHz	16.1
300KHz	9.3
400KHz	8.4
500KHz	6.6

Fuente: autores.

Selección del capacitor: el capacitor se seleccionó teniendo en cuenta que la tensión máxima fuera mayor que 12V, se seleccionaron la mayoría de los capacitores de 50V que cumplieran con las capacitancias mínimas, y las resistencias del capacitor lo más pequeñas posibles según la frecuencia de conmutación.

Tabla 17 capacitores seleccionados del convertidor de potencia de la etapa de almacenamiento de energía

FRECUENCIA DE CONMUTACION [kHz]	CAPACITANCIA SELECCIONADA [μ F]	RESISTENCIA DEL CAPACITOR SELECCIONADO [$m\Omega$]	TENSION MAXIMA [V]	EMPRESA
100	47	31	50	HITANO
200	47	31	50	HITANO
300	47	31	50	HITANO
400	100	200	25	MHB series
500	20	2.5	50	PAKTRON

Fuente: autores.

Las hojas de datos técnicos de 100KHz a 300KHz se encuentran en: [27], para 400KHz se encuentra en [28], para 500KHz se encuentra en [29].

10) hallar la frecuencia de corte del filtro pasabajas:

$$f_0 = \frac{1}{(2\pi * \sqrt{(L * C)})} \quad (42)$$

Tabla 18 frecuencias de corte del convertidor de potencia de la etapa de almacenamiento de energía

FRECUENCIA DE CONMUTACION f_s	FRECUENCIA DE CORTE f_0 [Hz]
100KHz	1662.57
200KHz	2287.5
300KHz	2611.9
400KHz	2273.6
500KHz	5627

Fuente: autores.

11) cálculo de las tensiones y corrientes del MOSFET:

Se debe seleccionar un transistor MOSFET tal que la tensión de drenador a fuente sea mayor a 37.5V. $V_{DSmax} > V_{imax}$, La corriente de fuente del transistor máxima es:

$$I_{smax} = I_{0max} + \frac{\Delta i_{Lmax}}{2} \quad (43)$$

Teniendo en cuenta que el rizado de la corriente depende de la frecuencia, la siguiente tabla muestra la corriente del transistor mínima a la cual se puede seleccionar el MOSFET

Tabla 19 corriente mínima del mosfet del convertidor de potencia de la etapa de almacenamiento de energía para f_s entre 100-500KHz

FRECUENCIA DE CONMUTACION f_s	CORRIENTE MINIMA PARA SELECCIONAR EL MOSFET I_{sMAX} [A]
100KHz	26.534
200KHz	26.523
300KHz	26.497
400KHz	26.533
500KHz	26.528

Fuente: autores.

A continuación se muestra el modelo seleccionado para el cual se tuvo en cuenta la resistencia de encendido pequeña, la capacitancia de salida baja y el modelo en ORCAD que brinda el fabricante necesario para la simulación.

Tabla 20 transistor seleccionado del convertidor de potencia de la etapa de almacenamiento de energía

MODELO	VDSMAX [V]	IDMAX [A]	RESISTENCIA DE ENCENDIDO $R_{DS(on)}$ [mΩ]	CAPACITANCIA DE SALIDA C_0 [pF]
NDB6060	60	48	25	475

Fuente: autores.

La hoja de datos del transistor se encuentra respectivamente en: [30].

12) Perdidas por conducción: las pérdidas por conducción dependen de la resistencia de encendido del modelo de transistor, para el modelo seleccionado $R_{DS(on)} = 25m\Omega$ el resultado se visualiza en la tabla 21.

$$P_{rDon} = D_{nom} * R_{DS(on)} * I_{onom}^2 \quad (44)$$

Tabla 21 perdidas por conducción del transistor seleccionado del convertidor de potencia de la etapa de almacenamiento de energía

MODELO	PERDIDAS POR CONDUCCION [W]
NDB6060	0.66

Fuente: autores.

Las pérdidas por conmutación dependen de la frecuencia de conmutación, de la capacitancia de salida y están mayormente influenciadas por la tensión nominal de entrada, la tabla 22 visualiza los resultados del transistor seleccionado.

Las pérdidas por conmutación están dadas por:

$$P_{SW} = f_s * C_0 * V_{Inom}^2 \quad (45)$$

Tabla 22 pérdidas por conmutación del transistor seleccionado del convertidor de potencia de la etapa de almacenamiento de energía. Para f_s entre 100-500KHz

FRECUENCIA DE CONMUTACION f_s		100KHz	200KHz	300KHz	400KHz	500KHz
PERDIDAS POR CONMUTACION	MODELO NDB6060 $C_0 = 475pF$ $V_{inom} = 30.28V$	0.043W	0.087W	0.130W	0.174W	0.2177W

Fuente: autores.

Se considera necesario tener en cuenta el tiempo de retardo de encendido td_{on} , el tiempo de retardo de apagado td_{off} , el tiempo de subida t_r , el tiempo de caída t_f con estos datos es posible determinar la frecuencia máxima (f_{max}) a la cual puede trabajar el transistor:

$$f_{max} = \frac{1}{td_{on} + td_{off} + t_r + t_f} = \frac{1}{10ns + 28ns + 145ns + 77ns} = 3.84MHz \quad (46)$$

Se puede observar que la frecuencia de conmutación a las cuales se va a analizar las pérdidas por conducción y conmutación se encuentran en el rango permitido debido a que la frecuencia máxima de este transistor es de 3.84MHz.

Las pérdidas totales del mismo son:

$$P_{MOSFET} = P_{R_{DS(on)}} + P_{SW} \quad (47)$$

$$P_{MOSFET} = 0.66 + P_{SW} \quad (48)$$

Por lo tanto la tabla 23 muestra que las pérdidas del MOSFET dependen de la frecuencia de conmutación.

Tabla 23 pérdidas totales del mosfet seleccionado del convertidor de potencia de la etapa de almacenamiento de energía para fs de 100-500KHz

FRECUENCIA DE CONMUTACION f_s	PERDIDAS TOTALES DEL MOSFET [W]
100KHz	0.703
200KHz	0.747
300KHz	0.79
400KHz	0.834
500KHz	0.877

Fuente: autores.

13) cálculo de las pérdidas del inductor:

$$P_{rl} = r_l * I_{onom}^2 \quad (49)$$

Teniendo en cuenta los inductores seleccionados a la respectiva frecuencia de conmutación y con su respectiva resistencia interna los resultados se muestran a continuación:

Tabla 24 perdidas de los inductores seleccionados del convertidor de potencia de la etapa de almacenamiento de energía

FRECUENCIAS DE CONMUTACION f_s	PERDIDAS DEL INDUCTOR [W]
100KHz	0.2816
200KHz	0.136
300KHz	0.104
400KHz	0.065
500KHz	0.05184

Fuente: autores.

14) las pérdidas del capacitor dependen de la frecuencia de operación, esto es debido a que Δi_{Lmax} depende de la frecuencia de conmutación, por lo tanto las pérdidas en el capacitor para la respectiva frecuencia de conmutación son:

$$P_{Resr} = R_{esr} * (\Delta i_{Lmax})^2 / V_0 \quad (50)$$

Tabla 25 perdidas de los capacitores seleccionados del convertidor de potencia de la etapa de almacenamiento de energía

FRECUENCIA DE CONMUTACION f_s	PERDIDAS EN EL CAPACITOR [mW]
100KHz	0.43
200KHz	0.385
300KHz	0.291
400KHz	2.7
500KHz	0.033

Fuente: autores.

15) Las pérdidas totales corresponden a las pérdidas en cada uno de los dos MOSFET agregado a las pérdidas del inductor y del capacitor tal como muestra la tabla 26.

$$P_{TOTALES} = 2 * P_{MOSFET} + P_{rl} + P_{Resr} \quad (51)$$

Tabla 26 pérdidas totales del convertidor de potencia de la etapa de almacenamiento de energía

FRECUENCIA DE CONMUTACION f_s	PERDIDAS TOTALES [W]
100KHz	1.68803
200KHz	1.63
300KHz	1.68
400KHz	1.7357
500KHz	1.8072

Fuente: autores.

16) cálculo de la eficiencia del convertidor: teniendo en cuenta que la corriente nominal de salida es la corriente de carga de la batería (8 A):

$$n = \frac{P_0}{P_0 + P_{TOTALES}} * 100 \quad (52) ; \text{ Donde } P_0 = V_0 * I_0 = 12 * 8 = 96W \quad (53)$$

$$n = \frac{96}{96 + P_{TOTALES}} * 100 \quad (54)$$

Debido a que las pérdidas totales dependen de la frecuencia de conmutación la eficiencia según la frecuencia de conmutación se muestra en la tabla 27:

Tabla 27 eficiencia del convertidor de potencia de la etapa de almacenamiento de energía

FRECUENCIA DE CONMUTACION f_s	EFICIENCIA DEL CONVERTIDOR BUCK ADYACENTE A LA CARGA LED %
100KHz	98.27%
200KHz	98.33%
300KHz	98.28%
400KHz	98.22%
500KHz	98.15%

Fuente: autores.

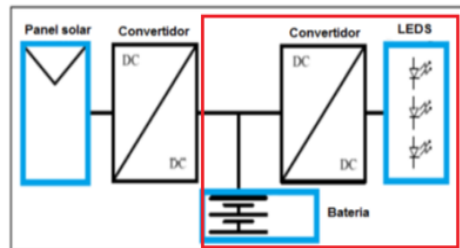
Se observa que el convertidor más eficiente es el que opera a la frecuencia de conmutación de 200KHz con una eficiencia del 98.33%.

5.3 CALCULO DEL CONVERTIDOR DE POTENCIA DE LA ETAPA DE SUMINISTRO DE ENERGIA A LA FUENTE LED.

5.4 PARÁMETROS DESEADOS DEL CONVERTIDOR

El convertidor para el cual se va a calcular la eficiencia corresponde a aquel que se encarga de suministrar la tensión de la carga LED, tal como muestra la figura 18:

Figura 18 Convertidor de potencia de la etapa de la etapa de suministro de energía a la fuente LED.



Fuente: autores.

Para el convertidor de la etapa de suministro de energía de la fuente LED se analizó el comportamiento de la batería en modo de descarga; las tensiones de la batería y las corrientes se estipularon en la tabla 11.

Es necesario tener en cuenta que la tensión nominal de la batería es 12V y la tensión de salida deseada es 6.8V, la cual está compuesta de 15 ramas de

LEDS en paralelo, donde en cada rama hay dos LEDS en serie. Los 6.8V corresponde a la tensión nominal de los 2 LEDS en serie y la corriente de la carga corresponden a las 15 ramas por la corriente nominal de cada LED, es decir:

$$I_{onominal} = 15 * 0.350A = 5.25A \quad (55)$$

Para calcular I_{0max} de salida se supone que la potencia de salida del convertidor es igual a la potencia de entrada de la tabla 11.

$$I_{0max} = \frac{182W}{6.8V} = 26.76A \quad (56)$$

Para calcular I_{0min} se supone una eficiencia muy baja; del 75%:

$$I_{0min} = \frac{44W}{6.8V} * 0.75 = 4.85 A \quad (57)$$

Se hacen dichas suposiciones para que los valores reales de I_{0max} e I_{0min} estén entre estos dos valores límites.

La tensión de rizo de salida V_r para este diseño se selecciona 1%, Por lo tanto los parámetros deseados del convertidor corresponden a:

$$V_{inom} = 12 V \quad V_{imin} = 11 V \quad V_0 = 6.8 V \quad V_r = 1\%$$

$$V_{imax} = 13 V \quad I_{0max} = 26.76A \quad I_{0min} = 4.85A$$

5.5 PROCEDIMIENTO PARA EL CÁLCULO DE LOS COMPONENTES PARA LA DETERMINACION DE LA EFICIENCIA

1) calcular la potencia de salida según I_{0max} e I_{0min} :

$$P_{0max} = V_0 * I_{0max} = 6.8 * 26.76 = 182W \quad (58)$$

$$P_{0min} = V_0 * I_{0min} = 6.8 * 4.85 = 33W \quad (59)$$

2) hallar el valor máximo y mínimo de la resistencia de carga:

$$R_{Loadmin} = \frac{V_0}{I_{0max}} = \frac{6.8}{26.76} = 0.254\Omega \quad (60)$$

$$R_{Loadmax} = \frac{V_0}{I_{0min}} = \frac{6.8}{4.85} = 1.402\Omega \quad (61)$$

3) calcular el valor nominal, mínimo y máximo de la función de transferencia ideal:

$$M_{vnom} = \frac{V_0}{V_{inom}} = \frac{6.8}{12} = 0.567 \quad (62) \quad M_{vmax} = \frac{V_0}{V_{imin}} = \frac{6.8}{11} = 0.618 \quad (63)$$

$$M_{vmin} = \frac{V_0}{V_{imax}} = \frac{6.8}{13} = 0.523 \quad (64)$$

4) Calcular los valores del ciclo de trabajo, suponiendo eficiencia del 95%.

$$D_{nom} = \frac{M_{vnom}}{0.95} = 0.5968 \quad (65) \quad D_{max} = \frac{M_{vmax}}{0.95} = 0.6505 \quad (66)$$

$$D_{min} = \frac{M_{vmin}}{0.95} = 0.5505 \quad (67)$$

5) Calcular la inductancia mínima L_{min} para que este en el modo de conducción continua y seleccionar el inductor en el mercado:

$$L_{min} = (R_{loadmax} * (1 - D_{min})) / (2 * fs) \quad (68)$$

Donde f_s es la frecuencia de conmutación, la cual para un convertidor *Buck*, varía entre 100KHz y 500KHz tal como lo indica [25].por lo tanto se realiza 5 L_{min} para las frecuencias entre 100KHz y 500KHz cada 100KHz.

Tabla 28 valores mínimos de los inductores del convertidor de potencia de la etapa de suministro de energía a la fuente LED. Para f_s entre 100-500KHz

FRECUENCIA DE CONMUTACION f_s	INDUCTANCIA MINIMA L_{min}
100KHz	3.15 μ H
200KHz	1.57 μ H
300KHz	1.05 μ H
400KHz	0.787 μ H
500KHz	0.630 μ H

Fuente: autores.

El inductor seleccionado se caracteriza por tener una baja resistencia ($r_L = 0.55m\Omega$) la cual es valida para los valores de 100KHz a 500KHz $I_{rms\ max} = 74\ A$, la cual esta por encima de la corriente máxima de 26.76 A y la inductancia es igual a 26 μ H. El inductor seleccionado es de la compañía WCMAGNETICS la información del mismo se encuentra en [26]

6) cálculo del máximo rizado del inductor

$$\Delta i_{Lmax} = V_0 * (1 - D_{min}) / L * f_s \quad (69)$$

Tabla 29 valores máximo de rizado de los inductores del convertidor de potencia de la etapa de suministro de energía a la fuente LED. Para f_s entre 100-500KHz

FRECUENCIA DE CONMUTACION f_s	CALCULO DEL MAXIMO RIZADO DEL INDUCTOR Δi_{Lmax} [A]
100KHz	1.175
200KHz	0.5878
300KHz	0.3919
400KHz	0.2939
500KHz	0.2351

Fuente: autores.

7) cálculo de la tensión de rizado: $V_r = \frac{6.8}{100} = 68mV$ (70)

8) cálculo de $R_{esr_{max}}$; teniendo en cuenta que $R_{esr_{max}} = V_r / \Delta i_{L_{max}}$ se obtiene para cada frecuencia:

Tabla 30 valores máximo de resistencias de los capacitores del convertidor de potencia de la etapa de suministro de energía a la fuente LED. Para f_s entre 100-500KHz

FRECUENCIA DE CONMUTACION f_s	RESISTENCIA DEL CAPACITOR MAXIMA $R_{esr_{max}}$ [mΩ]
100KHz	57.9
200KHz	115.7
300KHz	173.5
400KHz	231.4
500KHz	289.2

Fuente: autores.

9) cálculo de la capacitancia mínima C_{min} para que este en modo de conducción continua, y selección del capacitor disponible en el mercado:

$$C_{min} = \max \left(\frac{D_{max}}{2 * f_s * R_{esr}}, \frac{1 - D_{min}}{2 * f_s * R_{esr}} \right) \quad (71)$$

$$C_{min} = \max \left(\frac{0.6505}{2 * f_s * R_{esr}}, \frac{1 - 0.5505}{2 * f_s * R_{esr}} \right) \quad (72)$$

Tabla 31 valores mínimos de los capacitores del convertidor de potencia de la etapa de suministro de energía a la fuente LED. Para f_s entre 100-500KHz

FRECUENCIA DE CONMUTACION f_s	CAPACITANCIA MINIMA c_{min} [μF]
100KHz	56.174
200KHz	14.05
300KHz	6.24
400KHz	3.51
500KHz	2.24

Fuente: autores.

Selección del capacitor: el capacitor se seleccionó teniendo en cuenta que la tensión máxima fuera mayor que 6.8V, se seleccionaron capacitores de 25V que cumplieran con las capacitancias mínimas y las resistencias del capacitor lo más pequeñas posibles según la frecuencia de conmutación.

Tabla 32 capacitores seleccionados del convertidor de potencia de la etapa de suministro de energía a la fuente LED. Para f_s entre 100-500KHz

FRECUENCIA DE CONMUTACION [kHz]	CAPACITANCIA SELECCIONADA [μ F]	RESISTENCIA DEL CAPACITOR SELECCIONADO [$m\Omega$]	TENSION MAXIMA [V]	EMPRESA
100	100	20	25	HITANO
200	56	20	25	HITANO
300	56	20	25	HITANO
400	330	200	25	MHB series
500	20	2.5	50	PAKTRON

Fuente: autores.

Las hojas de datos técnicos de 100KHz a 300KHz se encuentran en:[31], para 400KHz se encuentra en [32], para 500KHz se encuentra en [33].

10) hallar la frecuencia de corte del filtro pasabajas:

$$f_0 = \frac{1}{(2\pi * \sqrt{L * C})} \quad (73)$$

Tabla 33 frecuencia del filtro pasabajas del convertidor de potencia de la etapa de suministro de energía a la fuente LED. Para f_s entre 100-500KHz

FRECUENCIA DE CONMUTACION f_s	FRECUENCIA DE CORTE f_0 [Hz]
100KHz	3121
200KHz	4171
300KHz	4171
400KHz	1718
500KHz	6979

Fuente: autores.

11) cálculo de las tensiones y corrientes del MOSFET:

Se debe seleccionar un transistor MOSFET tal que la tensión de drenador a fuente sea mayor a 13V. $V_{DSmax} > V_{imax}$, La corriente de fuente del transistor máxima es:

$$I_{smax} = I_{0max} + \Delta i_{Lmax} / 2 \quad (74)$$

Teniendo en cuenta que el rizado de la corriente depende de la frecuencia la siguiente tabla muestra la corriente del transistor mínima a la cual se puede seleccionar el MOSFET

Tabla 34 corrientes mínimas de los transistores del convertidor de potencia de la etapa de suministro de energía a la fuente LED. Para f_s entre 100-500KHz

FRECUENCIA DE CONMUTACION f_s	CORRIENTE MINIMA PARA SELECCIONAR EL MOSFET I_{SMAX} [A]
100KHz	27.34
200KHz	27.05
300KHz	26.95
400KHz	26.90
500KHz	26.87

Fuente: autores.

El modelo seleccionado del transistor es el mismo que el del primer convertidor puesto que cumple con los parámetros requeridos, además el fabricante brinda el modelo en ORCAD que es necesario para la simulación.

Tabla 35 transistor seleccionado del convertidor de potencia de la etapa de suministro de energía a la fuente LED.

MODELO	VDSMAX [V]	IDMAX [A]	RESISTENCIA DE ENCENDIDO $R_{DS(ON)}$ [m Ω]	CAPACITANCIA DE SALIDA C_0 [pF]
NDB6060	60	48	25	475

Fuente: autores.

12) Las pérdidas por conducción dependen de la resistencia de encendido del transistor, los datos técnicos del modelo se encuentra en [30].

$$P_{rDon} = D_{nom} * R_{DS(ON)} * I_{0nom}^2 \quad (75)$$

Tabla 36 pérdidas por conducción del transistor seleccionado del convertidor de la etapa de suministro de energía a la fuente LED.

MODELO	PERDIDAS POR CONDUCCION [W]
NDB6060L	0.411

Fuente: autores.

Para determinar las pérdidas por conmutación es necesario determinarlas según la frecuencia de conmutación, la capacitancia de salida y la tensión nominal de entrada.

Las pérdidas por conmutación están dadas por:

$$P_{SW} = f_s * C_0 * V_{Inom}^2 \quad (76)$$

Tal como muestra la tabla 37.

Tabla 37 pérdidas por conmutación del transistor seleccionado del convertidor de potencia de la etapa de suministro de energía a la fuente LED. Para f_s entre 100-500KHz

FRECUENCIA DE CONMUTACION f_s		100KHz	200KHz	300KHz	400KHz	500KHz
PERDIDAS POR CONMUTACION	MODELO NDB6060 $C_0 = 475pF$ $V_{inom} = 12V$	6.84mW	0.01368W	0.02052W	0.02736W	0.0342W

Fuente: autores.

Se considera necesario tener en cuenta el tiempo de retardo de encendido td_{on} , el tiempo de retardo de apagado td_{off} , el tiempo de subida t_r , el tiempo de caída t_f con estos datos es posible determinar la frecuencia máxima a la cual puede trabajar el transistor:

$$f_{max} = \frac{1}{td_{on} + td_{off} + t_r + t_f} = \frac{1}{10ns + 28ns + 145ns + 77ns} = 3.84MHz \quad (77)$$

Se observa que la frecuencia de conmutación a las cuales se va a analizar las pérdidas por conducción y conmutación se encuentran en el rango permitido debido a que la frecuencia máxima de este transistor es de 3.84MHz.

$$P_{MOSFET} = P_{R_{DS(on)}} + P_{SW} \quad (78)$$

$$P_{MOSFET} = 0.411 + P_{SW} \quad (79)$$

Por lo tanto se observa que las pérdidas del MOSFET dependen de la frecuencia de conmutación es decir:

Tabla 38 pérdidas totales del mosfet seleccionado del convertidor de potencia de la etapa de suministro de energía a la fuente LED. Para f_s entre 100-500KHz

FRECUENCIA DE CONMUTACION f_s	PERDIDAS TOTALES DEL MOSFET [W]
100KHz	0.41784
200KHz	0.42468
300KHz	0.43152
400KHz	0.43836
500KHz	0.4452

Fuente: autores.

13) cálculo de las pérdidas del inductor:

$$P_{rl} = r_l * I_{onom}^2 \quad (80)$$

$$P_{rl} = 0.55 * 10^{-3} * 5.25^2 = 0.015W \quad (81)$$

14) las pérdidas del capacitor dependen de Δi_{Lmax} la cual esta relacionada con la frecuencia de conmutación, por lo tanto las pérdidas en el capacitor para la respectiva frecuencia de conmutación son:

$$P_{Resr} = R_{esr} * (\Delta i_{Lmax})^2 / V_0 \quad (82)$$

Tabla 39 pérdidas del capacitor seleccionado del convertidor de potencia de la etapa de suministro de energía a la fuente LED. Para f_s entre 100-500KHz

FRECUENCIA DE CONMUTACION f_s	PERDIDAS EN EL CAPACITOR [mW]
100KHz	4.1
200KHz	1
300KHz	0.451
400KHz	2.5
500KHz	0.020

Fuente: autores.

15) Las pérdidas totales corresponden a las pérdidas en cada uno de los dos MOSFET agregado a las pérdidas del inductor y del capacitor obtenemos:

$$P_{TOTALES} = 2 * P_{MOSFET} + P_{rl} + P_{R_{esr}} \quad (83)$$

Tabla 40 pérdidas totales del convertidor de potencia de la etapa de suministro de energía a la fuente LED. Para f_s entre 100-500KHz

FRECUENCIA DE CONMUTACION f_s	PERDIDAS TOTALES [W]
100KHz	0.8527
200KHz	0.8653
300KHz	0.8784
400KHz	0.89422
500KHz	0.90542

Fuente: autores.

16) cálculo de la eficiencia del convertidor: la corriente requerida por la carga es de 5.25A, es decir la corriente nominal de 0.350A multiplicada por las 15 ramas en paralelo, donde en cada rama hay dos LEDS en serie.

$$n = \frac{P_0}{P_0 + P_{TOTALES}} * 100 \quad (84)$$

Donde $P_0 = V_0 * I_0 = 6.8 * 5.25 = 35.7W$ (85)

$$n = \frac{35.7}{35.7 + P_{TOTALES}} * 100 \quad (86)$$

Las pérdidas totales dependen de la frecuencia de conmutación tal como muestra la tabla 41:

Tabla 41 eficiencia del convertidor de potencia de la etapa de suministro de energía a la fuente LED. Para f_s entre 100-500KHz

FRECUENCIA DE CONMUTACION f_s	EFICIENCIA DEL CONVERTIDOR BUCK ADYACENTE A LA CARGA LED %
100KHz	97.66%
200KHz	97.63%
300KHz	97.59%
400KHz	97.55%
500KHz	97.52%

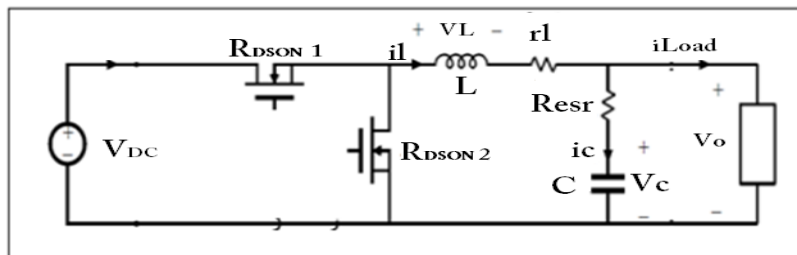
Fuente: autores.

Por lo tanto el convertidor más eficiente es aquel al cual se le aplica una frecuencia de conmutación de 100KHz.

6 MODELADO DEL CONVERTIDOR DE POTENCIA BUCK-SINCRONO EN VARIABLES DE ESTADO

El convertidor de conmutación de potencia que se muestra en la figura 19

Figura 19 convertidor *BUCK* síncrono



Fuente: autores

El comportamiento del circuito, a lo largo del período T, puede ser representado por la forma general de espacio de estado:

$$\dot{X} = AX + BU \quad (87)$$

$$Y = CX + DU \quad (88)$$

- Donde x es el vector de estado, $\dot{X} = \frac{dx}{dt}$
- u es la entrada de control
- A, B, C, D son, respectivamente, la dinámica de entrada y salida

La conmutación dependiente del tiempo, se utiliza para describir los estados de conmutación deseados para cada estructura.

$$\dot{X} = A1X + B1U \quad (89) \quad \text{Para } 0 \leq t \leq \delta_1 T \text{ donde } \delta(t)=1$$

$$Y = C1X + D1U \quad (90)$$

$$\dot{X} = A2X + B2U \quad (91) \quad \text{Para } \delta_1 T \leq t \leq T \text{ donde } \delta(t)=0$$

$$Y = C2X + D2U \quad (92)$$

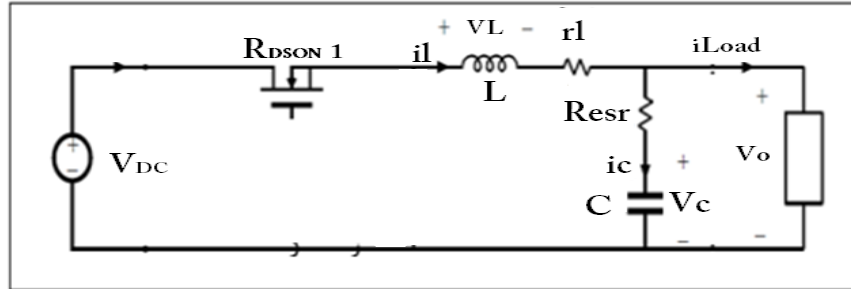
Aplicando las ecuaciones anteriores al circuito de la figura 19 se tiene:

Para el tiempo *on* del transistor representado por la resistencia de encendido

R_{DSOn1}

Para 89 y 90 el circuito de interés se muestra en la figura 20

Figura 20 tiempo on del transistor representado por la resistencia de encendido R_{DSON1} del convertidor *BUCK* síncrono



Fuente: autores.

Las variables de estado serán la tensión en el inductor y la corriente en el capacitor, por lo tanto analizando el circuito de la figura 20 se tiene:

En el lazo exterior

$$i_l(R_{DSON1} + r_l) + i_{Load}R_{Load} + V_l = V_{DC} \quad (93)$$

Donde V_{DC} es la tensión de entrada, V_l la tensión en el inductor, R_{DSON1} representa la resistencia de encendido del transistor y R_{Load} es la resistencia de salida o de carga

Teniendo en cuenta que:

$$i_{Load} = i_l - i_c \quad (94)$$

$$i_{Load} = i_l - \frac{Cdv_c}{dt} \quad (95)$$

En el lazo interior izquierdo

$$V_l + i_l(R_{DSON1} + r_l) + i_cR_{esr} + V_c = V_{DC} \quad (96)$$

Sabiendo que: $i_c = \frac{Cdv_c}{dt}$ y $V_l = \frac{Ldi}{dt}$; despejando i_c de 96 se tiene:

$$i_c = \frac{Cdv_c}{dt} = \frac{1}{R_{esr}} \left[V_{DC} - \frac{Ldi}{dt} - i_l(R_{DSON1} + rl) - V_c \right] \quad (97)$$

Remplazando la 95 en 93 se tiene:

$$i_l(R_{DSON1} + rl) + \left(i_l - \frac{Cdv_c}{dt} \right) R_{Load} + V_l = V_{DC} \quad (98)$$

Remplazando 97 en 98 se tiene:

$$i_l(R_{DSON1} + rl) + \left(i_l - \left(\frac{V_{DC}}{R_{esr}} - \frac{L}{R_{esr}} \times \frac{di}{dt} - i_l \frac{(R_{DSON1} + rl)}{R_{esr}} - \frac{V_c}{R_{esr}} \right) \right) R_{Load} + V_l = V_{DC} \quad (99)$$

Reordenando

$$i_l \left(\frac{R_{esr}(R_{DSON1} + rl + R_{Load}) + (R_{DSON1} + rl)R_{Load}}{R_{esr}} \right) + L \frac{di}{dt} \left(\frac{R_{Load} + R_{esr}}{R_{esr}} \right) + V_c \frac{R_{Load}}{R_{esr}} = V_{DC} \left(\frac{R_{esr} + R_{Load}}{R_{esr}} \right) \quad (100)$$

Despejando $\frac{di}{dt}$:

$$\frac{di}{dt} = \frac{V_{DC}}{L} - V_c \frac{R_{Load}}{L(R_{Load} + R_{DSON1})} - i_l \left(\frac{R_{esr}(R_{DSON1} + rl + R_{Load})}{L(R_{Load} + R_{esr})} + \frac{(R_{DSON1} + rl)R_{Load}}{L(R_{Load} + R_{esr})} \right) \quad (101)$$

Para el bucle interior derecho

$$-V_c - R_{esr}i_c + i_{Load}R_{Load} = 0 \quad (102)$$

Usando 95 en 102

$$-V_c - R_{esr} \frac{Cdv_c}{dt} + i_l \times R_{Load} - \frac{R_{Load} \times Cdv_c}{dt} = 0 \quad (103)$$

Despejando $\frac{dv_c}{dt}$ de 103 se tiene:

$$\frac{dvc}{dt} = \frac{R_{Load} \times iL}{C(R_{Load} + R_{esr})} - Vc \frac{1}{C(R_{Load} + R_{esr})} \quad (104)$$

Aplicando la definición de estados (89) se tiene:

Donde R_{DSON1} representa las perdidas por conducción del transistor

$$\begin{pmatrix} i \\ vC \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_{esr}(R_{DSON1}+r_l+R_{Load})+(R_{DSON1}+r_l)R_{Load}}{L(R_{Load}+R_{esr})} & -\frac{R_{Load}}{L(R_{Load}+R_{esr})} \\ \frac{R_{Load}}{C(R_{Load}+R_{esr})} & -\frac{1}{C(R_{Load}+R_{esr})} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} iL \\ vC \end{pmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} (V_{DC}) \quad (105)$$

Para la salida se tiene:

$$V_o = R_{Load}(iL - i_c) \quad (106)$$

$$-Vc - R_{esr}i_c + V_o = 0 \quad (107)$$

$$i_c = \frac{V_o - Vc}{R_{esr}} \quad (108)$$

Remplazando 108 en 106 se tiene:

$$V_o = R_{Load} \left(iL + \frac{Vc - V_o}{R_{esr}} \right) \quad (109)$$

Finalmente se tiene para V_o

$$V_o = \left(\frac{R_{esr} \times R_{Load}}{R_{esr} + R_{Load}} i_L + \frac{R_{Load}}{R_{esr} + R_{Load}} V_C \right) \quad (110)$$

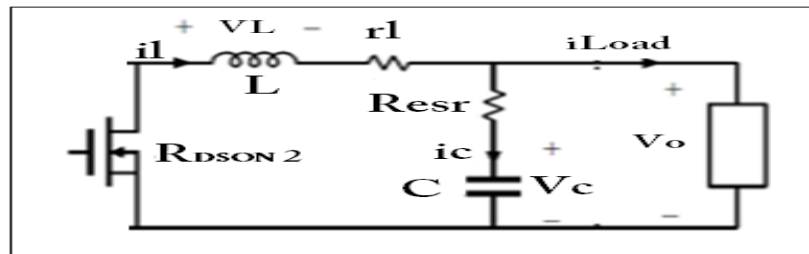
Aplicando la ecuación de salida (90) se tiene:

$$(V_{out}) = \left[\frac{R_{esr} \times R_{Load}}{R_{esr} + R_{Load}} \frac{R_{Load}}{R_{esr} + R_{Load}} \right] (i_L) \quad (111)$$

Para el tiempo on del transistor representado por la resistencia de encendido R_{DSON2}

Para 91 y 92 el circuito de interés se muestra en la figura 21

Figura 21 tiempo on del transistor representado por la resistencia de encendido R_{DSON2} del convertidor *BUCK* síncrono



Fuente: autores.

Realizando un análisis similar que para el hecho anteriormente se tiene que:

$A1=A2$, para lo cual la resistencia $R_{DSON1}=R_{DSON2} = R_{DSON}$ tal como se realizó en el proceso de selección de los elementos propios de cada convertidor de

potencia; $C_1=C_2$ y puesto que para esta topología no incide la tensión de entrada $B_2= \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix}$ por lo cual para esta topología las ecuaciones de estado son:

$$\begin{pmatrix} \dot{i} \\ \dot{v}_C \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_{esr}(R_{DSON} + r_l + R_{Load}) + (R_{DSON} + r_l)R_{Load}}{L(R_{Load} + R_{esr})} & -\frac{R_{Load}}{L(R_{Load} + R_{esr})} \\ \frac{R_{Load}}{C(R_{Load} + R_{esr})} & -\frac{1}{C(R_{Load} + R_{esr})} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} i_L \\ v_C \end{pmatrix} \quad (112)$$

$$(V_{out}) = \begin{bmatrix} \frac{R_{esr} \times R_{Load}}{R_{esr} + R_{Load}} & \frac{R_{Load}}{R_{esr} + R_{Load}} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} i_L \\ v_C \end{pmatrix} \quad (113)$$

Los análisis anteriores son el punto de partida para la representación, de los modelos conmutados y promediado en variables de estado, que son de interés para posterior simulación de los mismos.

6.1 MODELO CONMUTADO EN ESPACIO DE ESTADOS

Teniendo en cuenta los dos valores binarios de la variable de conmutación $\delta(t)$, Las ecuaciones. 89,90,91, y 92 se pueden combinar para obtener el modelo de conmutación no lineal y variante en el tiempo. [34]

$$\dot{X} = [A_1\delta(t) + A_2(1 - \delta(t))]X + [B_1\delta(t) + B_2(1 - \delta(t))]U \quad (114)$$

$$Y = [C_1\delta(t) + C_2(1 - \delta(t))]X + [D_1\delta(t) + D_2(1 - \delta(t))]U \quad (115)$$

Las dos expresiones que relacionan al modelo conmutado son:

$$A1=A2 = \begin{bmatrix} -\frac{R_{esr}(R_{DSON}+r_l+R_{Load})+(R_{DSON}+r_l)R_{Load}}{L(R_{Load}+R_{esr})} & -\frac{R_{Load}}{L(R_{Load}+R_{esr})} \\ \frac{R_{Load}}{C(R_{Load}+R_{esr})} & -\frac{1}{C(R_{Load}+R_{esr})} \end{bmatrix}$$

$$B1 = \begin{bmatrix} 1 \\ L \\ 0 \end{bmatrix} \quad B2 = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

Remplazando para la ecuación 114:

$$\begin{pmatrix} i \\ v_C \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_{esr}(R_{DSON}+r_l+R_{Load})+(R_{DSON}+r_l)R_{Load}}{L(R_{Load}+R_{esr})} & -\frac{R_{Load}}{L(R_{Load}+R_{esr})} \\ \frac{R_{Load}}{C(R_{Load}+R_{esr})} & -\frac{1}{C(R_{Load}+R_{esr})} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} i_L \\ v_C \end{pmatrix} + \begin{bmatrix} \delta(t) \\ 0 \end{bmatrix} (VDC) \quad (116)$$

De igual forma para la ecuación de salida:

$$C1 = C2 = \begin{bmatrix} \frac{R_{esr} \times R_{Load}}{R_{esr} + R_{Load}} & \frac{R_{Load}}{R_{esr} + R_{Load}} \end{bmatrix} \quad D1 = D2 = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

Remplazado para la ecuación 115 se tiene:

$$(V_{out}) = \begin{bmatrix} \frac{R_{esr} \times R_{Load}}{R_{esr} + R_{Load}} & \frac{R_{Load}}{R_{esr} + R_{Load}} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} i_L \\ v_C \end{pmatrix} \quad (117)$$

6.2 MODELO PROMEDIADO EN ESPACIO DE ESTADOS

Mediante esta técnica se obtiene un modelo no lineal invariante con el tiempo a partir del cual se pueden derivar, mediante linealización, las funciones de transferencia principales del convertidor. Para el modelo promediado se tiene en cuenta la metodología utilizada en [34], para lo cual se utilizan las ecuaciones que permiten realizar el modelo, dichas ecuaciones se presentan a continuación [34]:

$$\dot{\bar{X}} = [A1\delta_1 + A2\delta_2]\bar{X} + [B1\delta_1 + B2\delta_2]\bar{U} \quad (118)$$

$$\bar{Y} = [C1\delta_1 + C2\delta_2]\bar{X} + [D1\delta_1 + D2\delta_2]\bar{U} \quad (119)$$

El modelo promediado en comparación al modelo conmutado ofrece la facilidad en cuanto a la viabilidad del análisis aunque se pierde información del rizo.

Teniendo en cuenta el ciclo de trabajo de δ_1 como el valor promedio de δ (t), y considerando $\delta_2 = 1 - \delta_1$, reemplazando en la ecuación 107 se tiene [34]:

$$\begin{pmatrix} \dot{i} \\ \dot{v}_C \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_{esr}(R_{DSOn}+r_l+R_{Load})+(R_{DSOn}+r_l)R_{Load}}{L(R_{Load}+R_{esr})} & -\frac{R_{Load}}{L(R_{Load}+R_{esr})} \\ \frac{R_{Load}}{C(R_{Load}+R_{esr})} & -\frac{1}{C(R_{Load}+R_{esr})} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} i_L \\ v_C \end{pmatrix} + \begin{bmatrix} \delta_1 \\ 0 \end{bmatrix} (VDC) \quad (120)$$

$$(V_{out}) = \left[\frac{R_{esr} \times R_{Load}}{R_{esr} + R_{Load}} \frac{R_{Load}}{R_{esr} + R_{Load}} \right] \begin{pmatrix} i_L \\ v_C \end{pmatrix} \quad (121)$$

6.3 LINEALIZACION DEL MODELO PROMEDIADO

Dado que las salidas del convertidor \bar{Y} deben ser regulada por el accionamiento del ciclo de trabajo $\delta(t)$, y las entradas del convertidor \bar{U} por lo general deben soportar variaciones presentes debido a cambios de la fuente y de la de carga, las variables de estado se descomponen en pequeñas variaciones de corriente alterna y de corriente continua en estado estacionario por lo tanto [34]:

$$\bar{X} = X + \tilde{x} \quad \bar{Y} = Y + \tilde{y} \quad \bar{U} = U + \tilde{u} \quad \delta = \Delta_1 + \tilde{\delta} \quad \delta_2 = \Delta_2 - \tilde{\delta}$$

Remplazando en las ecuaciones 118 y 119 se tiene:

$$\dot{\tilde{x}} = [A_1\Delta_1 + A_2\Delta_2]X + [B_1\Delta_1 + B_2\Delta_2]U + [A_1\Delta_1 + A_2\Delta_2]\tilde{x} + [(A_1 - A_2)X + (B_1 - B_2)U]\tilde{\delta} + [B_1\Delta_1 + B_2\Delta_2]\tilde{u} + [(A_1 - A_2)\tilde{x} + (B_1 - B_2)\tilde{u}]\tilde{\delta} \quad (122)$$

$$Y + \tilde{y} = [C_1\Delta_1 + C_2\Delta_2]X + [D_1\Delta_1 + D_2\Delta_2]U + [C_1\Delta_1 + C_2\Delta_2]\tilde{x} + [(C_1 - C_2)X + (D_1 - D_2)U]\tilde{\delta} + [D_1\Delta_1 + D_2\Delta_2]\tilde{u} + [(C_1 - C_2)\tilde{x} + (D_1 - D_2)\tilde{u}]\tilde{\delta} \quad (123)$$

Los términos $[A_1\Delta_1 + A_2\Delta_2]X + [B_1\Delta_1 + B_2\Delta_2]U$ y $[C_1\Delta_1 + C_2\Delta_2]X + [D_1\Delta_1 + D_2\Delta_2]U$ representan el comportamiento en estado estacionario del sistema. En el estado estacionario $\dot{X}=0$ por lo cual se tiene:

$$0 = [A_1\Delta_1 + A_2\Delta_2]X + [B_1\Delta_1 + B_2\Delta_2]U \quad (124)$$

$$Y = [C_1\Delta_1 + C_2\Delta_2]X + [D_1\Delta_1 + D_2\Delta_2]U \quad (125)$$

Despreciando términos de orden superior $[(A1 - A2)\tilde{x} + (B1 - B2)\tilde{u}]\tilde{\delta}$ y $[(C1 - C2)\tilde{x} + (D1 - D2)\tilde{u}]\tilde{\delta} = 0$ de las ecuaciones 122 y 123 la linealización de pequeña señal del modelo promediado en espacio de estado:

$$\dot{\tilde{x}} = [A1\Delta1 + A2\Delta2]\tilde{x} + [(A1 - A2)X + (B1 - B2)U]\tilde{\delta} + [B1\Delta1 + B2\Delta2]\tilde{u} \quad (126)$$

$$\tilde{y} = [C1\Delta1 + C2\Delta2]\tilde{x} + [(C1 - C2)X + (D1 - D2)U]\tilde{\delta} + [D1\Delta1 + D2\Delta2]\tilde{u} \quad (127)$$

O de igual forma:

$$\dot{\tilde{x}} = Aav\tilde{x} + Bav\tilde{u} + [(A1 - A2)X + (B1 - B2)U]\tilde{\delta} \quad (128)$$

$$\tilde{y} = Cav\tilde{x} + Dav\tilde{u} + [(C1 - C2)X + (D1 - D2)U]\tilde{\delta} \quad (129)$$

6.4 FUNCIÓN DE TRANSFERENCIA DEL CONVERTIDOR BUCK SÍNCRONO

Usando la ecuación 124 en la ecuación 125, la entrada U a la salida Y en estado estable se tiene:

$$\frac{Y}{U} = -CavAav^{-1}Bav + Dav \quad (130)$$

Aplicando la transformada de Laplace a la ecuación 128 y 129 con condición inicial de cero y utilizando el teorema de superposición $\tilde{\delta} = 0$ se tiene:

$$\frac{\tilde{y}(s)}{\tilde{u}(s)} = \text{Cav}[\text{SI} - \text{Aav}]^{-1}\text{Bav} + \text{Dav} \quad (131)$$

Considerando lo anterior y teniendo en cuenta lo hallado en el modelo promediado, remplazando se tiene:

$$\text{Cav} = \begin{bmatrix} \frac{R_{esr} \times R_{Load}}{R_{esr} + R_{Load}} & \frac{R_{Load}}{R_{esr} + R_{Load}} \end{bmatrix} \text{Bav} = \begin{bmatrix} \delta & 1 \\ L & 0 \end{bmatrix}$$

$$\text{Aav} = \begin{bmatrix} -\frac{R_{esr}(R_{DSON} + r_l + R_{Load}) + (R_{DSON} + r_l)R_{Load}}{L(R_{Load} + R_{esr})} & -\frac{R_{Load}}{L(R_{Load} + R_{esr})} \\ \frac{R_{Load}}{C(R_{Load} + R_{esr})} & -\frac{1}{C(R_{Load} + R_{esr})} \end{bmatrix} \text{Dav} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

Aplicando 131: la relación tensión de entrada- tensión de salida se tiene:

$$\frac{V_{out}}{V_g \times \delta 1} = \frac{S \left(\frac{R_{esr} \times R_{Load}}{L(R_{Load} + R_{esr})} \right) + \frac{R_{Load}}{LC(R_{Load} + R_{esr})}}{S^2 + S \left(\frac{C \times R_{esr}(R_{DSON} + r_l + R_{Load}) + L}{LC(R_{Load} + R_{esr})} \right) + \frac{R_{esr}(R_{DSON} + r_l + R_{Load}) + (R_{DSON} + r_l)R_{Load} + R_{Load}^2}{LC(R_{Load} + R_{esr})^2}} \quad (132)$$

Esta función de transferencia, aplica para el convertidor *buck* síncrono, incluye las pérdidas del capacitor e inductor además las perdidas por conducción de los transistores, el valor de R_{Load} es la resistencia de salida para cada convertidor. Con la función de transferencia y mediante MATLAB se puede obtener el comportamiento grafico en el dominio del tiempo de los convertidores, remplazando para cada etapa los valores propios de los elementos y sometiendo el sistema a determinada entrada, para determinar los valores característicos de la respuesta en el tiempo.

7. FUNCIÓN DE TRANSFERENCIA APLICADA A CADA CONVERTIDOR DE POTENCIA MEDIANTE MATLAB

Mediante la función de transferencia hallada anteriormente y aplicando los valores de selección Para el convertidor de potencia de la etapa de almacenamiento de energía con una frecuencia de conmutación de 200Khz y con la ayuda de matlab se obtiene la respuesta al escalón:

- $C=47\mu F$, $L=103\mu H$, $R_{esr}=31m\Omega$, $r_l=2.14m\Omega$, $R_{DS(ON)}=25m\Omega$
- R_{Load} corresponde a la resistencia de carga que para el primer convertidor es el cociente entre la tensión nominal de la batería de 12V sobre la corriente de carga 8A para dichos valores se tiene una $R_{Load} = 1.5\Omega$

Remplazando en la función de transferencia se tiene:

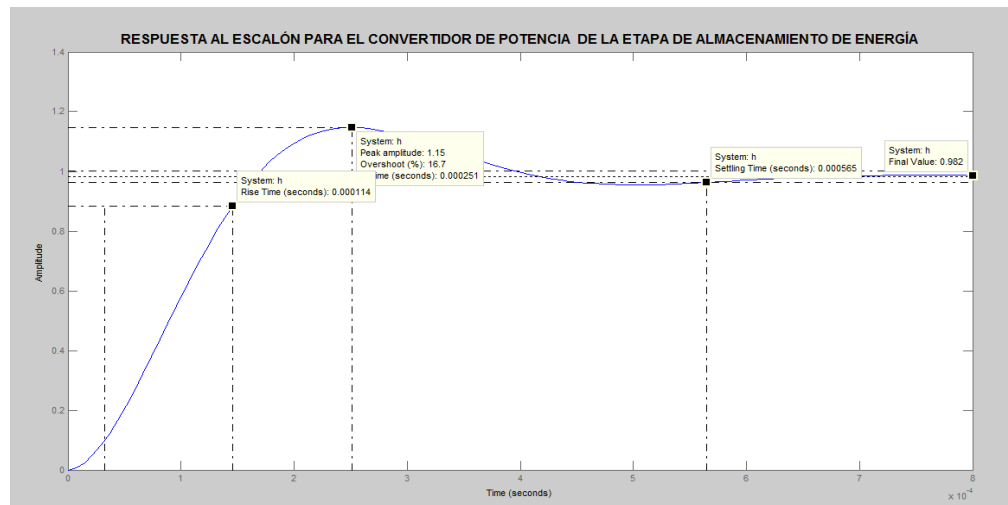
$$\frac{V_{out}}{V_g \times \delta 1} = \frac{294.87S + 202.38 \times 10^6}{S^2 + 14197.40S + 206.04 \times 10^6} \quad (133)$$

Con la función de transferencia y con la ecuación característica de un sistema de orden 2 se tiene:

- Factor de amortiguamiento relativo: $\zeta=0.49$
- frecuencia natural no amortiguada: $\omega_n=14.35 \times 10^3 \frac{rad}{seg}$

Con ayuda de matlab, con el comando step() se obtiene la respuesta al escalón para el primer convertidor, dicha respuesta se observa en la figura 22

Figura 22 Respuesta al escalón para el convertidor de potencia de la etapa de almacenamiento de energía



Fuente: autores mediante MATLAB.

Con ayuda de matlab se obtienen las especificaciones propias de un sistema de orden dos:

- Porcentaje de sobrepaso máximo=16.7%
- Tiempo de asentamiento =0.000565seg
- Tiempo pico =0.000251seg
- Tiempo de levantamiento=0.000114seg

Las especificaciones en el dominio del tiempo que se proporcionan son muy importantes, dado que casi todos los sistemas en el dominio del tiempo deben presentar respuestas de tiempo aceptables. Esto significa que para lograr una respuesta transitoria satisfactoria, tendría que aplicarse una estrategia de control

hasta lograr los parámetros deseados. Se observa que la respuesta es rápida debido al valor del factor de amortiguamiento relativo, puesto que para una respuesta rápida y amortiguada el factor amortiguamiento relativo debería estar entre 0.4 y 0.8 [35]. En la gráfica la respuesta al escalón se estabiliza en el valor deseado para este caso en uno, por lo tanto el error en estado estable es nulo.

De igual forma se obtiene la respuesta para el convertidor de potencia de la etapa de suministro de energía a la fuente led. Para dicho convertidor se tienen los siguientes parámetros para una frecuencia de conmutación de 100Khz:

- $C=100 \mu F$, $L=26 \mu H$, $R_{esr}=20m\Omega$, $r_l=0.55m\Omega$, $R_{DS(on)}=25m\Omega$
- R_{Load} corresponde a la resistencia de carga ; que para el segundo convertidor es el cociente entre la tensión nominal de la carga led 6.8V sobre la corriente nominal de la carga 5.25A para dichos valores se tiene una $R_{Load}=1.2952\Omega$

Remplazando dichos valores en la función de transferencia se tiene:

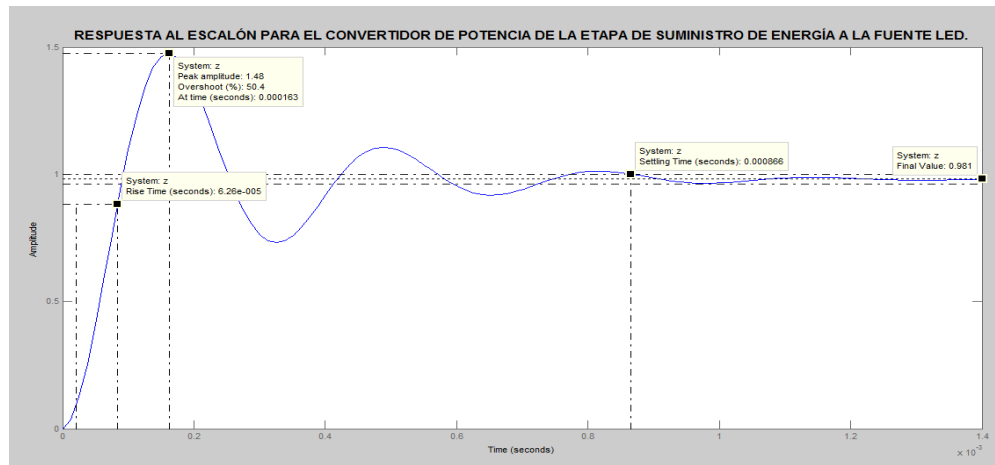
$$\frac{V_{out}}{V_g \times \delta} = \frac{757.53S + 378.76 \times 10^6}{S^2 + 8375.88S + 386.23 \times 10^6} \quad (134)$$

Para esta función de transferencia se tiene:

- Factor de amortiguamiento relativo: $\zeta=0.21$
- frecuencia natural no amortiguada: $\omega_n=19.65 \times 10^3 \frac{rad}{seg}$

Con ayuda de matlab y la función step() se obtiene la respuesta al escalón para el segundo convertidor, dicha repuesta se observa en la figura 23

Figura 23 Respuesta al escalón para el convertidor de potencia de la etapa de suministro de energía a la fuente LED.



Fuente: autores mediante MATLAB.

Con ayuda de matlab se obtienen las especificaciones propias de un sistema de orden dos:

- Porcentaje de sobrepaso máximo=50.4%
- Tiempo de asentamiento =0.00866seg
- Tiempo pico =0.000163seg
- Tiempo de levantamiento= 6.26×10^{-5}

Se observa que la respuesta es más lenta que la del primer convertidor puesto que el factor de amortiguamiento relativo es un poco más bajo. La respuesta al escalón para el segundo convertidor de potencia se estabiliza en uno, obteniéndose un error en estado estable nulo.

7.1 MODELO CONMUTADO DEL CONVERTIDOR DE POTENCIA DE LA ETAPA DE ALMACENAMIENTO DE ENERGÍA MEDIANTE SIMULINK

Mediante el proceso descrito en el anexo C [36], se pueden visualizar las diferentes graficas referentes a tensión en el condensador, tensión en la salida, corriente del inductor del modelo conmutado del primer convertidor de potencia. Para este caso los valores de entrada son:

- $V_{in}=30.28$ V tensión nominal del panel.
- $V_C= 0.4172$ valor nominal del ciclo de trabajo

En la siguiente figura se observa la tensión del condensador, la tensión de salida y la corriente del inductor del convertidor de potencia de la etapa de almacenamiento de energía mediante SIMULINK.

Figura 24. Tensión en el condensador, corriente en el inductor y tensión de salida del convertidor de potencia de la etapa de almacenamiento de energía del modelo conmutado.

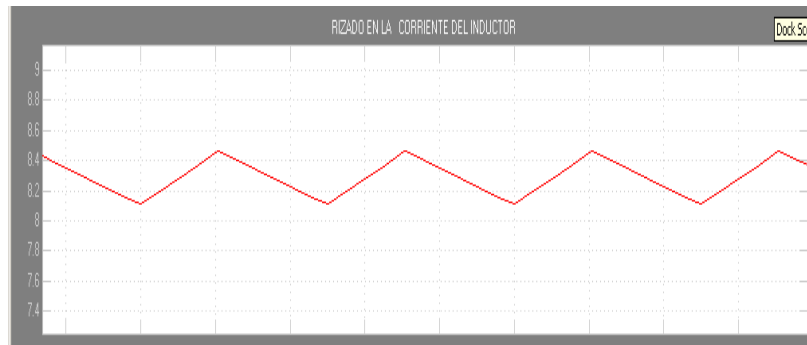


Fuente: autores mediante SIMULINK.

En la figura 24 se observa que la tensión en el condensador alcanza un valor máximo de 15V, lo cual garantiza su funcionamiento ya que la máxima tensión que soporta el capacitor seleccionado es de 50V. Además se muestra la corriente en el inductor cuyo valor máximo es 10.5 A. el cual es menor a los 37 A. De igual manera se muestra la gráfica de la tensión de salida del primer convertidor mediante el modelo conmutado la cual permite visualizar que se estabiliza alrededor de 12.4V, (el valor de 12.4 se puede verificar en la figura 26) .

En la figura 25 se observa el rizo establecido para la corriente del inductor. Que corresponde al calculado en el proceso de selección de los elementos propios del convertidor de potencia de la etapa de almacenamiento de energía

Figura 25. Rizo de la corriente del inductor mediante el modelo conmutado para el del convertidor de potencia de la etapa de almacenamiento de energía

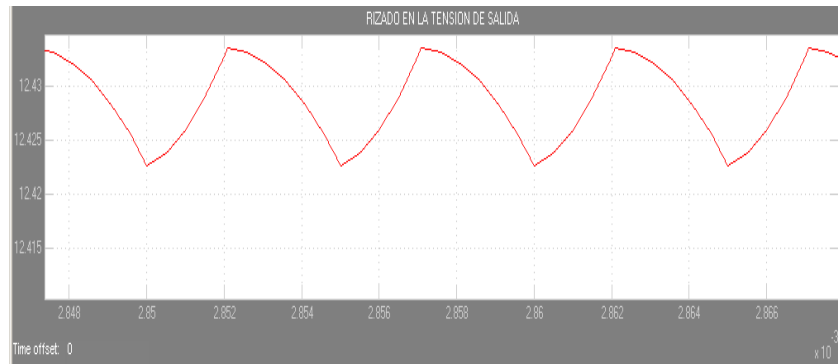


Fuente: autores mediante SIMULINK.

Con esta figura se verifica que el rizado en la corriente del inductor es alrededor de los 0.38 A pico a pico que fue el rizado teórico calculado para la corriente del

inductor del primer convertidor a la frecuencia de conmutación de 200KHz. De igual forma se observa el rizo en la tensión de salida es 10mv

Figura 26. Rizo en la tensión de salida en estado estable mediante el modelo conmutado para el del convertidor de potencia de la etapa de almacenamiento de energía

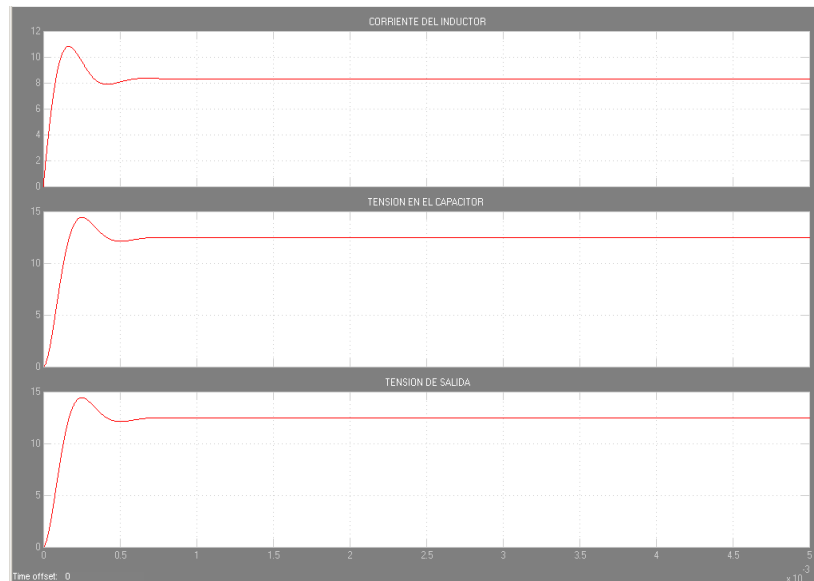


Fuente: autores mediante SIMULINK.

7.2 MODELO PROMEDIADO DEL CONVERTIDOR DE POTENCIA DE LA ETAPA DE ALMACENAMIENTO DE ENERGÍA MEDIANTE SIMULINK.

En la figura 27 se observa los comportamientos de la corriente del inductor, la tensión en el condensador, la tensión de salida del convertidor de potencia de la etapa de almacenamiento de energía mediante el modelo promediado a la frecuencia de 200KHz.

Figura 27. Tensión en el condensador, corriente en el inductor y tensión de salida del convertidor de potencia de la etapa de almacenamiento de energía mediante el modelo promediado.



Fuente: autores mediante SIMULINK.

Este comportamiento cumple de igual forma con los parámetros de operación explicados en el modelo conmutado para el condensador e inductor, la diferencia de este modelo al conmutado es la ausencia de rizo.

7.3 MODELO CONMUTADO DEL CONVERTIDOR DE POTENCIA DE LA ETAPA DE SUMINISTRO DE ENERGÍA A LA FUENTE LED.

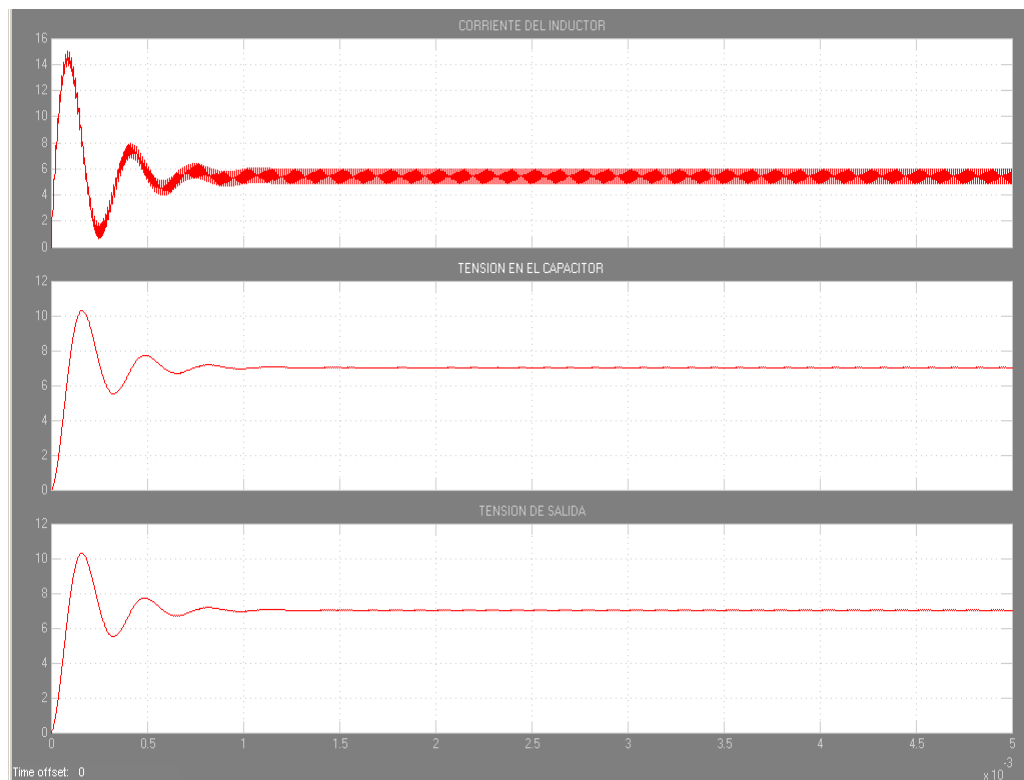
Para este caso se tienen en cuenta los siguientes valores de entrada:

$V_{in}=12\text{ V}$ que es la tensión nominal de la batería.

$V_C= 0.5968$ valor nominal del ciclo de trabajo

En la figura 28 se observa la tensión el condensador, la tensión de salida y la corriente del inductor del convertidor de potencia de la etapa de suministro de energía a la fuente led.

Figura 28. Tensión en el condensador, corriente en el inductor y tensión de salida del convertidor de potencia de la etapa de suministro de energía a la fuente LED mediante el modelo conmutado.



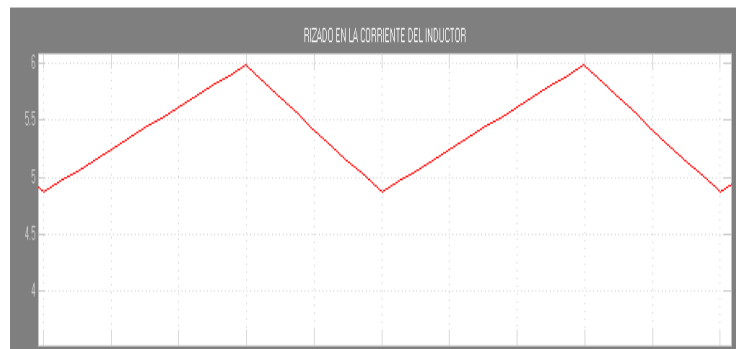
Fuente: autores mediante SIMULINK.

Se observa que la tensión del condensador seleccionado para el segundo convertidor alcanza 10.3 V el cual es mucho menor que la máxima tensión que puede soportar el condensador que es 25V. De igual forma Se observa que el valor de la corriente en el inductor alcanza valores máximos de 15 A, lo cual garantiza que el inductor funcione puesto que su valor máximo de corriente es de 74 A, además Se observa que la tensión de salida de la iluminaria led se estabiliza

en alrededor 7 V (los 7 V se pueden comprobar en la figura 30 la cual corresponde al rizo de la tensión de salida).

A partir de la figura 29 se observa el rizo calculado en 1.1 A en la etapa de selección de los elementos

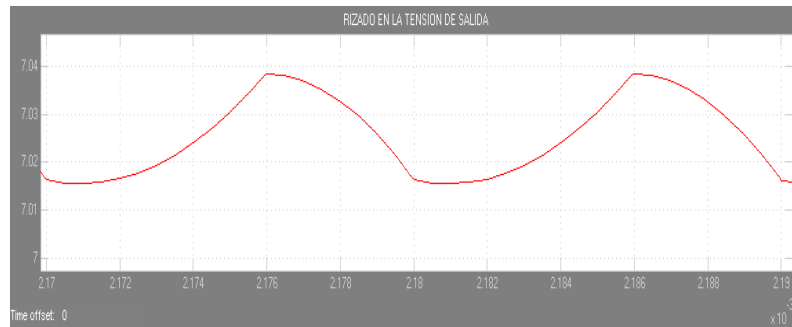
Figura29.Rizo de la corriente del inductor mediante el modelo conmutado para el convertidor de potencia de la etapa de suministro de energía a la fuente LED.



Fuente: autores mediante SIMULINK.

Además de observa el rizo en la tensión de salida para el convertidor de potencia de la etapa de suministro de energía a la fuente led con un valor de 30mv

Figura30. Rizo en la tensión de salida en estado estable mediante el modelo conmutado para el convertidor de potencia de la etapa de suministro de energía a la fuente LED

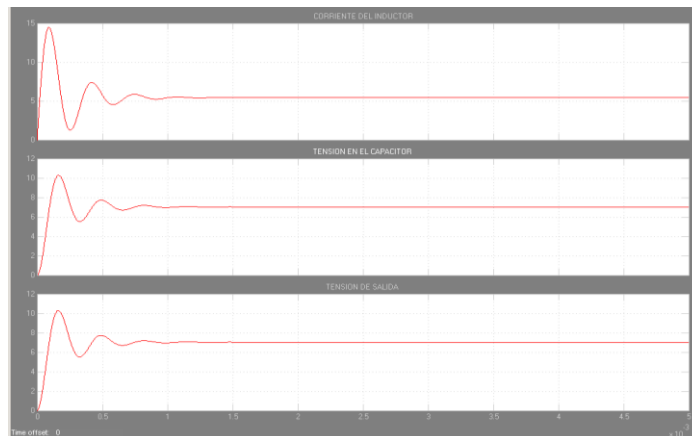


Fuente: autores mediante SIMULINK.

7.4 MODELO PROMEDIADO DEL CONVERTIDOR DE POTENCIA DE LA ETAPA DE SUMINISTRO DE ENERGÍA A LA FUENTE LED.

En la figura 31 se observa los comportamientos de la tensión el condensador, la tensión de salida y la corriente del inductor del convertidor de la etapa de suministro de energía a la fuente LED.

Figura 31. Tensión en el condensador, corriente en el inductor y tensión de salida del convertidor de potencia de la etapa de la etapa de suministro de energía a la fuente LED mediante el modelo promediado



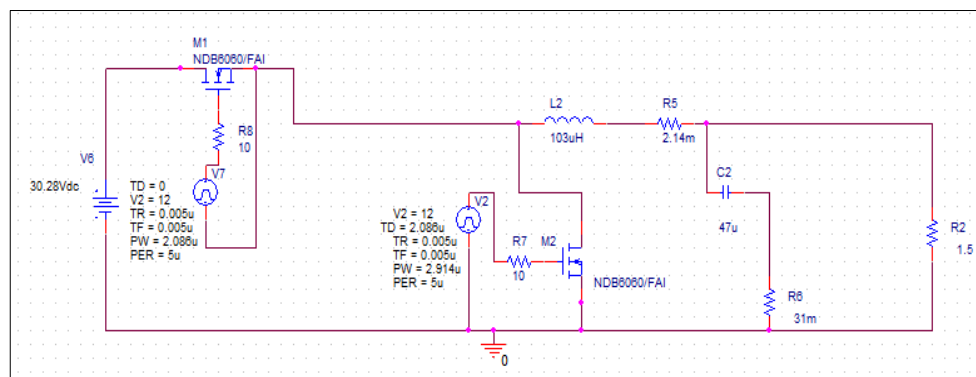
Fuente: autores mediante SIMULINK.

Este comportamiento cumple de igual forma con los parámetros operación explicados en el modelo conmutado para el condensador e inductor, la diferencia de este modelo al conmutado es la ausencia del rizo.

8. SIMULACIÓN DEL CONVERTIDOR DE POTENCIA DE LA ETAPA DE ALMACENAMIENTO DE ENERGÍA HACIENDO USO DE LA HERRAMIENTA ORCAD UTILIZANDO LOS PARAMETROS DEL TRANSISTOR OFRECIDOS POR EL FABRICANTE

Con la ayuda de ORCAD se construye el circuito del convertidor de potencia DC-DC *buck* síncrono cuyos parámetros corresponden a los seleccionados para una frecuencia de 200khz.

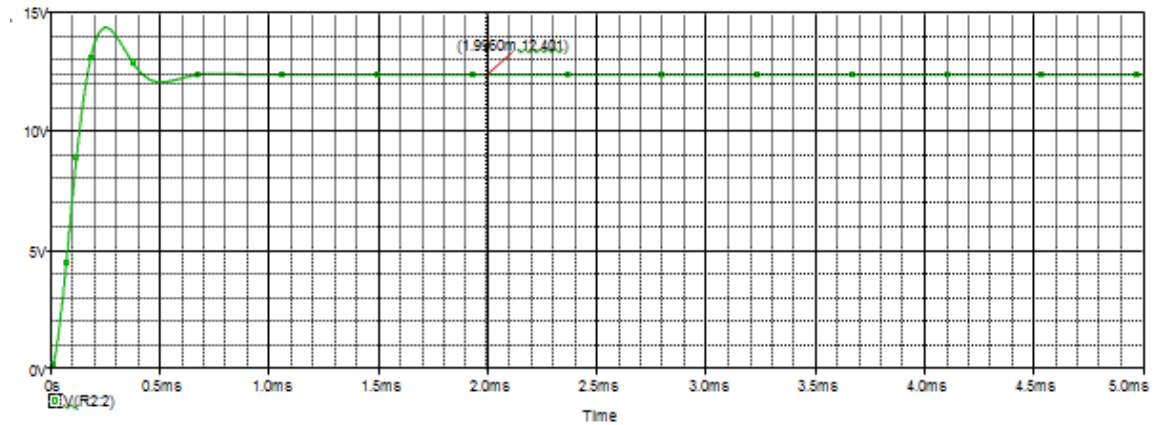
Figura 32. Convertidor de potencia de la etapa de almacenamiento de energía haciendo uso de la herramienta ORCAD



Fuente: autores mediante ORCAD.

La tensión de salida de este convertidor se observa en la figura 33 la cual muestra un valor de tensión en estado estable de 12.401V

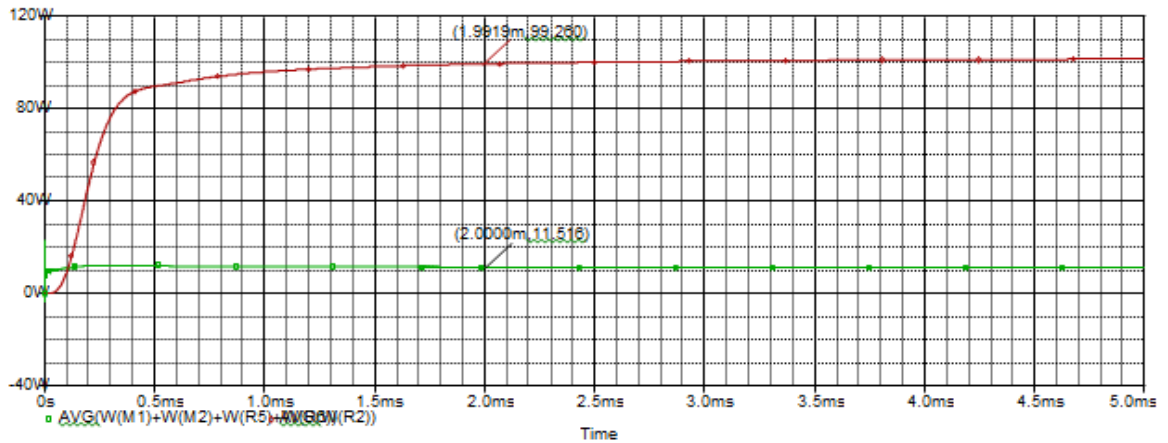
Figura 33. Tensión de salida del convertidor de potencia de la etapa de almacenamiento de energía haciendo uso de la herramienta ORCAD



Fuente: autores mediante ORCAD.

Con ORCAD se hallaron las potencias de los componentes del circuito tales como el capacitor, inductor y los transistores, dichos valores corresponden a estado estable.

Figura 34. Potencia promedio de salida de la carga y de los componentes de la etapa de almacenamiento de energía haciendo uso de la herramienta ORCAD



Fuente: autores mediante ORCAD.

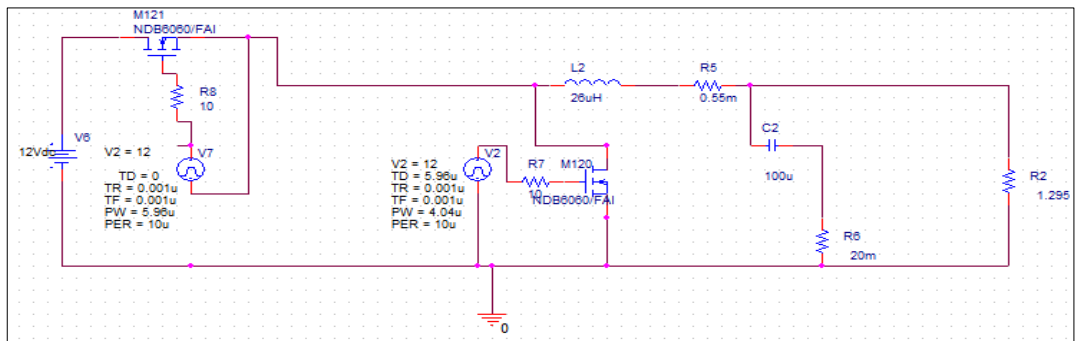
En la figura 34 se observa las pérdidas del transistor M1, del transistor M2, las pérdidas en el inductor y capacitor que corresponden a 11.516 W además se observa la potencia de salida cuyo valor es 99.260 W. Con las potencias brindadas por ORCAD se calcula la eficiencia del convertidor de potencia de la etapa de almacenamiento de energía:

$$\text{Eficiencia} = 99.260 / (11.516 + 99.260) : \text{Eficiencia} = 90\%$$

8.1 SIMULACIÓN DEL CONVERTIDOR DE POTENCIA DE LA ETAPA DE SUMINISTRO DE ENERGÍA A LA FUENTE LED HACIENDO USO DE LA HERRAMIENTA ORCAD UTILIZANDO LOS PARAMETROS DEL TRANSISTOR OFRECIDOS POR EL FABRICANTE

Se procede de igual forma que para lo realizado para el primer convertidor

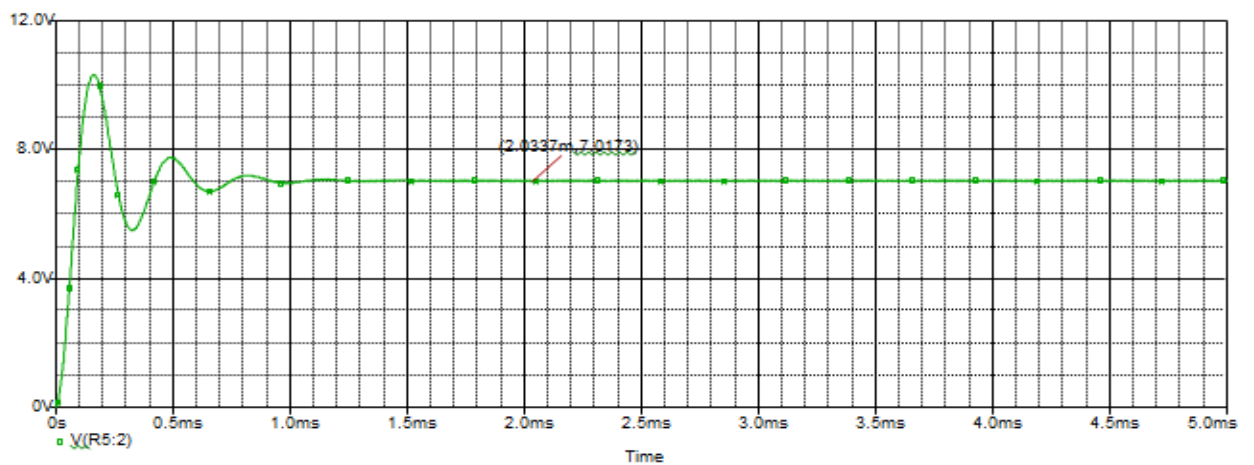
Figura 35. Convertidor de potencia de la etapa de suministro de energía a la fuente LED haciendo uso de la herramienta ORCAD



Fuente: autores mediante ORCAD.

En la figura 36 se observa la tensión de salida del convertidor de potencia de la etapa de suministro de energía a la fuente led cuyo valor es 7.013V.

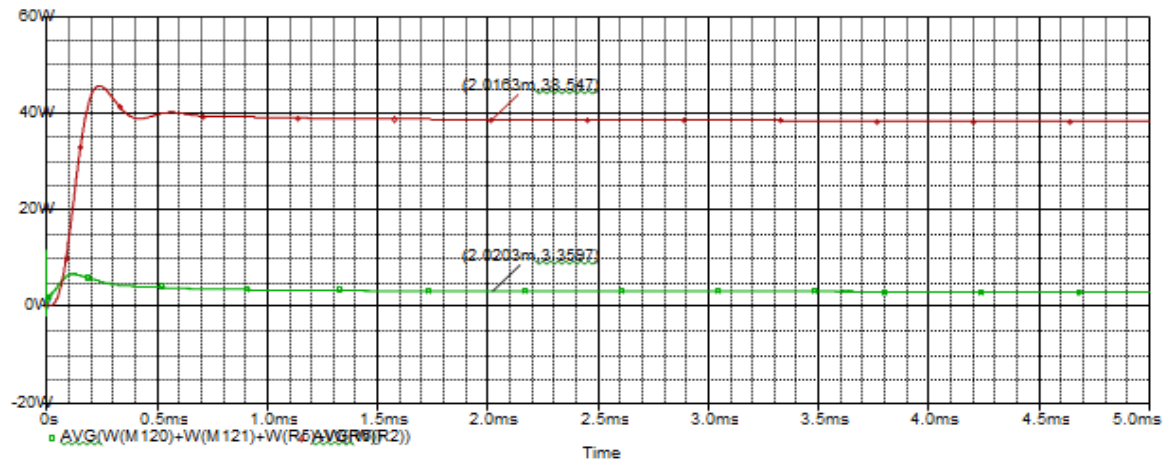
Figura 36. Tensión de salida del convertidor de potencia de la etapa de suministro de energía a la fuente LED haciendo uso de la herramienta ORCAD



Fuente: autores mediante ORCAD.

En la figura 37 se observa las pérdidas del transistor M1, del transistor M2, las pérdidas en el inductor y capacitor que corresponden a 3.3597 W además se observa la potencia de salida cuyo valor es 38.547 W.

Figura 37. Potencia promedio de salida de la carga y de los componentes de la etapa de suministro de energía a la fuente LED haciendo uso de la herramienta ORCAD.



Fuente: autores mediante ORCAD.

Con las potencias brindadas por ORCAD se calcula la eficiencia del convertidor de potencia de la etapa de almacenamiento de energía:

$$\text{Eficiencia} = 38.547 / (38.547 + 3.3597)$$

$$\text{Eficiencia} = 92\%$$

En la tensión de salida de los convertidores de potencia DC-DC *buck* síncrono las características transitorias tanto de SIMULINK como las de ORCAD son muy similares ya que los dos modelos se estabilizan en 1ms, el valor en estado estable

de ORCAD es menor respecto al de SIMULINK debido a que la simulación en ORCAD tiene en cuenta mayor cantidad de parámetros para simular los dispositivos electrónicos, Las eficiencias tanto en el modelo en espacio de estados como en ORCAD se encuentran alrededor del 90%, pero el modelo en ORCAD presenta una menor eficiencia debido a que utiliza más parámetros del transistor. Se recomienda para un futuro modelado tener en cuenta las capacitancias parasitas del MOSFET para optimizar el modelo, a continuación se indica cuales se podrían ser:

Capacitancia drenaje-fuente(CDS) = **COSS - CRSS**

• Capacitancia compuerta fuente(CGS) = **CISS - CRSS**

• Capacitancia compuerta-drenaje (CGD) = **CRSS**

Los valores en negrita se pueden encontrar en las hojas de datos del fabricante.

CONCLUSIONES Y OBSERVACIONES

Para afrontar el análisis, el diseño y la verificación de sistemas de iluminación fotovoltaicos, es necesario recurrir a herramientas de simulación que permitan evaluar el diseño antes de ser implementado. Esto proporciona al diseñador un conocimiento previo del comportamiento global del sistema y le permite comparar distintas alternativas y estrategias para el desarrollo del diseño, dado que es posible anticipar errores en la etapa de selección de los elementos y verificación del diseño global; de esta forma corregirlos en las primeras fases del proyecto. Sin embargo, el principal problema para poder simular los sistemas de iluminación fotovoltaicos es seleccionar un modelo de simulación que solicite la mayor cantidad de parámetros de la hoja de datos con el fin de obtener un comportamiento lo más real posible, dicho problema se abordó en este trabajo, donde se realizó una investigación y se seleccionaron modelos aplicados a los componentes que permitieron ser simulados con características de hojas de datos., mediante parámetros propios de los elementos seleccionados.

La carga LED cuesta 105.6US\$ (3.52 US\$ por unidad) y considerando 10 US\$ la elaboración de la baquelita la tecnología LED demanda una mayor inversión inicial respecto a la lámpara de sodio de alta presión que cuesta alrededor de 15 US\$. Sin embargo el consumo de potencia de la lámpara LED es 30W (1W por unidad) el cual es menor respecto a la lámpara de sodio de alta presión que posee un consumo de 70W además la vida útil del dispositivo LED es 50000 horas y es mayor que la vida útil de la lámpara de sodio a reemplazar la cual posee 24000 horas al 5% de fallos. El panel solar tiene un costo de 362.30US\$ y su gran ventaja como lo especifica el fabricante es una larga vida útil (más de 20 años), pero en estos 20 años debe estar incluidos costos por mantenimiento además la funcionalidad del panel para cumplir la exigencia de la carga depende de la radiación solar incidente en el lugar que varía dependiendo de las condiciones

climáticas por lo tanto puede ser que la energía no esté siempre disponible. El costo de la batería seleccionada es de 1490.90US\$, y posee 10 años de vida útil ;es decir la vida de la batería respecto a los otros componentes es la más crítica (los LEDS aproximadamente 11 años y el panel 20 años) por lo tanto antes de que se deteriore el modulo fotovoltaico se ha requerido dos baterías y como mínimo 60 unidades de LEDS.

En la selección de los elementos propios del convertidor *buck* síncrono, La elección del capacitor se debe elegir teniendo en cuenta la variación periódica de la tensión de salida o rizado de tal forma que se asegure que el rizo sea menor al 1%,se buscó los valores más pequeños de resistencia asociada al capacitor y al inductor los cuales dependían de la frecuencia de conmutación, además los valores de tensión máxima en el capacitor y corriente máxima en el inductor fueron seleccionados más altos que los valores teóricos; para la elección de los dos transistores de cada convertidor se estableció el criterio relacionado que las resistencias que representan las perdidas por conducción sean iguales, puesto que esto facilita el desarrollo del convertidor referente al modelado en espacio de estados y se buscó que los modelos seleccionados de los transistores tengan una mínima resistencia de encendido.

Para determinar la cantidad de Leds necesarios para remplazar una lámpara de alumbrado público convencional es necesario conocer el nivel de luz que rodea el lugar de la lámpara; por que el nivel de luz determina si las condiciones en las cuales viven sus habitantes son fotópicas o escotópicas , de igual manera es necesario saber que el flujo nominal del Led con el pasar del tiempo disminuye un 20%,además se requiere agregar un margen de seguridad debido que los valores especificados son para una temperatura de operación de 25°C de tal forma que si la temperatura incrementa el flujo nominal disminuye.

Para determinar el dimensionamiento de los paneles solares es útil conocer la radiación incidente en el lugar y los requerimientos de potencia de consumo en la carga; como el comportamiento del panel a analizar es mediante un modelo matemático es indispensable que el fabricante proporcione todos los datos requeridos tales como: tensión de circuito abierto, corriente de corto circuito, número de celdas, tensión y corriente del máximo punto de potencia, coeficiente de temperatura a la corriente de corto circuito entre otros.

Al dimensionar las baterías se necesita la capacidad nominal de la misma la cual se determina por el consumo diario de energía de la carga agregándose un margen de seguridad del 20%, de igual manera se deben considerar el número de días de autonomía y la profundidad de descarga máxima estacional o diaria donde el comportamiento de la batería es comprobado mediante un modelo matemático, por lo tanto es necesario que el fabricante proporcione los datos requeridos del mismo los cuales son: estado máximo de carga, estado inicial de carga, número de celdas de 2 V en serie, eficiencia de la batería y tasa de auto descarga.

El modelado de la batería, del panel fotovoltaico y de la carga Led permite determinar los rangos de tensión y corriente tanto de entrada como de salida de los dos convertidores además dan a conocer el comportamiento de los módulos adyacentes al convertidor y los posibles cambios de los mismos respecto a la variación de algunos de sus parámetros.

La versatilidad de la expresión del circuito en variables de estado radica que con una expresión matemática se pueden obtener 3 modelos (conmutado, promediado, y linealización del modelo promediado) los cuales dependen del objetivo de la simulación, si el objetivo de la simulación es producir forma de ondas periódicas (rizo) de tensión y de corriente el modelo conmutado es el indicado, la desventaja que presenta el modelo conmutado es que el tiempo de los transitorios del circuito puede ser varios ordenes de magnitud mayor que el tiempo de conmutación lo cual se pudo visualizar en ORCAD donde la simulación

demoraba varios minutos; sino se desea utilizar un modelo de circuito que no incluya los detalles de cada ciclo y que simule el comportamiento dinámico a gran escala el modelo promediado es el indicado; la linealización del modelo se lleva a cabo si se desea aplicar técnicas clásicas de control a la planta.

Cabe resaltar que el procedimiento matemático elaborado en [34] es realizado para un convertidor reductor, en esta tesis se utiliza el procedimiento general y se aplica a un convertidor reductor síncrono, desde las ecuaciones integro diferenciales hasta la función de transferencia.

La diferencia de eficiencias entre la simulación en ORCAD y en SIMULINK esta mayormente influenciada por las pérdidas en los transistores, se recomienda para un posterior modelado tener en cuenta las capacitancias parasitas del transistor, las cuales se pueden obtener mediante información del fabricante.

REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] M.A Dalla et Al, "Autonomous Street Lighting System based on Solar Energy and Leds", IEEE-ICIT 2010 International Conference on Industrial Technology, pp1143-1148.
- [2] Robert Fasteur, et Al., "Solar Energy and the Environment", Ed. Taylor & Francis Group, cap 6, pp 136-141, 2009.
- [3] Luis Castaner, et Al, "Photovoltaic Systems Using SPice", Ed. John Wiley & Sons, LTD cap 5 pp 113-114, 2002
- [4] R.E. da Costa, et Al, "Warm-Up and Steady-State Control of High-Pressure Sodium Lamps Applied to Public Lighting Systems." Industry Applications Society Annual Meeting (IAS), 2008.
- [5] A. Zekauskas, et Al, "Introduction to Solid-State Lighting", Ed. Wiley Inter-Science, 2002.
- [6] Rongfeng Guan, et Al, "Design and Implementation of LED Daylight Lamp Lighting System", IEEE, 2008 International Conference on Electronic Packaging Technology & High Density Packaging
- [7] Mariam Kazimierczuk, "Pulse-Width Modulated DC-DC Power Converters", cap 2, Edit Wiley, 2008"
- [8] Contrato 1517-27 de 2007 UPME – Universidad Nacional de Colombia, "caracterización técnica de las bombillas para uso exterior comercializadas en Colombia", <http://www.si3ea.gov.co/Portals/0/Iluminacion/IEAP.pdf>, disponible en julio, 2012

[9]http://download.p4c.philips.com/l4b/9/928150119227_eu/928150119227_eu_pss_esp.pdf modelo de la lámpara de sodio de alta presión para alumbrado público, disponible en julio 2012.

[10]Factor de conversión escotópico – fotópico de diferentes fuentes luminosas http://www.axoled.com/vision_fotopica_mesopica_escotopica.html, disponible 3 de julio del 2012

[11] <http://www.demasled.es/>, disponible en línea el 20 de julio de 2012

[12] Robert FASTER, et Al., “Solar Energy Renewable Energy and the Environment”, Taylor & Francis Group, pp 143-144, 2009.

[13]<http://www.cienagadeoro-cordoba.gov.co/nuestromunicipio.shtml?apc=m-t1--&x=2087062>, disponible en línea el 5 de febrero de 2012.

[14] http://www.corpoema.com/CDenergia/software_datos.htm, disponible en línea el 5 de febrero de 2012

[15] Alvaro Castaño Vicente –Gella “Estudio y simulación de sistemas de generación fotovoltaica utilizando matlab/simulán”, Escuela técnica superior de ingeniería del diseño junio 2010, valencia

[16][http://www.jhroerden.com/solar/descargas/MG-Series%20Datasheet_EN\(2010%2011\)%20\(2\).pdf](http://www.jhroerden.com/solar/descargas/MG-Series%20Datasheet_EN(2010%2011)%20(2).pdf), modelo del panel seleccionado, disponible en línea junio 2012

[17] Robert FASTER, et Al., “Solar Energy Renewable Energy and the Environment”, Taylor & Francis Group, pp 156,157 2009.

[18]Akihiro Oi “DESIGN AND SIMULATION OF PHOTOVOLTAIC WATER PUMPING SYSTEM”,California Polytechnic State University,San Luis Obispo,pp 84-87.

[19] Henry Oswaldo Benavides B. “Programa Nacional de Radiación”, Republica de Colombia Ministerio de Ambiente, Vivienda y Desarrollo Territorial Instituto de Hidrología y Meteorología y Estudios Ambientales.

[20]Marian K. Kazimierczuk,”Pulse-Width Modulated DC-DC Power Converters, cap 2 p 25

[21]http://www.sfe-solar.com/wp-content/uploads/2011/09/Sunfields_Boletin_Fotovoltaica_Autonomas.pdf?9d7bd4, Boletín Solar Fotovoltaica Autónoma SunFields Europe, disponible en línea 10 de junio 2012

[22]<http://www.polluxbattery.com.my/240ah-12v-battery.html>, batería seleccionada, disponible en línea junio 2012.

[23] http://www.corpoema.com/CDenergia/FV_Capi6.PDF,componentesde un sistema fotovoltaico, disponible en línea junio 2012

[24]Luis Castaner-Santiago Silvestre, Modelling Photovoltaic Systems using pspice,pp 103-132

[25] Texas Instrument, “Understanding Buck Power Stages in Switchmode Power Supplies”, application report, marzo 1999.

[26] Datos técnicos del inductor de potencia seleccionado para el convertidor encargado de suministrar energía a la carga led:
<http://www.wcmagnetics.com/images/pdf/wcm306.pdf>, Disponible en junio2012.

[27] Hojas de datos de los capacitores de 100KHz a 300KHz de ambos convertidores, http://www.hitano.com.tw/PDF/ERS_110524.pdf , disponible en junio 2012

[28] Hojas de datos del capacitor de 400KHz de ambos convertidores, <http://www.chemi-con.co.jp/e/catalog/pdf/al-e/al-sepa-e/003-chip/al-mhb-e-111201.pdf>, disponible en junio 2012

[29]Hojas de datos del capacitor de 500KHz de ambos convertidores, http://www.paktron.com/pdf/CS4_CS6.pdf

[30] Transistor analizado para seleccionar el modelo de transistor utilizado para el convertidor de potencia que se encuentra entre el modulo fotovoltaico y la batería, <http://www.fairchildsemi.com/ds/ND/NDP6060.pdf> disponible en junio 2012

[31] Hojas de datos de los capacitores de 100KHz a 300KHz de ambos convertidores, http://www.hitano.com.tw/PDF/ERS_110524.pdf , disponible en junio 2012

[32] Hojas de datos del capacitor de 400KHz de ambos convertidores, <http://www.chemi-con.co.jp/e/catalog/pdf/al-e/al-sepa-e/003-chip/al-mhb-e-111201.pdf>, disponible en junio 2012

[33] Hojas de datos del capacitor de 500KHz de ambos convertidores, http://www.paktron.com/pdf/CS4_CS6.pdf

[34] J. Fernando Silva, Sónia Ferreira Pinto,Control Methods for Switching Power Converters,cap 34 pp 935-955

[35] Katsuhiko Ogata, ingeniería de control moderna, cap 4 pp 134-207.

[36]http://ecee.colorado.edu/~ecen5807/course_material/MATLAB/MATLAB_Simulink_introduction.pdf, Introduction to Modeling of Switched Mode Power Converters Using MATLAB and Simulink, disponible en línea junio del 2012.

[37]Sławomir Koch, Computer–Aided Design and Optimization of Standalone Photovoltaic Systems, cap 9 pp 88-89.

ANEXOS

ANEXO A.FUNCIÓNES EN MATLAB MODELO FOTOVOLTAICO

Se seleccionó el modelo fotovoltaico de HYUNDAI el cual está compuesto de 60 celdas fotovoltaicas en serie y proporciona una potencia de 245W, la siguiente tabla muestra las especificaciones eléctricas.

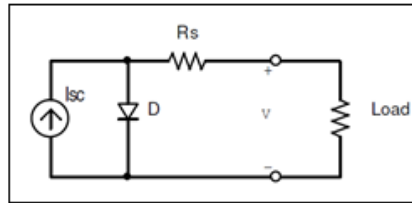
Tabla A.1 características eléctricas modulo fotovoltaico seleccionado

CARACTERISTICAS ELECTRICAS	
Punto máximo de potencia (Pmax)	245W
Tensión en punto máximo de potencia (Vpm)	30.3V
Corriente del punto máximo de potencia (Ipm)	8.1 A
Tensión de circuito abierto (Voc)	37.4 V
Corriente de corto circuito (Isc)	8.6 A
Coeficiente de temperatura a la corriente de corto circuito	0.052

Fuente: autores.

Se utiliza un modelo de complejidad moderada que proporciona resultados bastante exactos. El modelo consta de una fuente de corriente (Isc), un diodo (D), y una resistencia en serie (RS). El efecto de la resistencia en paralelo (Rp) es muy pequeña en un único modulo por lo que en el modelo no se incluye tal como se muestra en la siguiente figura.

Figura A.1. Circuito equivalente del modelo fotovoltaico



Fuente:[18]

Para hacer un mejor modelo también se incluyen los efectos de temperatura a corto circuito I_{sc} y la saturación de la corriente inversa del diodo I_0 . Se utiliza un solo diodo con un factor de idealidad (n) entre 1 y 2.

A continuación se muestra la relación corriente – tensión del módulo fotovoltaico:

$$I = I_{sc} - I_0 * \left(e^{q * \left(\frac{V + I * R_s}{n * K * T} \right)} - 1 \right) \quad (A.1)$$

Donde I es la corriente de la celda (es la misma corriente del módulo)

V es la tensión de la celda = *tension del modulo* / # de celdas en serie

T es la temperatura de la celda en Kelvin (K)

Primero se calcula la corriente de corto circuito (I_{sc}) en una temperatura de celda dada (T).

$$I_{sc|T} = I_{sc|T_{ref}} [1 + \alpha(T - T_{ref})] \quad (A.2)$$

Donde I_{sc} en la temperatura de referencia está dada en la hoja de datos a una radiación de $\frac{1000 \text{ W}}{\text{m}^2}$, donde la temperatura de referencia es 25°C a 298.15 K , α es el coeficiente de temperatura a la corriente de corto circuito (I_{sc}) e indica el porcentaje de cambio de la corriente por la cantidad de temperatura en grados.

La corriente de corto circuito es proporcional (I_{sc}) a la intensidad de radiación, así(I_{sc}) en una radiación dada es:

$$I_{sc|G} = \left(\frac{G}{G_0}\right) * I_{sc|G_0} \text{ (A. 3)}$$

Donde G_0 es el valor nominal de la radiación, de lo cual es normalmente de $1\text{KW}/\text{m}^2$

La corriente inversa de saturación del diodo (I_0) en la temperatura de referencia T_{Ref} es dado por la siguiente ecuación por el factor de idealidad del diodo:

$$I_0 = \frac{I_{sc}}{\left(e^{\frac{q*V_{oc}}{n*K*T}} - 1\right)} \text{ (A. 4)}$$

La corriente de saturación inversa I_0 es dependiente de la temperatura y en un momento dado la corriente a la temperatura T es calculada por la siguiente ecuación:

$$I_0|_T = I_0|_{T_{Ref}} * \left(\frac{T}{T_{Ref}}\right)^{\frac{3}{n}} * e^{\left(\frac{-q*E_g}{n*K}\right)*\left(\frac{1}{T} - \frac{1}{T_{Ref}}\right)} \text{ (A. 5)}$$

El factor de idealidad del diodo es desconocido y debería ser estimado, se necesita un valor entre 1 y 2, donde 1 es el valor para el diodo ideal.

La resistencia en serie R_s del módulo fotovoltaico tiene un gran impacto en la pendiente de la curva I-V cerca a la tensión de circuito abierto V_{0c} . De ahí que el valor de R_s es evaluado mediante la evaluación de la pendiente $-\frac{dV}{dI}$ de la curva I-V de la hoja de datos alrededor de la tensión de circuito abierto V_{0c} el cual es la tensión de circuito abierto de la celda y se obtiene dividiendo V_{0c} de la hoja de datos por el número de celdas en serie.

$$R_s = -dV/dI - \frac{n * K * T / q}{I_0 * e^{q * (\frac{V_{0c}}{n * K * T})}} \quad (A.6)$$

Es posible resolver la corriente de la ecuación A.1 a través del método de Newton que se describe como:

$$x_{n+1} = x_n - \frac{f(x_n)}{f'(x_n)} \quad (A.7)$$

Donde $f'(x_n)$ es la derivada de la función $f(x) = 0$, x_n es el valor presente y x_{n+1} es el siguiente valor.

Rescribiendo la ecuación nos da la siguiente función:

$$f(I) = I_{sc} - I - I_0 \left[e^{q * \left(\frac{V + I * R_s}{n * K * T} \right)} - 1 \right] = 0 \quad (\text{A.8})$$

Teniendo en cuenta la ecuación anterior la corriente se calcula de manera iterativa:

$$I_{n+1} = I_n - \frac{I_{sc} - I_n - I_0 * \left[e^{q * \left(\frac{V + I * R_s}{n * K * T} \right)} - 1 \right]}{-1 - I_0 \left(\frac{q * R_s}{n * K * T} \right) * e^{q * \left(\frac{V + I * R_s}{n * K * T} \right)}} \quad (\text{A.9})$$

La ecuación de esta tesis realiza el cálculo de 5 iteraciones para asegurar la convergencia de los resultados. [18]

ANEXO A.1 FUNCIÓN EN MATLAB PARA EL MÓDULO: 2243050 P. MONOCRISTALINOS HYUNDAI 245W

Esta función de MATLAB (Hyunday245.m) simula la relación corriente-voltaje del módulo fotovoltaico: 2243050 P. MONOCRISTALINO HYUNDAI 245W

```
function Ia=Hyunday245 (Va,G,TaC) %la función tiene el nombre del
módulo a utilizar.
%las variables de entrada son el voltaje de operación (vector o
escalar), la irradiación
%1G=1000W/m^2 y la temperatura de operación del módulo en °C
%la variable de salida es la corriente de operación del módulo
(vector o
%escalar)
k=1.381e-23;%constante de boltzman
q=1.602e-19;%carga del electrón
```

```

n=1.31; %factor de idealidad del diodo
Eg=1.12;%Banda de energía 1.12eV (si),1.42 (GaAs),1.5 (CdTe),1.75
(Si amorfo).
Ns=60;%#celdas en serie.
TrK=298.15; % temperatura de referencia en kelvin (25°C)
Voc_TrK= 37.4/Ns;%voltaje de cto abierto por celda a la temp de
referencia
Isc_TrK=8.6;%corriente de corto cto a la temp de referencia
a=0.052; %coeficiente de temperatura a la corriente de corto cto
(0.035%/°C)
TaK=273.15+TaC;%Temperatura de operación del módulo en K
Vc=Va/Ns ;%valor del voltaje por celda
Isc=Isc_TrK*(1+(a*(TaK-TrK)));%corriente de corto cto a la
temperatura de operacion
Iph= G*Isc; %fotocorriente
Vt_TrK= (n*k*TrK )/q; %voltaje térmico en la temperatura de
referencia
b=(Eg*q )/(n*k);
Ir_TrK = Isc_TrK/((exp(Voc_TrK/Vt_TrK))-1);% corriente inversa de
satuacion
Ir = (Ir_TrK * (TaK/TrK)^(3/n)) * exp (-b*((1./TaK)-(1./TrK)));%
dVdI_Voc=-0.4/Ns;%tomada de la curva I-V del datasheet.
Xv= (Ir_TrK / Vt_TrK) * exp (Voc_TrK / Vt_TrK);%(ecuación 8)
Rs= - dVdI_Voc - 1/Xv

Vt_Ta = (n*k*TaK) /q; % voltaje térmico a la temperatura de
operación del modulo
Ia= zeros (size (Vc));
for j=1:5;
Ia= Ia - ((Iph - Ia -Ir .* (exp ((Vc+Ia.*Rs)./Vt_Ta)-1))...
./((-1-Ir*(Rs./Vt_Ta).*exp((Vc+Ia.*Rs)./Vt_Ta))));
end

```

```

plot(Va,Ia,'r')
title('punto de máxima potencia panel solar HYUNDAI 245W ')
xlabel('Tensión del panel [v]')
ylabel('Corriente del panel [A]')

```

ANEXO A.2 FUNCIÓN EN MATLAB PARA OBTENER EL COMPORTAMIENTO DEL MÓDULO FOTOVOLTAICO A UN DETERMINANDO VALOR DE TEMPERATURA Y DIFERENTES VALORES DE RADIACIÓN.

La siguiente secuencia de comandos de MATLAB se utiliza para las figuras 11 y 12 donde se aprecian los diferentes comportamientos de corriente y tensión para un valor de temperatura de $T = 28.5c^{\circ}$ y con un barrido de radiación global de $\frac{100W}{m^2}$ a $\frac{1100W}{m^2}$

```

function Ia=Hyunday245 (Va,G,TaC)%la función tiene el nombre del
módulo a utilizar.
%las variables de entrada son el voltaje de operación (vector o
escalar), la
%irradiación G [1.1 1 0.9 0.8 0.7 0.6 0.5 0.4 0.3 0.2 0.1]
%1G=1000W/m^2 .la temperatura de operación del módulo en °C
%la variable de salida es la corriente de operación del módulo
(vector o
%escalar)

%al introducir la función :Hyunday245_((0:0.1:44.8[1.1 1 0.9
0.8 0.7 0.6 0.5 0.4 0.3 0.2 0.1],28.5)
%44.8 es el voltaje de cto abierto
k=1.381e-23;%constante de boltzman
q=1.602e-19;%carga del electrón
n=1.31; %factor de idealidad del diodo

```

```

Eg=1.12;%Banda de energía 1.12eV (si),1.42 (GaAs),1.5 (CdTe),1.75
(Si amorfo).
Ns=60;%#celdas en serie.
TrK=298.15; % temperatura de referencia en kelvin (25°C)
Voc_TrK= 37.4/Ns;%voltaje de cto abierto por celda a la temp de
referencia
Isc_TrK=8.6;%corriente de corto cto a la temp de referencia
a=0.052; %coeficiente de temperatura a la corriente de corto cto
(0.055%/°C)
TaK=273.15+TaC;%Temperatura de operación del módulo en K
Vc=Va/Ns ;%valor del voltaje por celda
Isc=Isc_TrK*(1+(a*(TaK-TrK)));%corriente de corto cto a la
temperatura de operacion
Iph= G*Isc; %fotocorriente
Vt_TrK= (n*k*TrK )/q; %voltaje térmico en la temperatura de
referencia
b=(Eg*q )/(n*k);
Ir_TrK = Isc_TrK/((exp(Voc_TrK/Vt_TrK))-1);% corriente inversa de
satuacion
Ir = (Ir_TrK * (TaK/TrK)^(3/n)) * exp (-b*((1./TaK)-(1./TrK)));%
dVdI_Voc=-0.4/Ns;%tomada de la curva I-V del datasheet.(44.8-
44)/(0-2)
Xv= (Ir_TrK / Vt_TrK) * exp (Voc_TrK / Vt_TrK);%
Rs= - dVdI_Voc - 1/Xv%

Vt_Ta = (n*k*TaK) /q; % voltaje térmico a la temperatura de
operación del modulo

for x=1:11
Ia= zeros (size (Vc));
for j=1:20;
Ia = Ia - ((Iph(x) - Ia -Ir .* (exp ((Vc+Ia.*Rs)./Vt_Ta)-1))...
./((-1-Ir*(Rs./Vt_Ta).*exp((Vc+Ia.*Rs)./Vt_Ta))));

```

```

end

switch x

case 1

hold on
figure (1);
    Axis ([0 44.4 0 20])
plot(Va,Ia,'r-')
title('Comportamiento Corriente-Tensión del Panel HYUNDAI 245W a
28.5°C ')
xlabel('Tensión del panel [v]')
ylabel('Corriente del panel [A]')

case 2

    Axis ([0 44.4 0 20])
plot(Va,Ia,'b-')

case 3

Axis ([0 44.4 0 20])
plot(Va,Ia,'g--')

case 4

    Axis ([0 44.4 0 20])
plot(Va,Ia,'r-.')

case 5

Axis ([0 44.4 0 20])
plot(Va,Ia,'b:')

```

```

case 6
    Axis ([0 44.4 0 20])
plot(Va,Ia,'k:')

case 7
    Axis ([0 44.4 0 20])
plot(Va,Ia,'r')

case 8
Axis ([0 44.4 0 20])
plot(Va,Ia,'k-')

case 9
    Axis ([0 44.4 0 20])
plot(Va,Ia,'g')

case 10
Axis ([0 44.4 0 20])
plot(Va,Ia,'g')

case 11
    Axis ([0 44.4 0 20])
plot(Va,Ia,'b')
legend
('G=1100W/m^2','G=1000W/m^2','G=900W/m^2','G=800W/m^2','G=700W/m^2',
', 'G=600W/m^2','G=500W/m^2','G=400W/m^2','G=300W/m^2','G=200W/m^2',
, 'G=100W/m^2')

end
end

```

ANEXO A.3 FUNCIÓN DE MATLAB PARA HALLAR EL MÁXIMO PUNTO DE POTENCIA

Esta función de MATLAB encuentra la potencia, voltaje y corriente en el punto de máxima potencia de determinado panel a una temperatura y un valor de radiación dados.

```
function [Pa_max, Imp, Vmp] = find_mpp(G, TaC)
% find_mpp: function to find a maximum power point of pv module
% [Pa_max, Imp, Vmp] = find_mpp(G, TaC)
% in: G (irradiance, KW/m^2), TaC (temp, deg C)
% out: Pa_max (maximum power), Imp, Vmp
%
% Akihiro Oi July 27, 2005
%////////////////////////////////////
% Define variables and initialize
Va = 0;
Pa_max = 0;
% Start process
while Va < 48-TaC/8
Ia=Hyunday245 (Va,G,TaC);
Pa_new = Ia * Va;
if Pa_new>Pa_max
Pa_max = Pa_new;
Imp = Ia;
Vmp = Va;
end
Va = Va + .005;
End
```

ANEXO B. FUNCIÓN DE MATLAB FIGURAS DE CARGA Y DESCARGA DE LA BATERÍA

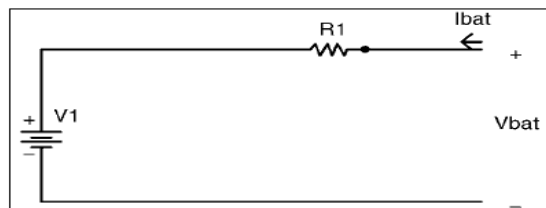
Modelo de la batería

Las baterías de plomo ácido son difíciles de modelar y la estimación del estado de carga de la batería se reconoce como una de las tareas más complejas. La aplicación de una estimación dinámica del estado de carga de las baterías se describe a continuación con los siguientes parámetros de entrada:

- Estado inicial de carga: SOC_1 (%) , lo que indica la carga disponible.
- Máximo estado de carga: SOC_{max} (Wh) , máxima capacidad de la batería.
- Numero de celdas de 2 Volts en serie: n_s
- 2 constantes empíricas dependiendo de las características de la batería:
K (adimensional): eficiencia de la batería de $^{carga}/_{descarga}$
D (h^{-1}): Tasa de autodescarga de la batería.

El modelo de la batería está compuesto por una fuente de tensión V_1 en serie con una resistencia R_1 como muestra la siguiente figura:

Figura B.1. Modelo de la bacteria



Fuente: [24]

Los valores de V_1 y R_1 dependen del modo de operación de la batería en un tiempo dado, este modelo tiene en cuenta los dos modos principales de

funcionamiento: el modo de carga y el modo de descarga. La implementación del modelo consiste básicamente en la asignación de diferentes expresiones para los valores de V_1 y R_1 :

$$V_1 = V_{ch} = (2 + 0.148 * \beta) * n_s \quad (\text{B. 1})$$

$$R_1 = R_{ch} = \frac{0.758 + \frac{0.1309}{(1.06-\beta)}}{SOC_m} n_s \quad (\text{B. 2})$$

Con

$$\beta = \frac{SOC_m}{SOC} \quad (\text{B. 3})$$

Donde el subíndice “ch” indica el modo de carga. SOC_m Es el máximo estado de carga de la batería es decir uno de los parámetros de entrada del modelo y SOC es el estado de carga de la batería en un tiempo dado por lo tanto la tensión en la batería esta dada por:

$$V_{bat} = V_{ch} + I_{bat} * R_{ch} \quad (\text{B. 4})$$

Modo de descarga:

$$V_1 = V_{dch} = (1.926 + 0.124 * \beta) * n_s \quad (\text{B. 5})$$

$$R_1 = R_{dch} = \frac{0.19 + \frac{0.1037}{(\beta-0.14)}}{SOC_m} * n_s \quad (\text{B. 6})$$

Donde el subíndice “dch” indica el modo de descarga. La tensión de salida de la batería está dada por:

$$V_{bat} = V_{ch} + I_{bat} * R_{dch} \quad (B.7)$$

Donde la corriente de la batería I_{bat} definida como la anterior figura toma valores negativos.

Una parte importante del modelo está relacionada con la estimación del valor instantáneo de carga SOC (Wh), la estimación realizada se describe mediante la ecuación siguiente:

$$SOC(t + dt) = SOC(t) \left(1 - \frac{D}{60} dt \right) + k \left(\frac{V_{bat} * I_{bat} - R_1 * I_{bat}^2}{60} \right) dt \quad (B.8)$$

La ecuación tiene en cuenta la auto-descarga (D) y la eficiencia de carga y descarga (k), las unidades de tiempo están en minutos, por eso algunos términos son divididos por 60. la ecuación puede ser simplificada sustituyendo V_{bat} como una función de V_1 es decir:

$$SOC(t + dt) = SOC(t) \left(1 - \frac{D}{60} dt \right) + \left(\frac{k * V_1 * I_{bat}}{60} \right) dt \quad (B.9)$$

Finalmente:

$$\frac{SOC(t + dt) - SOC(t)}{dt} = \frac{(k * V_1 * I_{bat})}{60} - \frac{DSOC(t)}{60} \quad (\text{B. 10})$$

Reordenando, el estado de carga para un tiempo t puede resolverse como sigue:

$$SOC_n(t) = SOC_1 + \frac{1}{SOC_m} \int \left(\frac{k * V_1 * I_{bat}}{60} - \frac{D * SOC_n(t - \tau) * SOC_m}{60} \right) dt \quad (\text{B. 11})$$

Donde SOC_1 es el estado inicial de carga de la batería en %, SOC_m es el máximo estado de carga de la batería en Wh, $SOC_n(t)$ es el estado de carga normalizado al máximo estado de carga de la batería SOC_m . [24]

Esta función de MATLAB brinda las gráficas para el comportamiento de la batería dependiendo, el estado si es de carga o descarga. [37].

```
Function Powerbatt_240Ah_12V= bateria(I, SOC1, temp, ti)
%las variables de entrada son: corriente de la bateria, estado de
carga
%inicial , tiempo que va de 0 a 20 horas , temperatura del módulo.
%ti es el vector tiempo

%%Powerbatt_240Ah_12V(8,0.3,25,(0:1:1200)) para el primer
convertidor
%%Powerbatt_240Ah_12V(-4,1,25,(0:1:1200)) para el segundo
convertidor
```

```

%%Powerbatt_240Ah_12V(-14,1,25,(0:1:1200)) para el segundo
convertidor
%determinación de la capacidad de la batería dependiendo de la
temperatura
SOCmax=2880;%SOCmax a 25°C, 240Ah*12V
tem=[-15 0 25 40]; % temperatura de referencia del datasheet
SOC=[0.65 0.85 1 1.02]*SOCmax;%capacidad de la batería a las
temperaturas
%dereferencia del datasheet
SOCm=interp1 (tem,SOC,temp)%estado máximo de carga dependiendo de
la temperatura
%a la que se encuentra la batería., interpolación lineal.

k=0.95; %eficiencia de carga y descarga de la batería
D=4.2e-5;% tasa de autodescarga de la batería.

ns=6; %número de celdas en serie a dos volts

SOC2=SOC1;

x=size (ti,2)-1; %se halla la magnitud del vector de tiempo y se
resta 1
%teniendo en cuenta que el tiempo empieza desde cero.
%el ciclo FOR es la integral la cual se calcula el voltaje de
carga o descarga
%para cada hora.
for t=0:x;
b=SOC2;
if (I>0) ;
    V1= (2+0.148*b).*ns;
    R1= (0.758+0.1309./(1.06-b))*ns/SOCm;

else

```

```

V1= (1.926+0.124.*b)*ns;
R1=(0.19+0.1037./(b-0.14))*ns/SOCm;

end

syms v
f1= k*V1*I - D.*SOC2*SOCm;
ee=int(((k*V1*I)./60)-(D.*SOC2*SOCm)./60),v,0,t);%en horas
SOC= SOC1+ SOCm^-1*ee;
SOC2=SOC;

Vbat1(t+1)= V1 + I*R1

end
%SOCfinal=double(SOC);
figure(1)
hold on
semilogx (ti,Vbat1,'b')
axis ([0 1200 8 16])
title('Carga de la Bateria POWERBATT 240Ah 12V ')
xlabel('Tiempo [minutos]')
ylabel('tension de la bateria [V]')
legend ('a corriente constante I=8A')

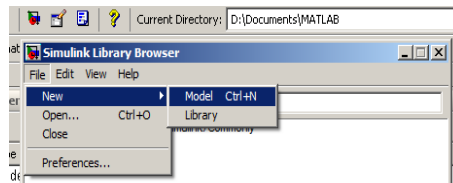
```

ANEXO C.PROCEDIMIENTO PARA EL ANÁLISIS DE LOS MODELOS: CONMUTADO Y PROMEDIADO DEL CONVERTIDOR DC-DC BUCK SÍNCRONO MEDIANTE LA HERRAMIENTA SIMULINK.

A continuación se muestra el procedimiento para los respectivos modelos del convertidor mediante SIMULINK. El cual es muy similar a [36] a diferencia que se incluye el parámetro de la resistencia de carga y en la figura C.5 las ecuaciones se expresan en términos de RLoad y no de ILoad.

- 1) dar clic en la opción de SIMULINK y hacer un nuevo archivo. (file/new/model)

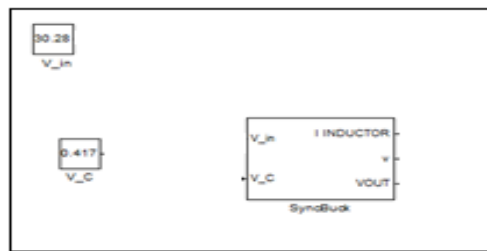
Figura C.1. Creación de un nuevo archivo en SIMULINK



Fuente: autores mediante SIMULINK.

- 2) guardarlo con el nombre que se desee, CONVERTIDOR_*BUCK*_SINCRONO
- 3) clic en SIMULINK library browser y añadir 2 bloques constantes representados como entradas v_g y v_c .
- 4) añadir un subsystem block (bloque del subsistema que se utiliza para modelar el convertidor Buck síncrono), el nombre puede ser SyncBuck.

Figura C.2.Subsistema para modelar el convertidor *Buck* síncrono



Fuente: autores mediante SIMULINK.

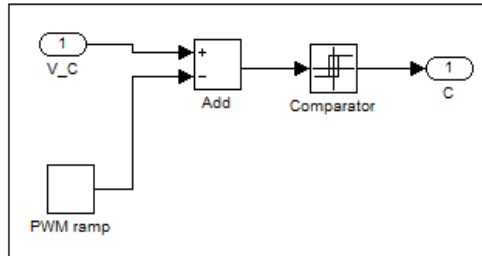
En la figura C.2 se observa el subsistema creado para modelar el convertidor buck síncrono y además se observan 2 constantes cuyos valores corresponden a la tensión de entrada nominal del convertidor y el ciclo de trabajo nominal.

5) Hacer doble clic en el subsistema de SyncBuck. En la ventana del subsistema, añadir 2 puertos de entrada, 3 puertos de salida, 2 integradores de bloques ($1 / s$), un multiplexor, un Demux, un subsistema para modelar el PWM, y un bloque Embudad MATLAB para modelar las ecuaciones de estado del convertidor.(figura C.13)

6) hacer doble clic en el sistema PWM y adicionar el bloque Relay (de discontinuities), un bloque Repeating Secuence (de Sources) y un bloque Add (de mathoperations).

7) cambiar las entradas del bloque Add a más y menos. (+ y -). En el bloque de Relay cero es el umbral de comparación por defecto eso está bien. Opcionalmente se puede cambiar el nombre de los bloques definiendo las funciones de cada bloque.

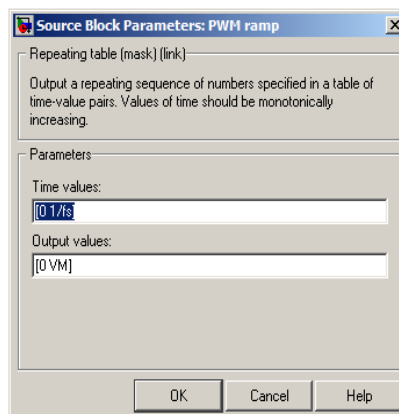
Figura C.3. Subsistema PWM



Fuente: autores mediante SIMULINK.

8) hacer doble clic en el bloque (Repeating sequence).time values puede ser usado para especificar el periodo de conmutación, se puede escribir la expresión $[0 \ 1/fs]$ para que el mismo modelo se pueda utilizar con la frecuencia de conmutación f_s especificada externamente como un parámetro. Similarmente output values $[0 \ V_M]$ permitirá especificar la amplitud exterior de la rampa con una amplitud V_M como otro parámetro.

Figura C.4. Parámetros rampla PWM

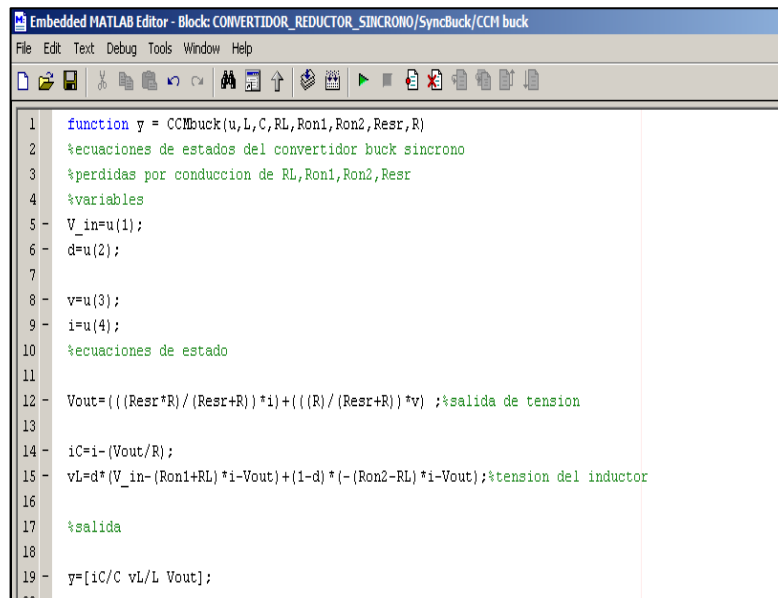


Fuente: autores mediante SIMULINK.

Ecuaciones de estados del convertidor

Ahora se procede a la escritura de las ecuaciones de estado del convertidor en el bloque de funciones embedded Matlab editor. Doble clic en el bloque para la abrir la ventana del embedded matlab editor. Cambiar el nombre de la función a uno que represente mejor la función. En los argumentos de la función agregar los parámetros L,C, RL, Ron1,Ron2 , Resr, R y escribir las ecuaciones de estado del convertidor tal como muestra la figura C.5

Figura C.5. Ecuaciones de estados del convertidor

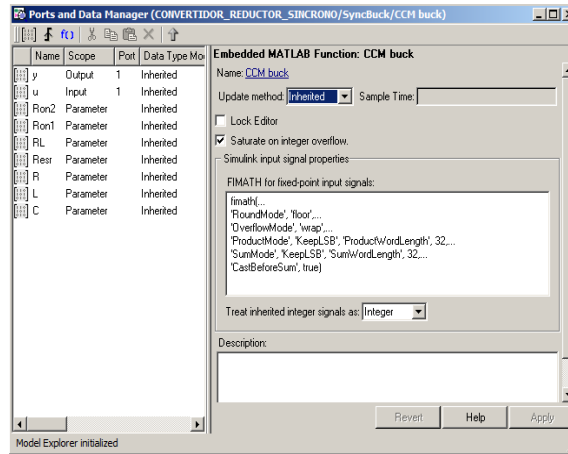


```
Embedded MATLAB Editor - Block: CONVERTIDOR_REDUCTOR_SINCRONO/SyncBuck/CCM buck
File Edit Text Debug Tools Window Help
1 function y = CCMbuck(u,L,C,RL,Ron1,Ron2,Resr,R)
2 %ecuaciones de estados del convertidor buck sincrono
3 %perdidas por conduccion de RL,Ron1,Ron2,Resr
4 %variables
5 V_in=u(1);
6 d=u(2);
7
8 v=u(3);
9 i=u(4);
10 %ecuaciones de estado
11
12 Vout=(((Resr*R)/(Resr+R))*i)+(((R)/(Resr+R))*v);%salida de tension
13
14 iC=i-(Vout/R);
15 vL=d*(V_in-(Ron1+RL)*i-Vout)+(1-d)*(-(Ron2-RL)*i-Vout);%tension del inductor
16
17 %salida
18
19 y=[iC/C vL/L Vout];
20
```

Fuente: autores mediante SIMULINK.

A continuación es necesario conocer que el vector de entrada u tiene 6 variables de entrada y que L, C, RL, Ron1, Ron2 ,Resr y R son los parámetros. Para ello hacer clic en (Tools/ Edit data ports). Click en U, introducir 6 en size y clic en Apply.

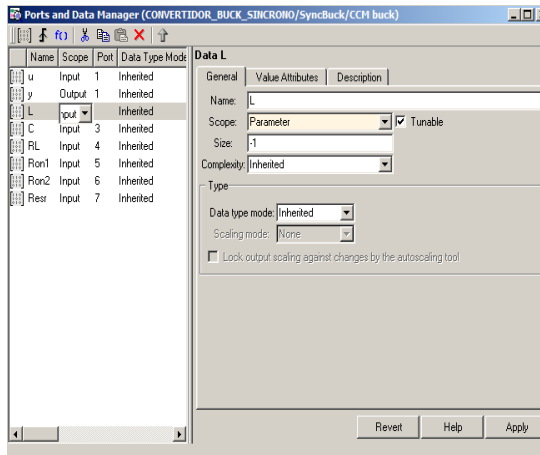
Figura C.6. Especificación del número de entradas del vector U del convertidor *buck*-sincrono.



Fuente: autores mediante SIMULINK.

Click en L y cambiar en scope la opción parameter, repita este pasó con otros parámetros: C, RL, Ron1, Ron2, Resr, R. Cerrar el port and data manager y el embedded matlab editor.

Figura C.7. Especificación de los parámetros del vector U del convertidor *buck*-sincrono.

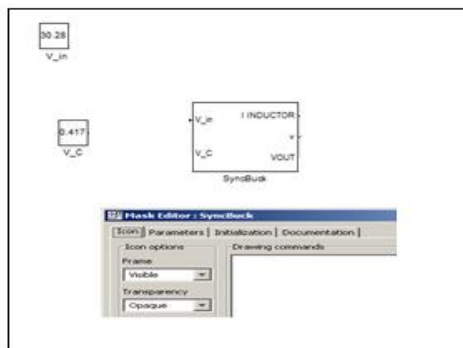


Fuente: autores mediante SIMULINK.

Enmascaramiento y parametrización del subsistema

A continuación se muestra el sistema más global (CONVERTIDOR BUCK SINCRONO) y se busca enmascarar el convertidor de potencia por lo tanto se debe hacer clic derecho en el bloque SyncBuck y seleccionar Mask Subsystem tal como se muestra a continuación:

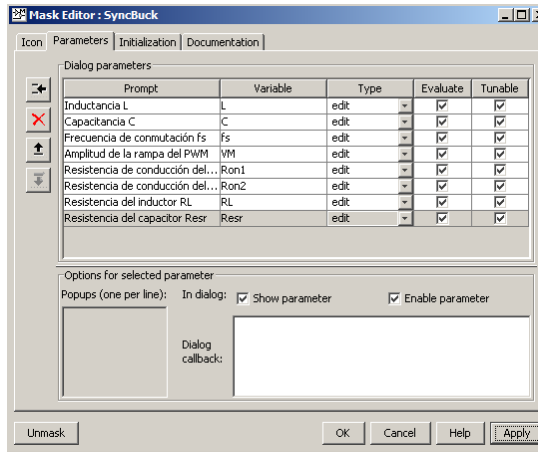
Figura C.8. Enmascaramiento y parametrización del subsistema



Fuente: autores mediante SIMULINK.

Hacer clic en parámetros, clic en Add button e introducir los parámetros del convertidor tal como muestra la siguiente figura incluyendo la resistencia de carga R, el orden no es importante sin embargo los nombres deben ser los mismos introducidos en los pasos anteriores.

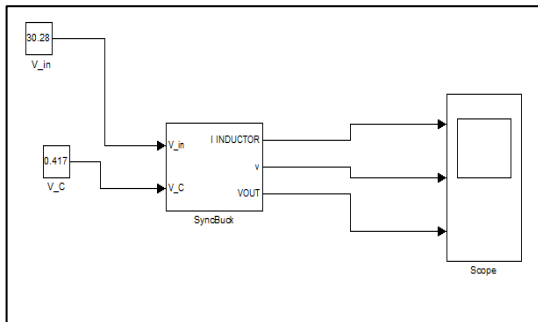
Figura C.9. Parámetros del convertidor *buck*-sincrono



Fuente: autores mediante SIMULINK.

Del bloque CONVERTIDOR_BUCK_SINCRONO adicionar las entradas y el bloque scope (de sinks) tal como muestra la siguiente figura, cambiar el número de ejes a 3 y desmarque “limits data points to last”.

Figura C.10. Bloque convertidor *buck*-sincrono

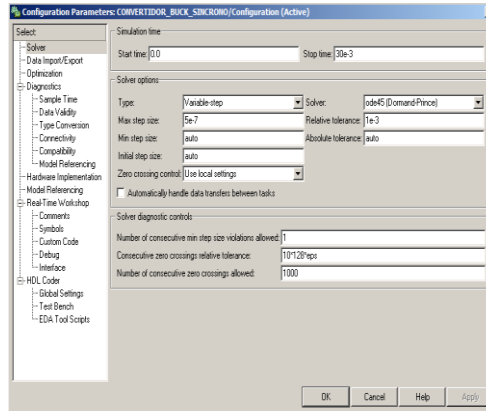


Fuente: autores mediante SIMULINK.

En la ventana donde aparece la anterior figura dar clic en simulation luego configuration parameters y en stop time introducir el tiempo de parar la simulación

deseado (5 ms) y cambiar el máximo paso a una décima del periodo de conmutación (opcional), para este caso la frecuencia de conmutación del primer convertidor es 200KHz.

Figura C.11. Configuración de tiempo para la simulación.



Fuente: autores mediante SIMULINK.

Luego hacer clic en inicio de la simulación y hacer doble clic en scope para mirar los resultados. Los resultados deben mostrar una puesta en marcha transitoria con condiciones iniciales de cero e incluyen la conmutación de las ondas.

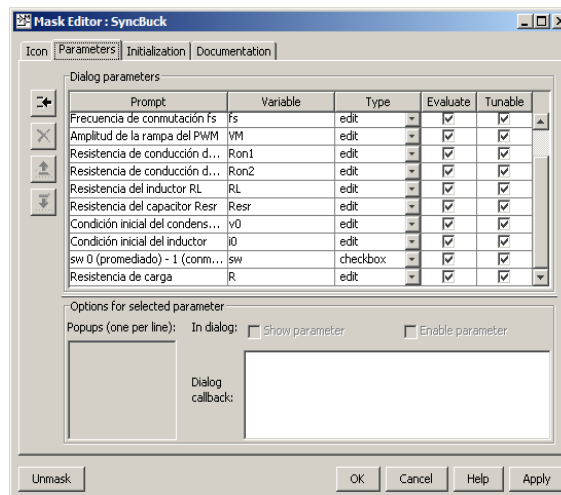
Adicionando condiciones iniciales

Puede ser conveniente añadir valores iniciales para la tensión del condensador y la corriente del inductor como parámetros adicionales para el subsistema SyncBuck para ello dar clic derecho en el bloque y seleccionar la opción look undermask para ver los subsistemas incluidos en dichos subsistemas.

Dar doble clic en capacitor integrator y en condiciones iniciales adicionar V_0 y luego dar ok. Igualmente hacer lo mismo con inductor integrator, añada i_0 en

condicional inicial de inductor integrator. Luego cierre la ventana y vaya a CONVERTIDOR_BUCK_SINCRONO de clic derecho en SyncBuck en la opción edit mask y luego de clic en parámetros e introduzca las condiciones iniciales v_0 e i_0 . En la siguiente figura se observan los parámetros agregados: (el parámetro SW se explica a continuación).

Figura C.12. Parámetros agregados al convertidor *buck* síncrono; condiciones iniciales de corriente y tensión del inductor y del capacitor



Fuente: autores mediante SIMULINK.

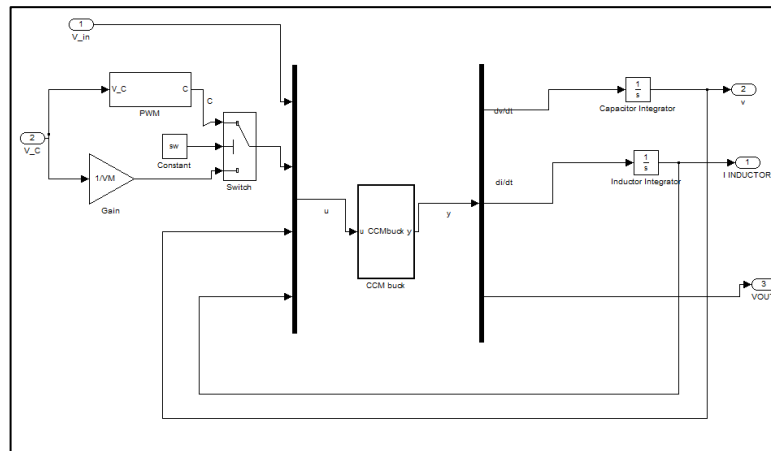
Modelo promediado del convertidor *Buck* síncrono

El promediado proporciona una manera de eliminar el rizado y se centra en la dinámica del convertidor de baja frecuencia más relevante en el proceso de diseño del controlador. Para construir un modelo promediado del convertidor Buck síncrono basta con hacer una sencilla modificación en SIMULINK:

Dar clic derecho y luego clic en look undermask y modificar la ruta de acceso entre la tensión v_c y el interruptor de control c usando el bloque Switch (de Signal Routing) y el bloque de Gain (de mathoperations) y un bloque constant. Para el

bloque Switch la opción Threshold cámbiarla a 0.5 y luego de ok. Introducir el parámetro sw en el bloque constante, este parámetro se puede establecer en cero para obtener un modelo promediado 0 en 1 para obtener el modelo conmutado. De igual manera el bloque ganancia cambiarlo a $1/VM$.

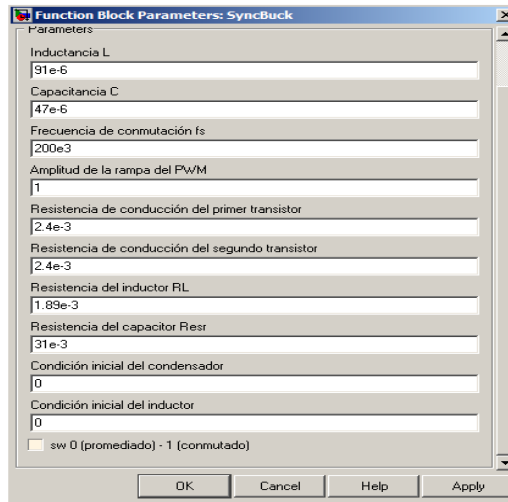
Figura C.13.Adaptación del modelo promediado.



Fuente: autores mediante SIMULINK.

Guardar y cerrar el subsistema de la figura anterior y en el sistema global dar clic y luego seleccionar edit mask, introducir el parámetro sw en vez de edit como los otros parámetros seleccionar checkbox luego de ok, cerrar la ventana y si se da clic izquierdo en el modelo global se puede observar la opción del modelo promediado o conmutado.

Figura C.14. Ventana para elegir la opción de modelo promediado o conmutado



Fuente: autores mediante SIMULINK.

Dejar la casilla sin marcar y ejecutar la simulación puesta en marcha a partir de condiciones iniciales nulas obteniéndose la forma de onda del modelo promediado, si se marca la casilla se obtiene la forma de onda del modelo conmutado.