



ESPE
UNIVERSIDAD DE LAS FUERZAS ARMADAS
INNOVACIÓN PARA LA EXCELENCIA

DEPARTAMENTO DE ELÉCTRICA Y ELECTRÓNICA
CARRERA DE INGENIERÍA EN ELECTRÓNICA, AUTOMATIZACIÓN Y
CONTROL

TRABAJO DE TITULACIÓN, PREVIO A LA OBTENCIÓN DEL TÍTULO
DE INGENIERO EN ELECTRÓNICA, AUTOMATIZACIÓN Y CONTROL

TEMA: DESARROLLO DE UN CARGADOR DE BATERÍAS
BASADO EN CONTROL PREDICTIVO POR MODELO (MPC) PARA UN
SISTEMA DE GENERACIÓN FOTOVOLTAICA

AUTORES: OÑATE MONTOYA, LENIN ANDRES

TITO CRESPO, WILSON XAVIER

DIRECTOR: DR. ARCOS AVILÉS, DIEGO GUSTAVO

SANGOLQUÍ

2018



DEPARTAMENTO DE ELÉCTRICA Y ELECTRÓNICA
CARRERA DE INGENIERÍA EN ELECTRÓNICA, AUTOMATIZACIÓN Y CONTROL

CERTIFICACIÓN

Certifico que el trabajo de titulación, “**DESARROLLO DE UN CARGADOR DE BATERIAS BASADO EN CONTROL PREDICTIVO POR MODELO (MPC) PARA UN SISTEMA DE GENERACION FOTOVOLTAICA**” fue realizado por los señores **Oñate Montoya, Lenin Andrés y Tito Crespo, Wilson Xavier** el mismo que ha sido revisado en su totalidad, analizado por la herramienta de verificación de similitud de contenido; por lo tanto cumple con los requisitos teóricos, científicos, técnicos, metodológicos y legales establecidos por la Universidad de Fuerzas Armadas ESPE, razón por la cual me permito acreditar y autorizar para que lo sustenten públicamente.

Sangolquí, 16 de agosto de 2018

Firma:

Dr. Diego Arcos Avilés.

C.C. 171087944-4



DEPARTAMENTO DE ELÉCTRICA Y ELECTRÓNICA
CARRERA DE INGENIERÍA EN ELECTRÓNICA, AUTOMATIZACIÓN Y CONTROL

AUTORÍA DE RESPONSABILIDAD

Nosotros **Oñate Montoya, Lenin Andrés y Tito Crespo, Wilson Xavier**, declaramos que el contenido, ideas y criterios del trabajo de titulación: **Desarrollo de un cargador de baterías basado en control predictivo por modelo (MPC) para un sistema de generación fotovoltaica** es de nuestra autoría y responsabilidad, cumpliendo con los requisitos teóricos, científicos, técnicos, metodológicos y legales establecidos por la Universidad de Fuerzas Armadas ESPE, respetando los derechos intelectuales de terceros y referenciando las citas bibliográficas.

Consecuentemente el contenido de la investigación mencionada es veraz.

Sangolquí, 16 de agosto de 2018

Firma:

Oñate Lenin

C.C. 1715744858

Firma:

Tito Wilson

C.C. 1722123807



DEPARTAMENTO DE ELÉCTRICA Y ELECTRÓNICA

CARRERA DE INGENIERÍA EN ELECTRÓNICA, AUTOMATIZACIÓN Y CONTROL

AUTORIZACIÓN

Nosotros **Oñate Montoya, Lenin Andrés y Tito Crespo, Wilson Xavier**, autorizamos a la Universidad de las Fuerzas Armadas ESPE publicar el trabajo de titulación: **Desarrollo de un cargador de baterías basado en control predictivo por modelo (MPC) para un sistema de generación fotovoltaica** en el Repositorio Institucional, cuyo contenido, ideas y criterios son de nuestra responsabilidad

Sangolquí, 16 de agosto de 2018

Firma:

Oñate Lenin

C.C. 1715744858

Firma:

Tito Wilson

C.C. 1722123807

DEDICATORIA

A mi querido papito Marco por ser el mejor padre del mundo, por apoyarme cada día de mi vida, preocuparse por mi cuando no estaba presente en la casa, porque con sus bromas siempre me saca una sonrisa en cada momento amargo que sucede, te amo mucho padre.

A mí querida mamita Albita por ser una madre única y ejemplar, porque cuando tenía noches largas de estudio no dormías hasta que yo también lo haga y no faltaban tus palabras de aliento cuando pensaba que no podía más, te amo mucho madrecita adorada.

A mi pequeña princesita Camila por ser mi fuente de superación e inspiración para luchar día a día y así la vida nos depare un futuro mejor, porque en los momentos más difíciles el solo pensar en tu existencia causa en mi un efecto instantáneo de lograr superar cualquier barrera, te amo hija.

A mi novia Grace por haber compartido conmigo muchos momentos felices y tristes durante todo este tiempo que estamos juntos, por ayudarme durante esta carrera universitaria y haberme dado el regalo de ser padre, te amo mucho amor.

A mi ñaño Henry quien durante toda mi vida estudiantil me ayudo cuando más lo necesitaba brindándome su ayuda incondicional, a mis sobrinitos Dayrita y Randallito que con sus travesuras y juegos logran sacar sonrisas y enojos, los quiero mucho.

A todos mis abuelitos que durante este largo trayecto Dios se los llevó al cielo, en especial a mi segunda madre mi abuelita Maruja, un día me dijiste que siga adelante y pues gracias infinitas porque yo sé que desde el cielo me cuidas y derramas bendiciones para mí.

Lenin Andrés Oñate Montoya

DEDICATORIA

A mis padres que con su infinito amor han sabido guiarme y educarme para ser una persona correcta, que gracias a sus consejos y apoyo incondicional he logrado culminar una etapa más en mi vida.

A mis hermanas, con las que he compartido muchos momentos de alegrías y tristezas, pero que hemos logrado salir adelante apoyándonos unos a otros tal y como nos lo han enseñado mis padres.

A mi sobrino Wili, que ha sido el mejor regalo que me ha podido dar mi hermana mayor, te quiero mucho sobrino.

A mi tío Diego, que ha estado de manera incondicional junto a mí y a mi familia apoyándonos en los buenos y en los malos momentos.

A mi abuelita que, aunque ya no se encuentra con nosotros, nos está protegiendo y cuidando desde el cielo.

A toda mi familia restante por parte de mi papá y mamá, siempre ha sido de gran apoyo para mí.

Wilson Xavier Tito Crespo

AGRADECIMIENTOS

En primer lugar, quiero agradecer a Dios por haberme llenado de salud, amor y sabiduría durante toda esta etapa de mi vida y de esta manera poder culminarla con éxito.

A mi papa y mi mama por darme la vida, porque con sus esfuerzos y sacrificios he logrado superar esta dura etapa de mi vida y por brindarme su cariño y apoyo incondicional cuando más lo necesite.

A mi hija Camila y mi novia Grace por siempre haber confiado en mí, ser fuente de inspiración para lograr grandes cosas y estar siempre pendiente de mí.

A la Universidad de las Fuerzas Armadas ESPE por haberme aceptado y formado durante todos estos años de carrera universitaria en sus aulas y lograr ser así un excelente profesional

Agradezco a cada uno de los docentes que supieron brindarme sus conocimientos para fortalecer los míos, en especial a los Ingenieros Diego Arcos y Paul Ayala quienes supieron ser una guía con cada una de sus sugerencias y conocimientos para desarrollar con éxito este trabajo.

Agradezco a todos mis buenos amigos que hicieron que la vida universitaria fuera más divertida en cada circunstancia difícil que se nos presentaba, cada uno de esos momentos los llevare siempre en mi corazón.

A mi amigo Xavier por haber formado un buen grupo de trabajo y culminar con éxito el desarrollo de este proyecto.

Lenin Andrés Oñate Montoya

AGRADECIMIENTOS

Quiero agradecer primeramente a Dios por haberme dado la salud a mí y a toda mi familia.

A mis padres, por todos los sacrificios que han hecho por darme la educación y que no me falte nunca nada, por todo lo que me han enseñado y por haberme aguantado todos estos años, no tengo más palabras para agradecerles todo el apoyo y cariño incondicional, les quiero demasiado, muchas gracias por todo.

A mis hermanas y a mi tío Diego, por apoyarme en toda mi carrera y siempre estar a mi lado con sus consejos y reproches, muchas gracias.

A mi sobrino Wili, por tus ocurrencias, bromas y berrinches, llegaste a darnos alegrías y dolores de cabeza a nuestra familia, gracias por todo.

A mi querida Universidad ESPE, por haberme formado no solo académicamente sino también como persona, muchas gracias.

A todos los profesores que me han brindado sus conocimientos y ayudado a formarme académicamente como un profesional, en especial al Dr. Diego Arcos y Dr. Paúl Ayala por habernos guiado en esta investigación.

A todos mis amigos y amigas que me han apoyado, por cada uno de los momentos vividos y que nunca se van a olvidar, esta etapa ha sido una de las mejores de mi vida.

A mi amigo Lenin que junto con el hemos logrado hacer un buen equipo de trabajo para lograr desarrollar con éxito esta investigación.

Wilson Xavier Tito Crespo

ÍNDICE GENERAL

| | |
|--|-----------|
| 1. INTRODUCCIÓN | 1 |
| 1.1 Antecedentes | 1 |
| 1.2 Justificación e Importancia | 3 |
| 1.3 Alcance | 6 |
| 1.4 Objetivos | 8 |
| 1.4.1. Objetivo General..... | 8 |
| 1.4.2. Objetivos Específicos..... | 8 |
| 2. FUNDAMENTO TEÓRICO..... | 9 |
| 2.1. Recurso Solar | 9 |
| 2.1.1. Radiación solar..... | 9 |
| 2.1.2. Irradiancia solar | 10 |
| 2.2. Generación Fotovoltaica | 11 |
| 2.2.1. Materiales semiconductores..... | 12 |
| 2.2.2. Célula fotovoltaica | 14 |
| 2.2.3. Panel solar..... | 15 |
| 2.3. Convertidores conmutados de potencia DC/DC..... | 18 |
| 2.3.1. Clasificación de los convertidores conmutados de potencia DC/DC | 18 |

| | |
|--|-----------|
| 2.4. Sistemas de almacenamiento | 20 |
| 2.4.1. Ciclos de carga y descarga de una batería | 21 |
| 2.4.2. Vida útil | 21 |
| 2.4.3. Capacidad disponible y capacidad de almacenamiento de energía | 22 |
| 2.4.4. Tipos de baterías | 22 |
| 2.5. Control predictivo por modelo (MPC) | 26 |
| 2.5.1. Introducción | 26 |
| 2.5.2. Modelo del proceso y modelo de predicción | 27 |
| 2.5.3. Análisis de la respuesta libre y forzada..... | 29 |
| 2.5.4. Función objetivo | 30 |
| 2.5.5. Ley de control | 32 |
| 2.5.6. Control por Matriz Dinámica (DMC)..... | 32 |
| 3. DISEÑO DEL CONVERTIDOR Y CONTROLADOR | 36 |
| 3.1. Convertidor reductor de potencia DC/DC | 36 |
| 3.1.1. Diseño del convertidor | 36 |
| 3.1.2. Simulación del convertidor | 45 |
| 3.1.3. Función de transferencia del convertidor..... | 47 |
| 3.2. Controlador PID | 50 |
| 3.2.1. Diseño del controlador PID | 50 |
| 3.2.2. Simulación del sistema con un controlador PID..... | 56 |

| | |
|--|-----------|
| 3.3. Controlador predictivo basado en modelo..... | 60 |
| 3.3.1. Diseño del controlador DMC..... | 60 |
| 3.3.2. Simulación del sistema con el controlador DMC | 62 |
| 3.4. Sistema de control en cascada | 64 |
| 3.4.1. Algoritmo del controlador en cascada DMC | 67 |
| 3.5. Elementos del cargador de baterías..... | 67 |
| 4. PRUEBAS Y RESULTADOS | 70 |
| 4.1. Pruebas y resultados simulados | 70 |
| 4.2. Pruebas y resultados experimentales..... | 73 |
| 4.3. Eficiencia del convertidor | 79 |
| 5. CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES..... | 82 |
| 5.1. Conclusiones | 82 |
| 5.2. Recomendaciones | 84 |

ÍNDICE DE TABLAS

| | |
|--|----|
| Tabla 1 <i>Especificaciones del sistema</i> | 7 |
| Tabla 2 <i>Tipos de baterías</i> | 22 |
| Tabla 3 <i>Parámetros de diseño del convertidor buck</i> | 38 |
| Tabla 4 <i>Constantes utilizadas en la función de transferencia</i> | 49 |
| Tabla 5 <i>Valores de K_p, T_i, T_d por Ziegler y Nichols</i> | 55 |
| Tabla 6 <i>Resultados controladores MPC vs PID</i> | 72 |
| Tabla 7 <i>Resultados de la investigación</i> | 81 |

ÍNDICE DE FIGURAS

| | |
|--|----|
| <i>Figura 1.</i> Diagrama de bloques del proyecto | 6 |
| <i>Figura 2.</i> Radiación solar, distribución geográfica..... | 10 |
| <i>Figura 3.</i> Horas solares pico en un día..... | 11 |
| <i>Figura 4.</i> Átomos de impurezas de Sb..... | 13 |
| <i>Figura 5.</i> Átomos de impurezas de B | 13 |
| <i>Figura 6.</i> Estructura de una célula fotovoltaica | 14 |
| <i>Figura 7.</i> Modelo de una célula fotovoltaica..... | 14 |
| <i>Figura 8.</i> Paneles solares monocristalinos y policristalinos | 15 |
| <i>Figura 9.</i> Partes que conforman un panel solar | 16 |
| <i>Figura 10.</i> Características de un panel solar | 17 |
| <i>Figura 11.</i> Símbolo de un convertidor DC/DC..... | 18 |
| <i>Figura 12.</i> Circuito de un convertidor Boost | 19 |
| <i>Figura 13.</i> Circuito de un convertidor Buck..... | 19 |
| <i>Figura 14.</i> Batería de plomo-ácido | 23 |
| <i>Figura 15.</i> Batería AGM..... | 26 |
| <i>Figura 16.</i> Funcionamiento de un controlador MPC | 27 |
| <i>Figura 17.</i> Modelo Respuesta escalón | 28 |
| <i>Figura 18.</i> Respuesta libre y forzada de un algoritmo MPC | 30 |
| <i>Figura 19.</i> Modo de conducción continua | 37 |
| <i>Figura 20.</i> Modo de conducción discontinua..... | 37 |
| <i>Figura 21.</i> Convertidor reductor | 38 |

| | |
|---|----|
| <i>Figura 22.</i> Convertidor reductor en T_{ON} | 39 |
| <i>Figura 23.</i> Convertidor reductor en T_{OFF} | 39 |
| <i>Figura 24.</i> Corriente del capacitor | 42 |
| <i>Figura 25.</i> Convertidor de potencia diseñado | 44 |
| <i>Figura 26.</i> Convertidor reductor en Simulink..... | 45 |
| <i>Figura 27.</i> Voltaje de salida del convertidor..... | 46 |
| <i>Figura 28.</i> Corriente del inductor en el convertidor | 47 |
| <i>Figura 29.</i> Lugar geométrico de las raíces de la planta | 50 |
| <i>Figura 30.</i> Diagrama del sistema a controlar en lazo cerrado | 51 |
| <i>Figura 31.</i> Diagrama del sistema discreto a controlar en lazo cerrado..... | 53 |
| <i>Figura 32.</i> Sistema de control PID en tiempo discreto | 56 |
| <i>Figura 33.</i> Salida de la corriente del sistema con el controlador PID | 56 |
| <i>Figura 34.</i> Salida de corriente del sistema con el controlador PID modificado | 58 |
| <i>Figura 35.</i> Seguimiento de trayectorias del sistema con el controlador PID..... | 59 |
| <i>Figura 36.</i> Desempeño del controlador PID ante una perturbación | 59 |
| <i>Figura 37.</i> Diagrama de bloques del control DMC | 60 |
| <i>Figura 38.</i> Respuesta de la planta digitalizada ante un escalón unitario | 61 |
| <i>Figura 39.</i> Salida de corriente del sistema con el controlador DMC..... | 62 |
| <i>Figura 40.</i> Seguimiento de trayectorias con un controlador DMC..... | 63 |
| <i>Figura 41.</i> Desempeño del controlador DMC ante una perturbación..... | 64 |
| <i>Figura 42.</i> Diagrama de bloques del sistema de control DMC en cascada | 65 |
| <i>Figura 43.</i> Esquemático del sistema de control en cascada..... | 66 |
| <i>Figura 44.</i> Sistema de control en cascada DMC..... | 66 |

| | |
|--|----|
| <i>Figura 45.</i> Alimentación del cargador de baterías | 68 |
| <i>Figura 46.</i> Convertidor reductor, sistema de control y batería | 68 |
| <i>Figura 47.</i> Microcontrolador STM32F407 | 69 |
| <i>Figura 48.</i> Interfaz gráfica diseñada para analizar los resultados | 69 |
| <i>Figura 49.</i> Control DMC de corriente | 71 |
| <i>Figura 50.</i> Control PID de corriente | 71 |
| <i>Figura 51.</i> Rizado en la corriente del inductor | 72 |
| <i>Figura 52.</i> Ciclo de trabajo estable | 74 |
| <i>Figura 53.</i> Ciclo de trabajo variante | 74 |
| <i>Figura 54.</i> Perturbaciones en el sistema de control | 75 |
| <i>Figura 55.</i> Rizado de tensión a la salida | 75 |
| <i>Figura 56.</i> Descarga de la batería | 76 |
| <i>Figura 57.</i> Carga de la batería..... | 76 |
| <i>Figura 58.</i> Voltaje del panel solar..... | 77 |
| <i>Figura 59.</i> Funcionamiento del sistema de control..... | 78 |
| <i>Figura 60.</i> Estado de carga de la batería..... | 79 |
| <i>Figura 61.</i> Voltaje y corriente medidos | 79 |

RESUMEN

El proyecto presenta el diseño e implementación de un cargador de baterías alimentado mediante energía fotovoltaica. En primer lugar, se realiza el diseño e implementación de un convertidor reductor de potencia DC/DC (buck) que permite adaptar la tensión de salida del panel solar a la necesaria para realizar el proceso de carga de la batería. El sistema de control del convertidor es basado en control predictivo por modelo (MPC) y en específico se utiliza el algoritmo DMC (Control por matriz dinámica). Las variables del convertidor a controlar son la tensión y la corriente del panel solar para realizar el proceso de carga de una batería de plomo-ácido de fibra de vidrio absorbente (AGM). Se implementa un sistema de control en cascada con el objetivo de presentar un mejor rechazo a las perturbaciones. El sistema de control de carga de la batería se implementa en un microcontrolador STM32F407 que ejecuta el algoritmo de control DMC. Con el fin de comparar el rendimiento del controlador predictivo DMC se realizó el diseño de un controlador PID. Finalmente se desarrolló una interfaz gráfica que permite realizar el monitoreo, análisis y evaluación de las diferentes variables del cargador de baterías y presentar su estado de carga.

PALABRAS CLAVE:

- **ENERGÍA FOTOVOLTAICA**
- **CARGADOR DE BATERÍAS**
- **CONVERTIDOR REDUCTOR DE POTENCIA DC/DC**
- **CONTROL PREDICTIVO POR MODELO (MPC)**
- **CONTROL POR MATRIZ DINAMICA (DMC)**

ABSTRACT

The present project consists of the design and implementation of a battery charger, powered by photovoltaic energy. Firstly, the design and implementation of a DC/DC buck converter that allows adapting the output voltage of the solar panel to the necessary to perform the battery charging process. The control system of the converter is based on model predictive control (MPC) and specifically the algorithm DMC (Dynamic Matrix Control) is used. The variables of the converter to be controlled are the voltage and the current to carry out the charging process of an absorbent glass fiber battery (AGM). A cascade control system is implemented in order to present a better rejection of disturbances. The battery charge control system is implemented in an STM32F407 microcontroller that is responsible for executing the DMC control algorithm. In order to compare the performance of the DMC predictive controller, a PID controller was designed. Finally, a graphic interface was developed that allows monitoring, analysis and evaluation of the different variables of the battery charger and visualize the state of charge of the battery.

KEYWORDS:

- **PHOTOVOLTAIC ENERGY**
- **BATTERY CHARGER**
- **DC/DC BUCK CONVERTER**
- **MODEL PREDICTIVE CONTROL (MPC)**
- **DYNAMIC MATRIX CONTROL (DMC)**

CAPÍTULO 1

Este capítulo presenta una introducción detallada acerca de los antecedentes más importantes de la generación fotovoltaica, de los convertidores de potencia DC/DC y del control predictivo basado en modelo (MPC). Se presenta la justificación e importancia del presente proyecto, se da a conocer su alcance y se define los objetivos principales que permitirán el desarrollo de un cargador de baterías basado en control predictivo por modelo (MPC) para un sistema de generación fotovoltaica.

1. INTRODUCCIÓN

1.1 Antecedentes

En la actualidad el uso de la energía fotovoltaica como una fuente alterna para generar energía eléctrica se ha incrementado debido a normas ambientales, escasez de combustibles fósiles y disminución de contaminación (Torres, Magaldi, Catuogno, & Garcia, 2017). A nivel mundial la energía fotovoltaica se expone como una de las fuentes con mayor proyección de energía renovable, debido a que presenta un bajo costo de mantenimiento y un gran aporte industrial/tecnológico, lo que ha despertado el interés de la ingeniería electrónica (Kolsi, Samet, & Amar, 2014).

Dentro de la rama de la ingeniería electrónica se encuentra la electrónica de potencia, que combina los ámbitos de la energía, teoría de control y circuitos eléctricos con el fin de aplicar la electrónica de estado sólido para el control y la conversión de la energía eléctrica, gracias a los convertidores de potencia DC/DC, que pueden ser eficientes y económicos (Rashid, 1993; Wen,

Burgos, Boroyevich, Mattavelli, & Shen, 2017) . Estos dispositivos permiten transformar una tensión de corriente continua (DC) a otra tensión regulada de corriente continua, ya sea de mayor o menor valor y se los conoce también como reguladores conmutados (Dash & Nayak, 2015).

Por otro lado, el control automático desempeña una labor de vital importancia que va desde la vida diaria, con simples controles para hacer funcionar una refrigeradora o un tostador automático, hasta sistemas complejos como vehículos espaciales y sistemas de pilotaje de aviones, entre otros. Tienen un papel fundamental en la operación industrial, ya que son utilizados para controlar variables físicas como: presión, temperatura, nivel, etc., así como también en manejo y armado de piezas mecánicas en la industria de fabricación (Perez, Hidalgo, & Berenguer, 2008). De esta manera se mejora y se reduce costos de producción, al disminuir la carga en tareas industriales manuales y repetitivas (Ogata, 2010).

Dentro del control automático, a finales de los años 70's aparece el Control Predictivo por Modelo (MPC, Model Predictive Control), que en términos generales usa el modelo del proceso para predecir su comportamiento futuro y de esta manera tomar correctivos en la acción de control actual para alcanzar, de mejor manera, el objetivo deseado (Sergio, 2014). Desde entonces, se ha desarrollado de forma eficaz y ha sido utilizado con éxito en diversas aplicaciones industriales, en la actualidad estas aplicaciones van desde robots manipuladores (Cortes, Linares, Patino, & Melo, 2011), refinación e industrias petroquímicas, hasta el campo de la medicina, e.g., para la anestesia clínica (Reboso, 2014).

El buen rendimiento que el MPC presenta en varias aplicaciones permite obtener sistemas de control altamente eficientes, que pueden trabajar en periodos extensos de tiempo sin la necesidad

de la intervención humana. Estos procesos pueden presentar una dinámica simple o compleja, con tiempos de retardo largos, procesos inestables o procesos multivariados (Camacho & Bordons, 2007).

1.2 Justificación e Importancia

La demanda energética a nivel mundial presenta un mayor aumento debido al crecimiento demográfico y al proceso de urbanización, razón por la cual los recursos energéticos más comunes como: petróleo, gas natural y carbón son cada vez más escasos (Berrío & Zuluaga, 2014). La generación de energía eléctrica mediante el uso de celdas solares ha sido de gran interés durante las últimas décadas para afrontar la crisis energética mundial, por esta razón se ha propuesto la implementación de sistemas híbridos (energía solar y red eléctrica) (Díaz, Pabon, & Pardo, 2011). Debido a que no siempre se presentan las condiciones climáticas necesarias para producir energía eléctrica, ésta debe ser acumulada en sistemas de almacenamiento (e.g., baterías, súper capacitores, celdas de combustible) (Dinçer & Rosen, 2010).

En este sentido, el Ecuador, debido a su ubicación geográfica, dispone de días solares más estables en comparación a otros países del mundo, por lo que cuenta con una radiación solar de buena intensidad y duración, la cual podría ser aprovechada para la producción de energía eléctrica mediante energía solar (Barzola, 2014).

Debido al aumento del consumo energético a nivel mundial (International Energy Agency, 2017b), muchos gobiernos han desarrollado diversas estrategias para reducir la dependencia de los combustibles fósiles, por lo que han implementado regulaciones y políticas para incentivar la

conciencia social respecto a las consecuencias negativas relacionadas con la producción de gases de efecto invernadero (GHG, Greenhouse gases) (Arcos-Aviles et al., 2017; Díaz & Hernández, 2011; International Energy Agency, 2017a).

Por esta razón, alrededor de 150 jefes de estado se reunieron en septiembre del año 2015 en la Cumbre del Desarrollo Sostenible para aprobar la Agenda 2030 (Naciones Unidas CEPAL, 2016), que contiene 17 objetivos de aplicación universal, con la finalidad de lograr un mundo sostenible en el año 2030. Esta agenda menciona en su objetivo 7: “Garantizar el acceso a una energía asequible, segura, sostenible y moderna para todos.” en su meta 7.2: “De aquí a 2030, aumentar considerablemente la proporción de energía renovable en el conjunto de fuentes energéticas.”, en su meta 7.3: “De aquí a 2030, duplicar la tasa mundial de mejora de la eficiencia energética.”

En el Ecuador sucede algo similar con el “Plan Nacional del Desarrollo 2017-2021. Toda una vida” (Senplades, 2017), en el eje 2: “Economía al Servicio de la Sociedad” En su objetivo 5 que trata sobre “Impulsar la productividad y competitividad para el crecimiento económico sostenible de manera redistributiva y solidaria”, menciona como una de sus metas “Incrementar del 68.8% al 90% la generación eléctrica a través de fuentes de energías renovables a 2021.”

Por lo antes mencionado, este trabajo de investigación busca aportar al crecimiento deseado de generación eléctrica en el Ecuador, a través de fuentes de energía renovable (i.e., PV) y así contribuir con los objetivos enmarcados en el “Plan Nacional del Desarrollo 2017-2021. Toda una vida” y la Agenda 2030. De esta manera se busca brindar una alternativa de energía limpia (energía que no contamina el medio ambiente) para la sociedad, y evitar la contaminación al medio ambiente.

Para lograr el objetivo de este proyecto se realizó una investigación del estado del arte sobre controladores predictivos aplicados a convertidores de potencia DC/DC en donde se encontró: un sistema de control MPC para regular la tensión de salida de un convertidor reductor (buck) que opera en modo de conducción continua en el cual el sistema se controla con una respuesta rápida y sin sobreimpulso de tensión en el período inicial (Gaouzi, Fadil, Rachid, Belhaj, & Giri, 2017; Leng & Liu, 2017). Se propone un modelo de control predictivo para limitar la corriente de la bobina de un convertidor reductor y de esta manera asegurar su trabajo en una amplia gama de puntos de funcionamiento (Mariethoz, Herceg, & Kvasnica, 2008; Wang, Xian, Ukil, & Beng Gooi, 2017). Se realiza una comparación de un control MPC y un control clásico aplicados a regular la tensión de un convertidor reductor, en donde se observa que un control predictivo presenta un mejor rendimiento que un control clásico (Cimini, Ippoliti, Orlando, & Pirro, 2013; Vlad, Rodriguez-Ayerbe, Godoy, & Lefranc, 2012). Por último se presenta el desarrollo de una arquitectura para carga rápida de baterías mediante una estrategia de control predictivo MPC, alimentados con un panel solar, en el cual se obtiene un cargador de baterías en condiciones climáticas dinámicas y cambios de carga (Parvez, Mekhilef, Tan, & Akagi, 2014; Xiao, Shadmand, & Balog, 2017; Zhang, Kang, Lin, & Lv, 2016).

En base a los estudios realizados se plantea desarrollar un doble lazo de control MPC para regular el voltaje y la corriente de un convertidor de potencia reductor alimentado con un panel solar y de esta manera realizar el proceso de carga de una batería. Es importante mencionar que se propone utilizar una técnica de control basada en MPC, debido a las ventajas inherentes que ofrece como: robustez y respuesta dinámica rápida, lo que produce que su funcionamiento sea óptimo (Arteaga Orozco & Leyva Grasa, 2006).

1.3 Alcance

Mediante el presente proyecto de investigación, se plantea desarrollar un sistema de control basado en MPC para un cargador de baterías que es alimentado mediante un panel solar, en la Figura 1 se ilustra un diagrama de bloques del desarrollo de este proyecto.

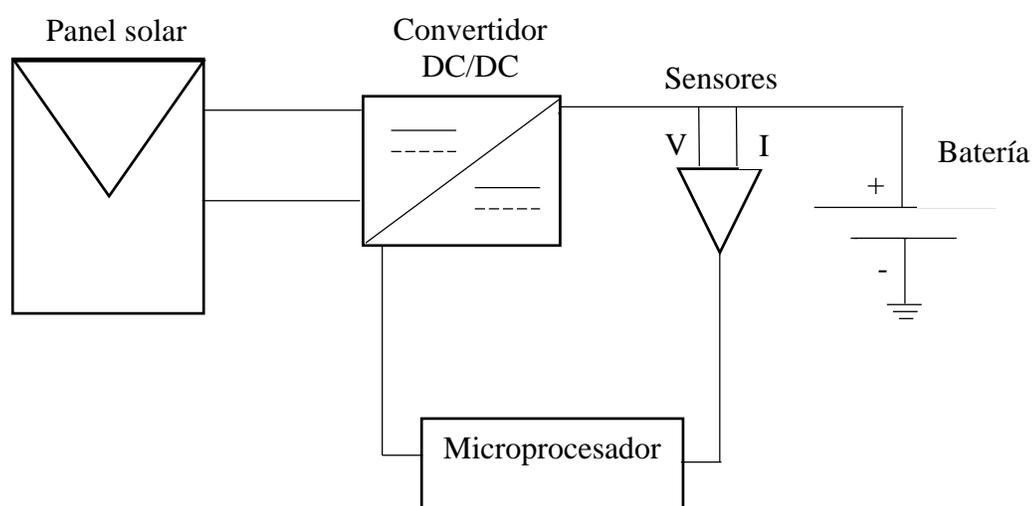


Figura 1. Diagrama de bloques del proyecto

Como se puede apreciar en la Figura 1 para realizar el presente proyecto de investigación se debe contar con un panel solar como generador de energía eléctrica, la salida de tensión de dicho panel es la entrada a un convertidor de potencia DC/DC reductor, el cual se diseña e implementa para convertir la tensión de salida del panel solar a la necesaria para cargar la batería.

Esto se logra gracias al diseño e implementación de un sistema de control MPC en un microcontrolador STM32F407 con el fin de regular las variables de tensión y corriente de carga de la batería, para lo cual se debe modelar al convertidor reductor, y a partir de dicho modelo matemático se procederá con el diseño e implementación del controlador. Para verificar el

funcionamiento del sistema de control, se realizará una simulación por medio del software MatLab, en la que se comparará los resultados obtenidos mediante un sistema de control PID con aquellos que presenta el sistema de control MPC.

Adicionalmente se debe contar con un sistema de almacenamiento de energía, para el presente proyecto este sistema consiste en una batería de plomo-ácido tipo AGM que puede soportar varios ciclos de carga/descarga sin afectar su vida útil y de voltaje nominal igual a 12 (V).

Para finalizar el proyecto se plantea realizar pruebas de funcionamiento que busquen la correcta sintonización del controlador, para que así el cargador de baterías sea eficiente y responda adecuadamente ante perturbaciones internas referentes a la inexactitud del modelo matemático del convertidor y externas como variaciones en la tensión que entrega el panel solar. En la Tabla 1 se detallan las especificaciones de diseño que deberá cumplir el convertidor de potencia:

Tabla 1

Especificaciones del sistema

| | |
|---|-----------------------------------|
| Rizado en la tensión de salida | $\frac{\Delta V_o}{V_o} \leq 5\%$ |
| Eficiencia del convertidor de potencia | $\eta \geq 85\%$ |
| Frecuencia del convertidor | $20kHz \leq f_s \leq 100kHz$ |

1.4 Objetivos

1.4.1. Objetivo General

- Desarrollar un sistema de control basado en MPC para un cargador de baterías de un sistema de generación fotovoltaica.

1.4.2. Objetivos Específicos

- Implementar un convertidor de potencia DC/DC a través del cual se cargue una batería con la energía fotovoltaica obtenida mediante un panel solar.
- Obtener el modelo matemático del convertidor de potencia DC/DC.
- Diseñar un controlador basado en MPC que regule las variables de tensión y corriente de carga de la batería.
- Sintonizar los parámetros del controlador predictivo por modelo (MPC).

CAPÍTULO 2

En este capítulo se presentan los fundamentos teóricos que son parte del desarrollo del proyecto, los cuales son: el recurso solar con sus principales elementos; la generación fotovoltaica; los principales convertidores conmutados de potencia DC/DC y sus distintas topologías; sistemas de almacenamiento de energía, dentro de los cuales se analiza a las baterías y sus principales características; por último se presenta al control predictivo por modelo (MPC) en donde se aborda los elementos que forman parte de dicho control y sus distintos algoritmos.

2. FUNDAMENTO TEÓRICO

2.1. Recurso Solar

2.1.1. Radiación solar

La radiación solar es la energía emitida por el Sol que se propaga por el espacio a través de ondas electromagnéticas, está compuesta por varias longitudes de onda que van desde el infrarrojo hasta la luz ultravioleta, en la Figura 2 se aprecia la distribución geográfica de la radiación solar en el planeta Tierra medida en (kWh/m²), en donde se observa que existe una mayor radiación solar en la cercanías a la línea ecuatorial. La energía emitida por el sol se calcula por medio de la expresión de Planck (2.1) referente a la radiación emitida por un cuerpo negro ideal (Segura & Palacios, 2014):

$$E = h \cdot \nu \quad (2.1)$$

Donde E es la energía de los fotones expresada en (J), h la constante de Planck que es igual a 6.625×10^{-34} (J·s) y ν es la frecuencia de oscilación de los fotones expresada en (Hz).

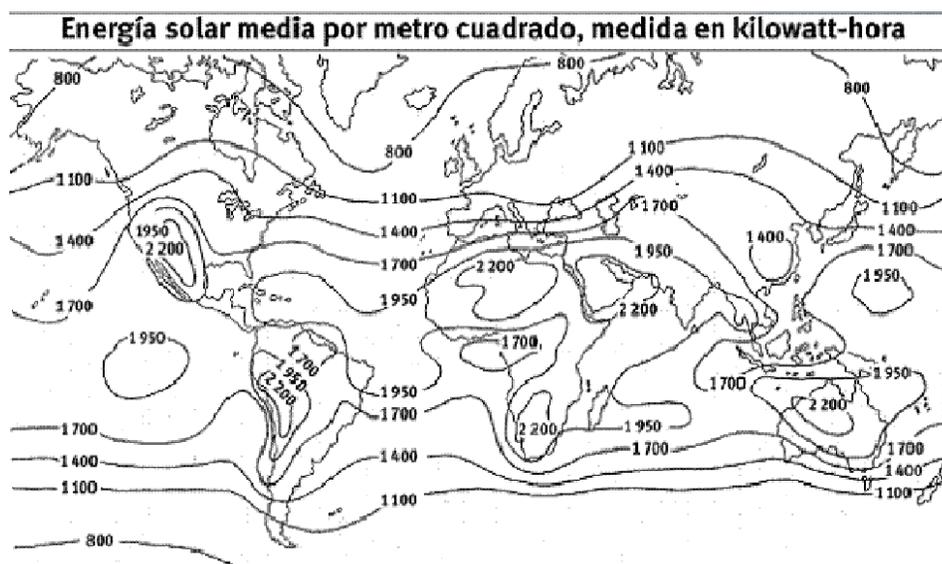


Figura 2. Radiación solar, distribución geográfica
Fuente: (Viñas Lluís, 2011)

2.1.2. Irradiancia solar

La irradiancia solar es la unidad que describe la radiación solar, esta expresada en (W/m^2) o (kW/m^2) y varía conforme el lugar en el cual se realiza la medición (Macancela, 2012). La radiación solar que llega a la parte exterior de la atmósfera se mide por la constante solar que tiene un valor medio de 1366.1 (W/m^2), fue adoptada por la “American Society for Testing and Materials” en el año 2000 (Segura & Palacios, 2014) y es utilizada para la determinación del clima. La radiación solar pierde potencia al atravesar la atmósfera y llega a la superficie terrestre con un valor aproximado de 1000 (W/m^2).

Un término importante para los sistemas fotovoltaicos es la Hora Solar Pico (HSP) que es una medida de la energía solar que llega a una superficie durante un periodo de tiempo, ésta se mide en

(Wh/m²) o (kWh/m²). Las horas solares pico equivalen a la cantidad de horas del día en el que la irradiancia solar que llega a una superficie es de 1000 (W/m²) (Style, 2012), en la Figura 3, se observa las horas solares pico en un día, las cuales corresponderían a un periodo de 4 HSP comprendidas entre las 10 a.m. hasta las 14 p.m. y el punto máximo de radiación solar es a las 12 p.m.

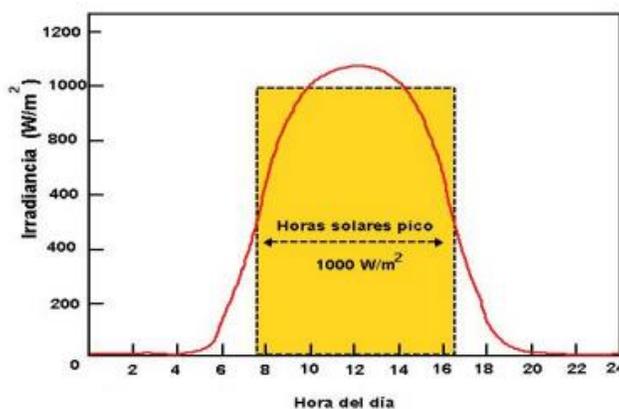


Figura 3. Horas solares pico en un día
Fuente: (Restrepo, 2013)

2.2. Generación Fotovoltaica

La generación fotovoltaica consiste en la transformación de la radiación solar dispuesta en la naturaleza en energía eléctrica gracias al efecto fotovoltaico (Capellaro, Hausmann, Dias, Peres, & Oliveira, 2013). La luz solar está conformada por distintos fotones que presentan diferentes niveles de energía, que al incidir sobre una célula fotovoltaica o célula solar pueden ser absorbidos o reflejados. De donde los fotones que son absorbidos son los que permiten generar energía eléctrica (Fernandez, 2010). Para la realización de este proceso es necesario contar con los materiales semiconductores, células fotovoltaicas y los paneles solares, mismos que se detallan a continuación.

2.2.1. Materiales semiconductores

En base a la conducción de la electricidad los materiales se clasifican en buenos conductores con una resistividad de 10^{-6} ($\Omega \cdot \text{cm}$) o mayor, malos conductores con una resistividad de 10^6 ($\Omega \cdot \text{cm}$) o menor, y un material intermedio denominado semiconductor con una resistividad comprendida entre 10^4 y 10^{-3} ($\Omega \cdot \text{cm}$), que bajo ciertas condiciones permiten la circulación de la corriente eléctrica en un solo sentido (Jutglar, 2004). Dentro de este tipo de elementos se encuentran el Silicio (Si) y el Germanio (Ge), que son los semiconductores más usados en la industria electrónica. Existen dos tipos de semiconductores, los intrínsecos y los extrínsecos, los semiconductores extrínsecos son aquellos que pasan por un proceso de dopaje (inserción de impurezas) con pequeñas cantidades de ciertos elementos. Dentro de los semiconductores extrínsecos existen dos tipos de semiconductores:

- *Tipo-N*: Semiconductores extrínsecos que se forman mediante la adición de un átomo de impurezas de cinco electrones de valencia (pentavalentes) como lo son el Fósforo (P), el Arsenio (As) y Antimonio (Sb), por cada un millón de átomos del Si. En la Figura 4 se presenta el efecto de añadir un átomo de impureza del Sb en el material *Tipo-N*, se observa la presencia de un quinto electrón de valencia del Sb que no forma ningún enlace covalente con los electrones del Si, razón por la cual el material queda cargado negativamente y de esto viene su definición de *Tipo-N*.

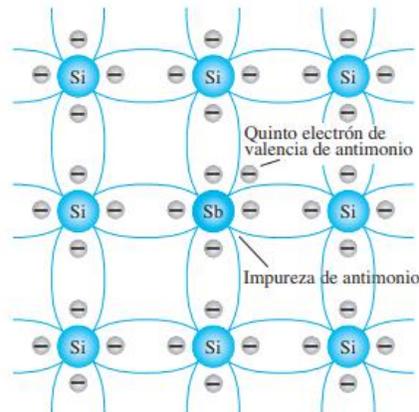


Figura 4. Átomos de impurezas de Sb
Fuente: (Boylestad & Nashelsky, 1997)

- *Tipo-P*: Semiconductores extrínsecos que se forman mediante la adición de un átomo de impurezas de tres electrones de valencia como lo son el Boro (B), Galio (Ga) e Indio (In) por cada un millón de átomos del Si. En la Figura 5 se presenta el efecto de añadir un átomo de impureza del B en el material *Tipo-P*, en donde se observa que existe un número de electrones insuficientes para completar el enlace covalente, lo que genera un espacio vacío que se conoce como hueco y se representa por un pequeño círculo o signo positivo, razón por la cual el material queda cargado positivamente y de esto viene su definición de *Tipo-P* (Boylestad & Nashelsky, 1997).

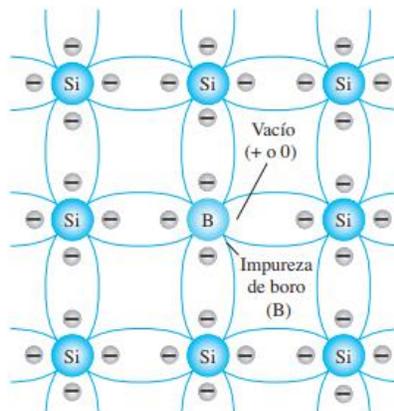


Figura 5. Átomos de impurezas de B
Fuente: (Boylestad & Nashelsky, 1997)

2.2.2. Célula fotovoltaica

La célula fotovoltaica está formada por tres capas, en la primera capa existe un exceso de carga negativa causada por la presencia del semiconductor *tipo-N*, en la segunda capa existe un exceso de carga positiva causada por la presencia del semiconductor *tipo-P*, y la tercera capa sale de la unión de las dos capas mencionadas anteriormente y se denomina unión *P-N*. En la Figura 6 se observa que, a la célula fotovoltaica se le han soldado dos mallas metálicas, una a la cara N y otra a la cara P (Serrasoles, Valve, & Llorach, 1993).

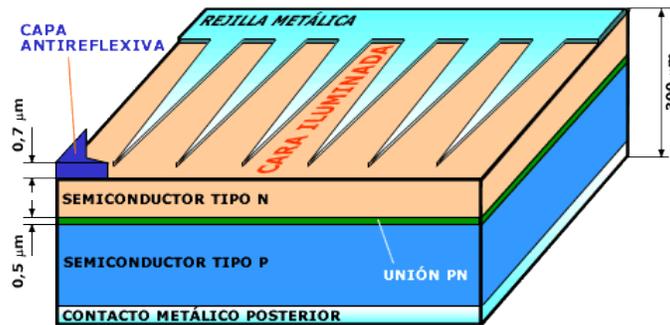


Figura 6. Estructura de una célula fotovoltaica
Fuente: ("La célula solar," 2009)

Un modelo eléctrico de una célula fotovoltaica consiste de una fuente de corriente, un diodo, una resistencia de derivación interna conectados en paralelo y una resistencia interna en serie tal y como se muestra en la Figura 7, en (2.2) se presenta la ecuación de la corriente generada por una célula fotovoltaica.

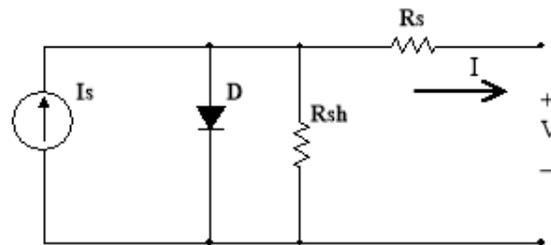


Figura 7. Modelo de una célula fotovoltaica

$$I = I_s - I_{sat} \cdot \left\{ \exp \left[\frac{q_e \cdot (V - R_s \cdot I)}{k \cdot T} \right] - 1 \right\} \quad (2.2)$$

Donde I y V son la corriente y tensión de salida de una célula fotovoltaica, I_s es la corriente generada debido a las condiciones de radiación, I_{sat} es la corriente inversa máxima de saturación, R_s es la resistencia interna de la célula fotovoltaica, q_e es la carga del electrón que equivale a 1.60×10^{-19} (C), k es la constante de Boltzman y equivale a 1.38×10^{-23} (J/K) y T es la temperatura absoluta de la célula fotovoltaica.

2.2.3. Panel solar

Un panel solar consiste en un conjunto de células fotovoltaicas interconectadas en serie y/o paralelo que en presencia del sol generan una corriente eléctrica, en la actualidad los paneles solares disponibles en el mercado se dividen en dos tecnologías: silicio cristalino y capa delgada, los primeros son los de mayor venta en el mundo debido a su alto rendimiento y fácil adaptación a los sistemas autónomos. Dentro de los paneles solares de silicio cristalino se tiene dos tipos: monocristalinos y policristalinos (Ver Figura 8) (Moro, 2010).

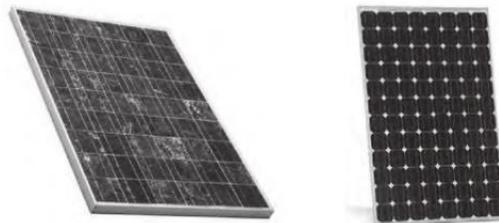


Figura 8. Paneles solares monocristalinos y policristalinos
Fuente: (Style, 2012)

En la Figura 9 muestra las partes que conforman un panel solar, por un lado es importante destacar que para brindar solidez al arreglo de las células fotovoltaicas, éstas se insertan en un material transparente que las aísla eléctricamente.

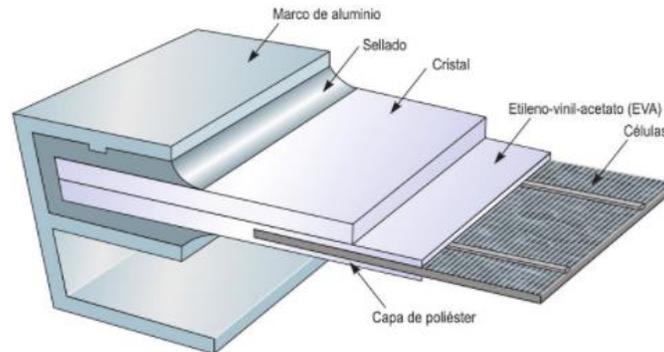


Figura 9. Partes que conforman un panel solar
Fuente: (Moro, 2010)

Los principales parámetros eléctricos que caracterizan un panel solar están determinados por el arreglo de células fotovoltaicas que conforman el panel (ISF, 1999). Dentro de los principales parámetros dados por los fabricantes de paneles solares se tiene:

- Corriente de cortocircuito (I_{sc}): Es la máxima cantidad de corriente que brinda un panel solar, corresponde a la cantidad de corriente que entrega el panel entre los bornes cuando no hay resistencia.
- Tensión de circuito abierto (V_{oc}): Es la máxima cantidad de voltaje que brinda un panel solar. Corresponde a la cantidad de voltaje que entrega el panel cuando no tiene carga conectada a sus bornes.
- Máxima potencia (P_{max}): Es la máxima potencia que entrega un panel solar, se mide en (W) y cuando se trabaja con esta potencia se obtendrá el mayor rendimiento posible del panel, en (2.3) se presenta la fórmula para calcular la máxima potencia P_{max} , en donde I_{mp} es la corriente a máxima potencia y V_{mp} es el voltaje a máxima potencia.

$$P_{max} = I_{mp} \cdot V_{mp} \quad (2.3)$$

Estos parámetros son suministrados bajo las llamadas condiciones de prueba estándar (STC) las cuales son irradiancia solar (G_{STC}) de $1000 \text{ (W/m}^2\text{)}$, temperatura de la celda (T_{STC}) de 25°C medidas al nivel del mar. Además, la caracterización de los paneles solares se complementa con medir la temperatura nominal de operación de la celda (NOCT), que es la temperatura alcanzada por las celdas cuando el panel solar se somete a una irradiancia solar de $800 \text{ (W/m}^2\text{)}$ y una temperatura ambiente de 20°C . Es importante mencionar que la eficiencia real de un panel solar solo es aproximadamente el 70% de la eficiencia en STC que brindan los fabricantes (Lorenzo, 2005). En la Figura 10 se muestra una placa de características del panel solar de la marca LifeFuze que se va a utilizar, en donde se aprecian los parámetros antes mencionados.

| LifeFuze Solar Module | |
|--------------------------------|---------------------------------------|
| Maximum Power:(Pmax): | 20W |
| Voltage at Pmax:(Vmp): | 17.4V |
| Current at Pmax:(Imp): | 1.15A |
| Open Circuit Voltage (Voc): | 21.6V |
| Short Circuit Current(Isc): | 1.27A |
| Maximum Series Fuse: | 2A |
| Weight: | 2.5Kg |
| Size: | 615mm*285mm*25mm |
| Cells: | 36pcs 125*125 monocrystalline silicon |
| NOCT: | 48 ± 2 °C |
| Operating Temperature: | -40 °C to +85 °C |
| Standard Test Condition: | AM1.5 1KW/m ² 25 °C |
| Max. System Operating Voltage: | 1000V _{oc} |
| | |

Figura 10. Características de un panel solar

En (2.4) se presenta la corriente generada por un panel solar, al considerar que las células fotovoltaicas deben ser interconectadas en serie y paralelo para generar un nivel más alto de energía (Granda, Jimenez, Osorio, & Diaz, 2013).

$$I = N_p \cdot I_s - N_p \cdot I_{sat} \cdot \left\{ \exp \left[\frac{q_e \cdot (V / N_s - R_s \cdot I / N_p)}{k \cdot T} \right] - 1 \right\} \quad (2.4)$$

Donde N_s es el número de células fotovoltaicas en serie y N_p es el número de células fotovoltaicas en paralelo.

2.3. Convertidores conmutados de potencia DC/DC

Los convertidores de potencia DC/DC son circuitos electrónicos cuya función principal es transformar un voltaje de corriente continua (DC) a otro voltaje regulado de corriente continua, el símbolo de un convertidor de potencia DC/DC se muestra en la Figura 11 en donde V_{in} y V_o representan el voltaje de entrada y salida, respectivamente.

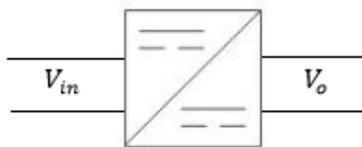


Figura 11. Símbolo de un convertidor DC/DC

2.3.1. Clasificación de los convertidores conmutados de potencia DC/DC

La relación de conversión entre V_o sobre V_{in} determina el tipo de convertidor, así entre las configuraciones básicas de los convertidores se tienen las siguientes:

1. Convertidor reductor (Buck)
2. Convertidor elevador (Boost)

3. Convertidor reductor-elevador(Buck-Boost)
4. Convertidor Cuk

Estos convertidores de potencia DC/DC presentan dos modos de funcionamiento: modo de conducción continua (MCC) y modo de conducción discontinua (MCD). En la Figura 12 se aprecia el circuito electrónico de un convertidor elevador, en este convertidor se tiene que V_o es mayor que V_{in} , mientras que en la Figura 13 se aprecia el circuito electrónico de un convertidor reductor, en este convertidor se tiene que V_o es menor a V_{in} . Estos dos convertidores son los más comunes, por lo que su funcionamiento en MCC se detalla a continuación.

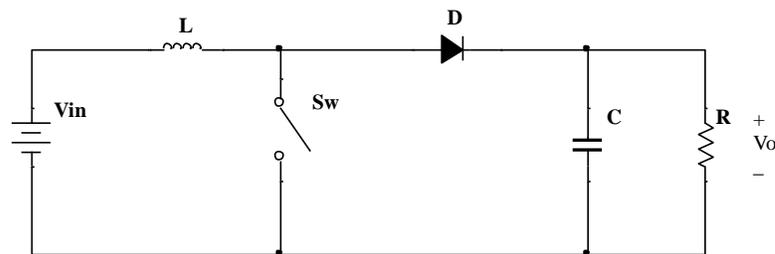


Figura 12. Circuito de un convertidor Boost

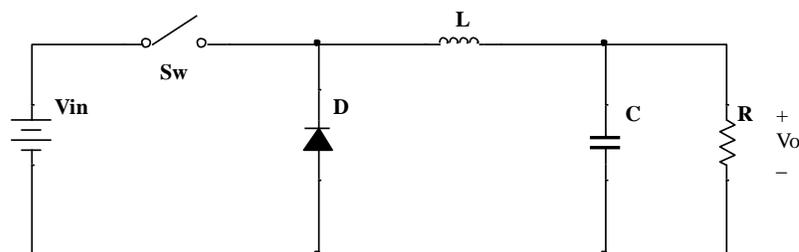


Figura 13. Circuito de un convertidor Buck

Para realizar el análisis de estos dos convertidores cuando operan en MCC, se debe considerar dos estados de funcionamiento dados por el interruptor Sw , T_{ON} cuando el interruptor está cerrado y T_{OFF} cuando el interruptor está abierto, que conmutan a una frecuencia $f=1/T_s$, donde T_s es el

periodo de trabajo. Si el interruptor S_w se encuentra en T_{ON} el diodo D queda polarizado inversamente debido a que el terminal negativo de la fuente de alimentación queda conectado con el ánodo del diodo, la corriente que circula en el inductor L se eleva y la energía es almacenada en el inductor L , el valor del capacitor C debe ser lo suficientemente alto como para mantener un voltaje regulado y así alimentar a la carga R , mientras que cuando el interruptor S_w se encuentra en T_{OFF} el diodo D queda polarizado directamente lo que provoca que la energía almacenada en el inductor se transfiera a la carga R a través del diodo..

2.4. Sistemas de almacenamiento

Los sistemas de almacenamiento de energía (ESS, Energy Storage Systems) permiten guardar energía para consumos futuros, son de gran importancia puesto que existe un desfase entre la generación y el consumo de energía renovable. Este desfase se debe a la aleatoriedad de la producción de energía (Martín, 2016), ya que no siempre existe las condiciones climáticas necesarias para su producción. Dentro de los ESS se encuentran las baterías, las cuales hacen un balance energético entre el consumo y la generación, entregando energía eléctrica en momentos de mayor consumo. En la fabricación de baterías se utilizan distintos elementos químicos como: Plomo-Ácido, Níquel-Cadmio (Ni-Cd), Níquel-Hierro (Ni-Fe), Níquel-Zinc(Ni-Zn), Ion- Litio(i- Li) entre otros (Astrid, 2010). A continuación, se presentan varias características importantes de las baterías.

2.4.1. Ciclos de carga y descarga de una batería

El estado de carga de una batería (SOC, State of Charge), da una relación, en porcentaje, de la cantidad de energía almacenada en la batería respecto a su capacidad nominal de almacenamiento. Por el contrario, la profundidad de descarga (DOD, Depth of Discharge) es un parámetro expresado en porcentaje que indica hasta donde se puede descargar una batería sin que se vea afectada su vida útil. Un ciclo de carga de una batería consiste en el proceso en que el SOC pasa del máximo al mínimo, la cantidad de ciclos de carga depende de las características de la batería dadas por el fabricante.

2.4.2. Vida útil

La vida útil de una batería (SOH, State of Health) es el envejecimiento que se presenta cuando la capacidad de almacenar energía se reduce al 80% de su capacidad nominal. La vida útil de la batería se ve afectada por varios factores entre los que se destacan: profundidad de descarga y ciclos de carga/descarga, sobrecarga, sobre descarga, temperatura y condiciones de instalación (humedad, altas y bajas temperaturas) (Burgos, 2013). Por otro lado la velocidad de carga es uno de los parámetros importantes para preservar la vida útil de la batería, especialmente en las baterías de plomo-ácido en donde es recomendable cargarlas a corrientes bajas (3-5% de la capacidad de carga) que no deben sobrepasar el 10% de la capacidad nominal de carga de la batería (Style, 2012).

2.4.3. Capacidad disponible y capacidad de almacenamiento de energía

La capacidad disponible es la cantidad de energía que se puede extraer de la batería antes que ésta quede descargada completamente, generalmente se la expresa en Amperio-hora (Ah), mientras que la capacidad de almacenamiento de energía es la cantidad de energía que puede ser guardada en una batería, se mide en (kWh) o (Wh).

2.4.4. Tipos de baterías

Para aplicaciones fotovoltaicas, comercialmente se tienen dos grupos de baterías: las de Plomo-Ácido y las de Níquel-Cadmio(Ni-Cd), las primeras son las más utilizadas por su menor costo. En la Tabla 2 se presenta la comparación de los diferentes tipos de baterías, de acuerdo a su precio, ciclos de carga/descarga y mantenimiento:

Tabla 2

Tipos de baterías

| Tipo | Precio | Ciclos de carga/descarga | Mantenimiento |
|---------------------------------|--------|--------------------------|---------------|
| Plomo-ácido | | | |
| Plomo-Antimonio | Bajo | Bueno | Alto |
| Plomo-Calcio abiertas | Bajo | Pobre | Medio |
| Plomo-Calcio cerradas | Bajo | Pobre | Bajo |
| Híbridas (Antimonio/calcio) | Medio | Bueno | Medio |
| Electrolito inmovilizado | | | |
| Gel | Medio | Muy bueno | Bajo |
| AGM | Medio | Muy bueno | Bajo |
| Níquel-Cadmio | | | |
| Placas “sintered” | Alto | Bueno | Ninguno |
| Placas “pocked” | Alto | Bueno | Medio |

Fuente: (Abella, 2012)

A continuación, se detallan las principales características de la batería de plomo-ácido y de las baterías de electrolito inmobilizado dentro de las cuales se detalla la batería AGM que será utilizará en este proyecto.

- **Baterías de Plomo-Acido**

Está compuesta por una placa de plomo (cátodo) y otra de placa de plomo cubierta de dióxido de plomo (ánodo) sumergido en un electrolito de ácido sulfúrico al 35% y solución de agua al 75% en la que se produce la reacción química que genera los electrones (Colonna & Medina, 2013). Las ventajas de las baterías de plomo-ácido (ver Figura 14) es el bajo costo y su fácil fabricación por lo que han tenido un gran auge en distintas aplicaciones. Por el contrario, presentan varios inconvenientes como su peso, su falta de operatividad en bajas temperaturas, degradación (i.e., sulfatación) y además son altamente contaminantes debido a que está compuesta de plomo (Martín, 2016).

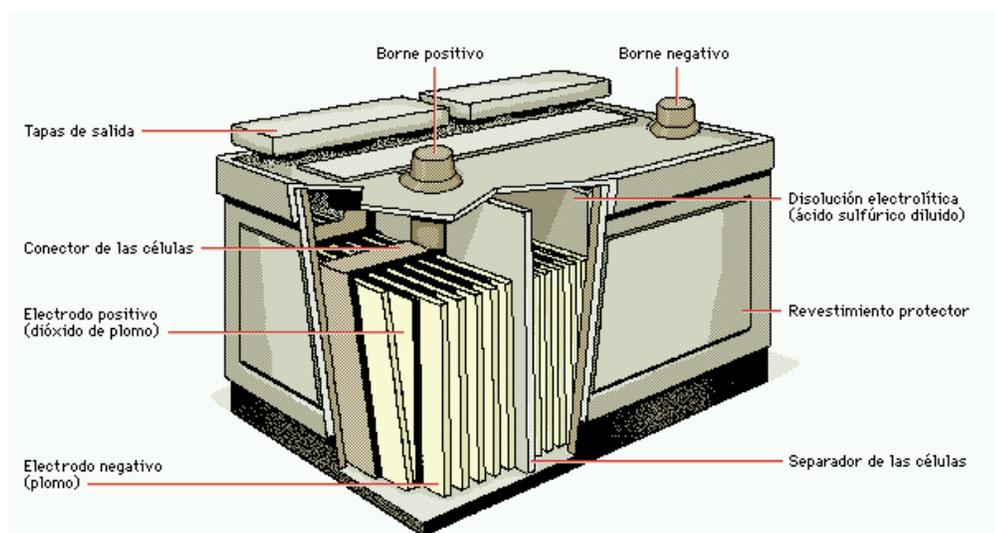


Figura 14. Batería de plomo-ácido

Fuente: (Yuba, 2014)

Para medir el SOC de una batería existen varios métodos, a continuación, se describen los más significativos:

- Medida de gravedad específica

Al descargar la batería la relación entre la densidad del agua y del electrolito se reduce linealmente, por esta razón, al medir la densidad del electrolito se puede conocer el SOC de la batería. Este método es uno de los más precisos, sin embargo, requiere del acceso al electrolito interno de la batería, lo que dificulta su medida (Guembe, San Martín, Biurrun, & Pascual, 2016).

- Estimación basada en voltaje

La estimación basada en voltaje se fundamenta en la relación directa que existe entre el voltaje actual y el SOC de la batería. Es sencillo de implementar y sirve para determinar el estado de carga total de la batería, sin embargo, la característica de no linealidad del voltaje de la batería al cargarla, hace que este método sea impreciso para la estimación de SOC cuando la batería no está totalmente cargada.

- Estimación basada en corriente

Este método consiste en integrar la corriente inyectada/absorbida por la batería con (2.5), presenta ciertos inconvenientes como: errores o falta de precisión en las lecturas de la corriente, es necesario conocer el estado inicial de la carga de la batería y el error de estimación aumenta en el tiempo. Para que este método funcione, el periodo de integración debe ser igual al periodo de muestreo.

$$SOC(t) = SOC_0 - \frac{\eta}{C_b} \cdot \int_{t_0}^t I(t) \cdot dt \quad (2.5)$$

Donde SOC_0 es el estado de carga inicial, η es el rendimiento de la batería, $I(t)$ corriente suministrada por la batería, C_b es la capacidad de la batería, t_0 es el tiempo inicial y t es el intervalo de tiempo transcurrido de medición.

- **Baterías de electrolito inmovilizado**

Es un tipo de baterías de Plomo-Ácido que presentan como característica principal que el electrolito se encuentra inmovilizado, es decir no se encuentra en estado líquido. Dentro de este tipo de baterías se encuentra:

- **Baterías AGM**

Las baterías AGM (ver Figura 15) están compuestas de un tejido de fibra de vidrio que almacena el ácido de la batería. Debido a que no contiene ácido líquido es más segura frente a posibles derrames en caso de rotura. Además posee una resistencia interna muy baja cercana a cero (Colonna & Medina, 2013). Entre sus principales características destacan las siguientes: no necesitan mantenimiento, no sufren daños si se descargan completamente, resisten el doble de ciclos de carga-descarga que las baterías tipo gel, tienen mayor rapidez de carga y son más eficientes.



Figura 15. Batería AGM
Fuente: (Colonna & Medina, 2013)

2.5. Control predictivo por modelo (MPC)

2.5.1. Introducción

El MPC aparece a finales de los años 70's cuando el ingeniero Jacques Richalet propuso un algoritmo denominado Control Heurístico Predictivo de Modelo, dentro de sus principales ventajas está la solución de problemas de no linealidad y restricciones en los procesos (Richalet, Rault, Testud, & Papon, 1978). Desde entonces, se ha desarrollado en aplicaciones como robots manipuladores (Cortes et al., 2011), refinación e industrias petroquímicas, hasta el campo de la medicina, e.g., para la anestesia clínica (Reboso, 2014). El control predictivo es un conjunto de estrategias que generan una salida de control al resolver un problema de optimización bajo ciertas restricciones de control y salida. El problema de optimización considera los estados futuros de la planta (Kuyumcu & Bayezit, 2017), el MPC usa explícitamente el modelo matemático de un proceso a controlar. En la Figura 16 se presenta el funcionamiento del MPC:

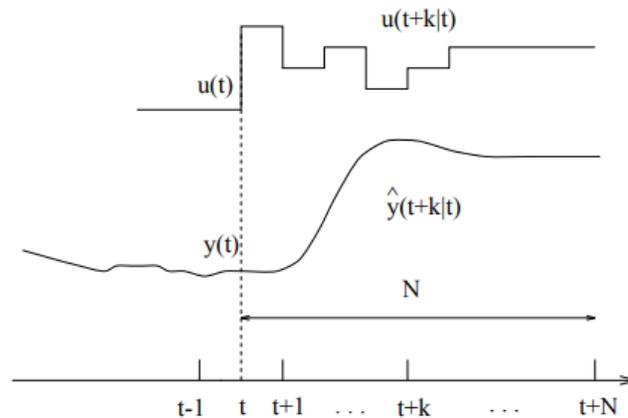


Figura 16. Funcionamiento de un controlador MPC

Fuente: (Camacho & Bordons, 1999)

Basándose en el modelo del proceso a controlar, en cada instante t se predice las salidas futuras de la planta para un horizonte de predicción N . Las salidas predichas $\hat{y}(t+k|t)$ dependen de las entradas pasadas a la planta, las salidas pasadas y las señales de control futuras $u(t+k|t)$.

El objetivo de las señales de control futuras es mantener la salida de la planta lo más cercano a la trayectoria de referencia, por medio de la minimización de la función de optimización. En muchos casos $w(t+k)$ es la señal de referencia (set-point) o una aproximación a la misma (Camacho & Bordons, 1999). Los elementos que forman parte de un algoritmo MPC son: Modelo de predicción, Función objetivo y Ley de control.

2.5.2. Modelo del proceso y modelo de predicción

Para el correcto funcionamiento de un controlador MPC se debe contar con el modelo matemático del proceso que represente su comportamiento dinámico. Dicho modelo puede ser lineal o no lineal, puede ser de tiempo continuo o discreto, y puede estar expresado en ecuaciones

de estado o en función de transferencia. Dentro de los modelos del proceso y de predicción, los más utilizados se detallan a continuación (Camacho & Bordons, 1999):

a. Respuesta al escalón

En este modelo se utiliza la respuesta de la planta ante una entrada escalón (ver Figura 17), en (2.6) se presenta la respuesta truncada de la salida de la planta.

$$y(t) = y_0 + \sum_{i=1}^{N_e} g_i \cdot \Delta u(t-i) = y_0 + G(z^{-1}) \cdot (1 - z^{-1}) \cdot u(t) \quad (2.6)$$

Donde y_0 es el valor de la salida inicial del proceso, g_i son los valores muestreados del proceso ante una entrada escalón, $\Delta u(t)$ es la variación de señal de control del proceso definida por $\Delta u(t) = u(t) - u(t-1)$, N_e es el límite de los valores del proceso ante una entrada escalón. En (2.7) se presenta la predicción de la salida de la planta.

$$\hat{y}(t+k|t) = \sum_{i=1}^{N_e} g_i \cdot \Delta u(t+k-i|t) \quad (2.7)$$

Donde $u(t+k-i|t)$ es la señal de control predicha del proceso.

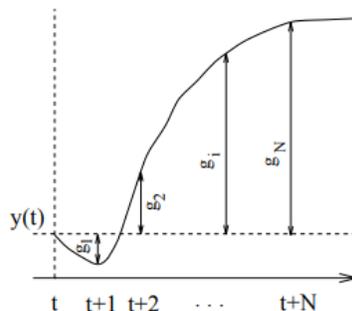


Figura 17. Modelo Respuesta escalón

Fuente: (Camacho & Bordons, 1999)

b. Función de transferencia

La función de transferencia salida/entrada de la planta está representada por (2.8).

$$\frac{y(t)}{u(t)} = \frac{B(z^{-1})}{A(z^{-1})} \quad (2.8)$$

Donde A es el denominador de la función de transferencia, B es el numerador de la función de transferencia, $u(t)$ es la señal de control del proceso, por lo que el modelo de predicción de la salida de la planta está representado por (2.9), como sigue:

$$\hat{y}(t+k|t) = \frac{B(z^{-1})}{A(z^{-1})} \cdot u(t+k|t) \quad (2.9)$$

2.5.3. Análisis de la respuesta libre y forzada

La respuesta libre y forzada de la salida del proceso es usada en los algoritmos de control basados en MPC con el fin de expresar la secuencia de acciones de control mediante una suma de dos señales como se presenta en (2.10).

$$u(t) = u_f(t) + u_c(t) \quad (2.10)$$

La señal $u_f(t)$ está representada por (2.11) y corresponde a las entradas anteriores al instante t mismas que en el futuro se mantienen con un valor constante que es igual al último valor de control.

$$\begin{aligned} u_f(t-j) &= u(t-j) \quad \text{para } j=1,2,\dots \\ u_f(t+j) &= u(t-1) \quad \text{para } j=0,1,2,\dots \end{aligned} \quad (2.11)$$

La señal $u_c(t)$ está representada por (2.12) y corresponde únicamente a las señales de control en los instantes futuros por lo que su valor es nulo para todo instante t anterior.

$$\begin{aligned} u_c(t-j) &= 0 && \text{para } j=1,2,\dots \\ u_c(t+j) &= u(t+j) - u(t-1) && \text{para } j=0,1,2,\dots \end{aligned} \quad (2.12)$$

Las predicciones de la señal de salida se dividen en dos, tal y como se presenta en la Figura 18, $y_f(t)$ corresponde a la respuesta libre cuando la variable manipulada es $u_f(t)$ y $y_c(t)$ corresponde a la respuesta forzada cuando la variable manipulada es $u_c(t)$. Por lo tanto, la respuesta libre es la evolución del proceso debido a su estado actual por efecto de las acciones de control pasadas y la respuesta forzada es la respuesta del proceso debido a acciones de control futuras.

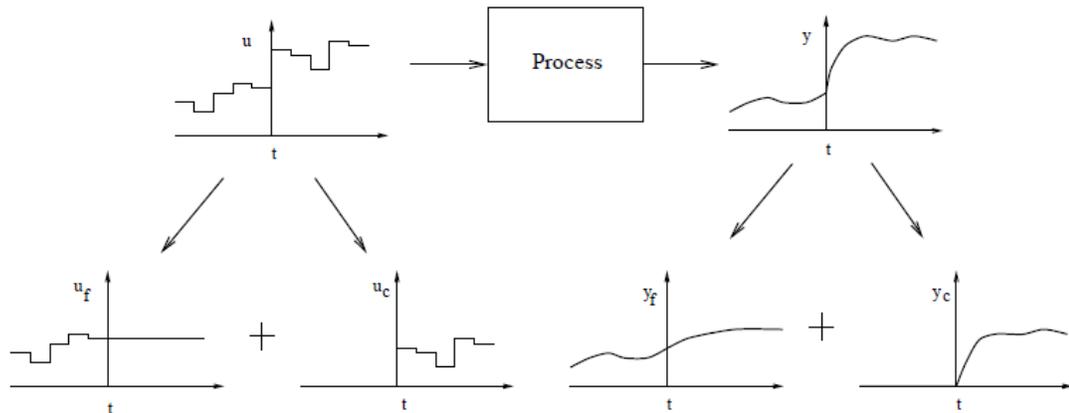


Figura 18. Respuesta libre y forzada de un algoritmo MPC
Fuente: (Camacho & Bordons, 1999)

2.5.4. Función objetivo

La función objetivo tiene el propósito de seguir referencias futuras y ponderar el esfuerzo de control. A partir de la optimización de la función objetivo se obtiene la ley de control y está representada por (2.13), como sigue:

$$J(N_1, N_2, N_u) = \sum_{j=N_1}^{N_2} \delta(j) [\hat{y}(t+j|t) - w(t+j)]^2 + \sum_{j=1}^{N_u} \lambda(j) [\Delta u(t+j-1)]^2 \quad (2.13)$$

Donde $u(t+j-1)$ es la secuencia de control pasada, $\delta(j)$ es la ponderación de la salida de la planta y $\lambda(j)$ es la ponderación de la acción de control para el comportamiento futuro, N_1 y N_2 son los horizontes mínimos y máximos de optimización y N_u es el horizonte de control.

En la industria todos los procesos presentan restricciones, debido a las limitaciones que presentan los actuadores y sensores utilizados. En el caso de los actuadores, éstos presentan restricciones en su velocidad de cambio de estado, así como también en su campo de acción. En lo que respecta a los sensores sus restricciones pueden ser constructivas, de seguridad o medio ambientales (Camacho & Bordons, 1999). Los algoritmos de control predictivo tienen en cuenta estas restricciones por lo que han tenido gran éxito en la industria, existen tres clases de restricciones las cuales son: Restricción en la amplitud de la señal de control (2.14), restricción en la velocidad de cambio de la señal de control (2.15) y restricción para límites en la salida (2.16), como sigue:

$$u_{\min} \leq u(t) \leq u_{\max} \quad (2.14)$$

$$du_{\min} \leq u(t) - u(t-1) \leq du_{\max} \quad (2.15)$$

$$y_{\min} \leq y(t) \leq y_{\max} \quad (2.16)$$

2.5.5. Ley de control

La ley de control determina la manera en la que se gobierna a un proceso a través de la señal de control. En un MPC es necesario minimizar la función objetivo para obtener los valores de la señal de control predichos $u(t+k|t)$, para esto se calcula los valores de las señales de salida predecidas del proceso $\hat{y}(t+k|t)$ que están en función de los valores de salidas pasadas, entradas pasadas y de las señales de control futuras mediante el uso del modelo elegido y se sustituye en la función de objetivo (Camacho & Bordons, 1999). A continuación, se presenta el algoritmo de Control por Matriz Dinámica (DMC, Dynamic Matrix Control).

2.5.6. Control por Matriz Dinámica (DMC)

El algoritmo de DMC fue desarrollado por Cutler and Ramaker (Cutler & Ramaker, 1980) y ha sido utilizado principalmente en la industria petroquímica. Ha tenido gran éxito ya que ha podido ser producido de manera comercial (Camacho & Bordons, 1999).

Para modelar el proceso el DMC utiliza la respuesta ante el escalón de (2.17).

$$y(t) = \sum_{i=1}^{\infty} g_i \cdot \Delta u(t-i) \quad (2.17)$$

Donde los valores predichos a lo largo del horizonte están dados por (2.18).

$$\hat{y}(t+k|t) = \sum_{i=1}^k g_i \cdot \Delta u(t+k-i) + \sum_{i=k+1}^{\infty} g_i \cdot \Delta u(t+k-i) + \hat{n}(t+k|t) \quad (2.18)$$

Donde $\Delta u(t+k-i)$ es la señal de control y $\hat{n}(t+k|t)$ son las perturbaciones que se consideran constantes y vienen dadas mediante (2.19):

$$\hat{n}(t+k|t) = \hat{n}(t|t) = y_m(t) - \hat{y}(t|t) \quad (2.19)$$

Por lo que al remplazar (2.19) en (2.18) se obtiene (2.20):

$$\begin{aligned} \hat{y}(t+k|t) &= \sum_{i=1}^k g_i \cdot \Delta u(t+k-i) + \sum_{i=k+1}^{\infty} g_i \cdot \Delta u(t+k-i) + y_m(t) - \sum_{i=1}^{\infty} g_i \cdot \Delta u(t-i) \\ \hat{y}(t+k|t) &= \sum_{i=1}^k g_i \cdot \Delta u(t+k-i) + f(t+k) \end{aligned} \quad (2.20)$$

En (2.20), $f(t+k)$ representa la respuesta libre del proceso, es decir la respuesta que no depende de las acciones de control futuras. Por otro lado, las predicciones en cada instante de tiempo se calculan mediante (2.21), como sigue:

$$\begin{aligned} \hat{y}(t+1|t) &= g_1 \cdot \Delta u(t) + f(t+1) \\ \hat{y}(t+2|t) &= g_1 \cdot \Delta u(t+1) + g_2 \cdot \Delta u(t) + f(t+2) \\ \hat{y}(t+3|t) &= g_1 \cdot \Delta u(t+2) + g_2 \cdot \Delta u(t+1) + g_3 \cdot \Delta u(t) + f(t+3) \\ &\cdot \\ &\cdot \\ &\cdot \\ \hat{y}(t+P|t) &= g_1 \cdot \Delta u(t+P-1) + g_2 \cdot \Delta u(t+P-2) + \dots + g_P \cdot \Delta u(t) + f(t+P) \end{aligned} \quad (2.21)$$

Los coeficientes de la respuesta ante una entrada escalón g_i tienden a ser constantes luego de N periodos de muestreo, por lo tanto la respuesta libre está representada por (2.22), como sigue:

$$f(t+k) = y_m(t) + \sum_{i=1}^N (g_{k+i} - g_i) \cdot \Delta u(t-i) \quad (2.22)$$

Las predicciones se calculan a lo largo del horizonte de predicción. Al considerar M acciones de control se tiene una matriz \mathbf{G} dada por (2.23), como sigue:

$$\mathbf{G} = \begin{pmatrix} g_1 & 0 & \dots & 0 \\ g_2 & g_1 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ g_m & g_{m-1} & \dots & g_1 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ g_p & g_{p-1} & \dots & g_{p-m+1} \end{pmatrix} \quad (2.23)$$

Las predicciones de la salida se pueden escribir mediante (2.24), como se muestra a continuación:

$$\hat{\mathbf{y}} = \mathbf{G} \times \mathbf{u} + \mathbf{f} \quad (2.24)$$

Donde \mathbf{G} es la matriz de respuesta al escalón, \mathbf{u} es el vector de incrementos de control y \mathbf{f} es el vector de respuestas libres. El objetivo del DMC es llevar al proceso lo más cercano a la referencia dada, la función objetivo se presenta en la expresión (2.25).

$$J = \sum_{j=1}^{P_h} [\hat{y}(t+j|t) - w(t+j)]^2 + \sum_{j=1}^M \lambda [\Delta u(t+j-1)]^2 \quad (2.25)$$

Donde P_h es el horizonte de predicción y M es el horizonte de control. Si no existen restricciones al minimizar la función objetivo dada en (2.25), es decir $dJ/dt = 0$, se obtiene (2.26)

$$\mathbf{u} = (\mathbf{G}^T \times \mathbf{G} + \lambda \mathbf{I})^{-1} \times \mathbf{G}^T (w - \mathbf{f}) \quad (2.26)$$

Se envía al proceso solo el primer elemento del vector \mathbf{u} , lo que quiere decir que $\mathbf{G}^T\mathbf{G} + \lambda \mathbf{I}$ se va a calcular una sola vez. Asimismo, no es aconsejable implementar toda la secuencia completa sobre los siguientes M intervalos debido a que no es posible anticiparse a las perturbaciones ya que ésta puede cambiar durante los próximos M intervalos.

CAPÍTULO 3

En el presente capítulo se describe el proceso de diseño de un convertidor reductor de potencia, con el fin de adaptar la tensión de salida de un generador fotovoltaico (panel solar) a la tensión requerida para el proceso de carga de la batería. Además, se presenta el desarrollo de un sistema de control predictivo DMC encargado de controlar la corriente y el voltaje del convertidor, se plantea un doble lazo de control con el objetivo de que el sistema de control presente un mejor rechazo a las perturbaciones. Para validar los resultados obtenidos con el controlador DMC, en este capítulo se añade el diseño y simulación de un controlador PID, para posteriormente comparar el desempeño de cada uno de los controladores. Estos resultados se evidencian en el siguiente capítulo. Finalmente, se describe la construcción del cargador de baterías.

3. DISEÑO DEL CONVERTIDOR Y CONTROLADOR

3.1. Convertidor reductor de potencia DC/DC

Debido a que la tensión que entrega el panel solar es superior a la tensión necesaria para cargar la batería, se diseña un convertidor reductor de potencia. Por lo que a continuación se presenta el diseño, simulación y el modelamiento matemático del convertidor reductor necesario para realizar el proceso de carga de una batería.

3.1.1. Diseño del convertidor

Un convertidor reductor puede trabajar en dos modos: modo de conducción continua (MCC) y modo de conducción discontinua (MCD). Cuando el convertidor opera en modo de conducción

continua la corriente fluye a través del inductor continuamente y nunca llega a cero como se muestra en la Figura 19, en cambio en un modo de conducción discontinua la corriente del inductor llega a cero como se observa en la Figura 20.

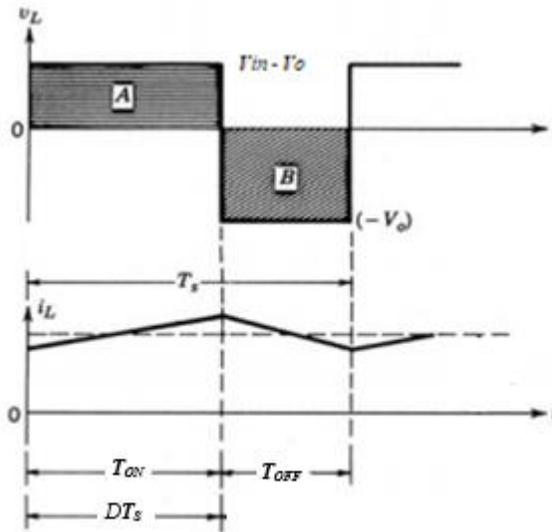


Figura 19. Modo de conducción continua

Fuente: (Mohan, Undeland, & Robbins, 2009)

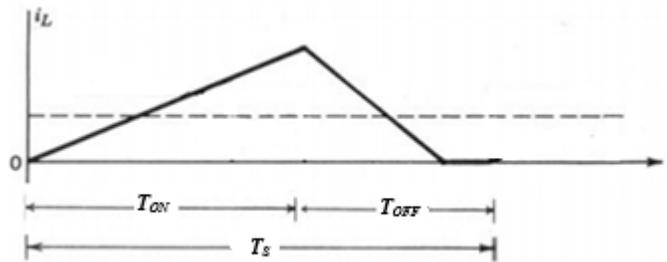


Figura 20. Modo de conducción discontinua

Fuente: (Mohan et al., 2009)

Dentro del presente proyecto el convertidor se va a diseñar para que trabaje en MCC. Los parámetros que deben ser tomados en cuenta para su diseño están dados en la Tabla 3. En donde el voltaje de entrada V_{in} corresponde al voltaje que entrega el panel solar, el voltaje de salida V_o

corresponde al voltaje necesario para realizar la carga de la batería, la resistencia R es la resistencia de carga de la batería y la frecuencia F_s es la frecuencia con la va a trabajar el convertidor reductor.

Tabla 3

Parámetros de diseño del convertidor

| Parámetros | Valor |
|---------------------------------|-----------------|
| Voltaje de entrada (V_{in}) | 21.6 (V) |
| Voltaje de salida (V_o) | 14.6 (V) |
| Resistencia (R) | 65 (Ω) |
| Frecuencia (F_s) | 20 kHz |

La topología de un convertidor reductor se presenta en el circuito electrónico de la Figura 21, de donde V_{in} es el voltaje de entrada, Sw es el interruptor, D es el diodo, L es el inductor, C es el capacitor y R es la resistencia de carga.

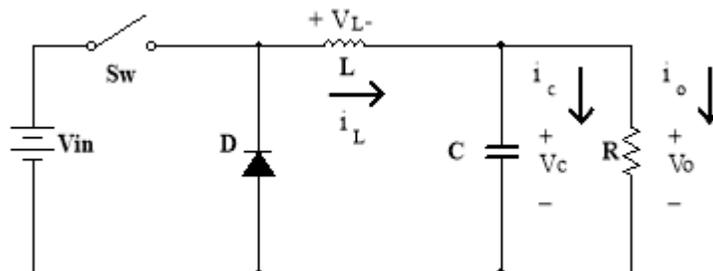


Figura 21. Convertidor reductor

En MCC cuando el interruptor Sw se cierra el convertidor se encuentra en T_{ON} y el circuito se presenta en la Figura 22. Cuando el interruptor Sw se abre el convertidor se encuentra en T_{OFF} y el circuito se presenta en la Figura 23.

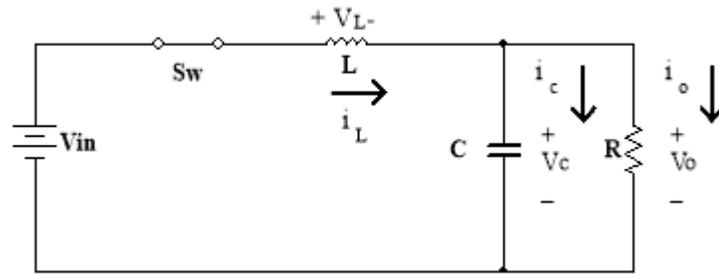


Figura 22. Convertidor reductor en T_{ON}

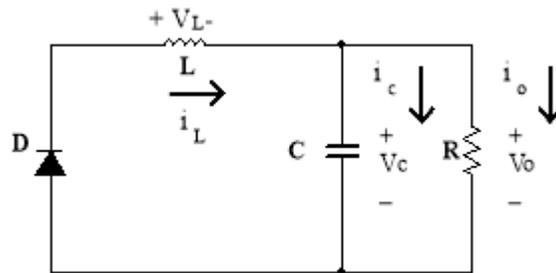


Figura 23. Convertidor reductor en T_{OFF}

Al analizar el convertidor para T_{ON} y T_{OFF} mediante las leyes de Kirchhoff se obtiene (3.1) referente al voltaje del inductor.

$$v_L = \begin{cases} V_{in} - V_o, & 0 \leq t \leq T_{ON} \\ -V_o, & T_{ON} < t \leq T_s \end{cases} \quad (3.1)$$

En (3.2) se presenta el cálculo del rizado relativo de la tensión de salida, para lo cual se adoptó un criterio del 5% debido a que es un valor impuesto en las especificaciones del sistema.

$$\Delta V_o \leq (5/100) \cdot V_o \quad (3.2)$$

$$\Delta V_o \leq 0.73 (V)$$

El ciclo de trabajo en un convertidor reductor se calcula a partir de (3.3):

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{T_{ON}}{T_s} = D \quad (3.3)$$

Por lo que al reemplazar los parámetros de diseño mostrados en la Tabla 3 en (3.3) se obtiene el valor del ciclo de trabajo necesario para cumplir las especificaciones de diseño en estado estacionario, mismo que es $D = 0.68$.

Al aplicar la ley de corriente de Kirchhoff en el circuito de la Figura 22 en el nodo de la resistencia de carga, se obtiene (3.4) y debido a que el valor medio de la corriente que circula por el capacitor será nula en cada ciclo del convertidor ($\langle i_C \rangle = 0$), se obtiene (3.5).

$$i_L = i_C + i_o \quad (3.4)$$

$$\langle i_L \rangle = \langle i_o \rangle = I_o = \frac{V_o}{R} \quad (3.5)$$

Otro de los elementos importantes consiste en el dimensionamiento del inductor. Por lo que se parte de la relación de voltajes en el circuito de la Figura 22, del cual se obtiene (3.6). El voltaje a través del inductor es $V_L = di_L/dt$ y al despejar di_L/dt se obtiene (3.8). La variación de la corriente del inductor en el tiempo está dada por (3.9). Al despejar Δi_L se obtiene (3.10), siendo $\Delta t = D \cdot T_s$.

$$V_{in} = V_L + V_o \quad (3.6)$$

$$V_{in} = L \cdot \frac{di_L}{dt} + V_o \quad (3.7)$$

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{V_{in} - V_o}{L} \quad (3.8)$$

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{\Delta i_L}{\Delta t} = \frac{V_{in} - V_o}{L} \quad (3.9)$$

$$\Delta i_L = \left(\frac{V_{in} - V_o}{L} \right) \cdot D \cdot T_s \quad (3.10)$$

Para el correcto funcionamiento del convertidor se debe garantizar que trabaje en MCC por lo que se debe cumplir (3.11), de esta manera la corriente media que circula por el inductor en el tiempo de conmutación del transistor nunca bajará a cero.

$$\langle i_L \rangle \geq \frac{\Delta i_L}{2} \quad (3.11)$$

Al reemplazar (3.5) y (3.10) en (3.11) se obtiene (3.12).

$$\frac{V_o}{R} \geq \left(\frac{V_{in} - V_o}{2 \cdot L} \right) \cdot D \cdot T_s \quad (3.12)$$

De (3.12) se procede a despejar el valor de L que se muestra en (3.13). Como se sabe que el período de muestreo $T_s = 1/f_s$ y $V_{in}/V_o = 1/D$ se obtiene (3.15). Al reemplazar los parámetros de diseño presentados en la Tabla 3 se encuentra el valor del inductor que permite que el convertidor opere en MCC.

$$L \geq \left(\frac{V_{in} - V_o}{V_o} \right) \cdot \frac{R \cdot D \cdot T_s}{2} \quad (3.13)$$

$$L \geq \left(\frac{1}{D} - 1 \right) \cdot R \cdot D \cdot \frac{1}{2 \cdot f_s} \quad (3.14)$$

$$L \geq \frac{(1 - D) \cdot R}{2 \cdot f_s} \quad (3.15)$$

$$L \geq 520(\mu H)$$

El inductor con el que se va a realizar el convertidor tiene un valor de $L = 20$ (mH), con este valor se obtuvo un menor rizado en la corriente de salida al realizar la simulación del convertidor con distintos valores de L que cumplieran la desigualdad.

Para finalizar el diseño del convertidor se procede con el dimensionamiento del capacitor. Por lo que se parte del gráfico de la corriente del capacitor en un convertidor reductor (ver Figura 24), en donde se aprecia que el capacitor se carga mientras la corriente sea positiva, además se aplica la definición de capacidad de carga mostrada en (3.16) y se obtiene ΔV_o en (3.17) (Erickson & Maksimovic, 2004).

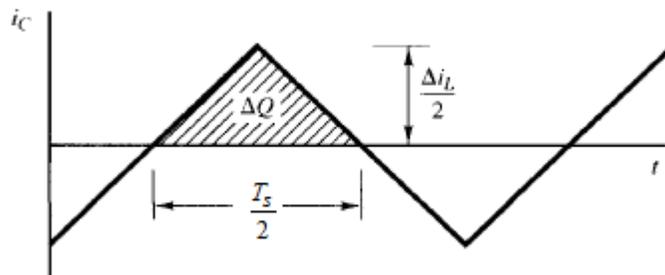


Figura 24. Corriente del capacitor
Fuente: (Mohan et al., 2009)

$$Q = C \cdot V_o \quad (3.16)$$

$$\Delta Q = C \cdot \Delta V_o$$

$$\Delta V_o = \frac{\Delta Q}{C} \quad (3.17)$$

En la Figura 24 la variación de la carga es igual al área del triángulo que se forma en la parte superior del eje del tiempo, por lo que $\Delta Q = (b \cdot h)/2$ donde $b = T_s/2$ y $h = \Delta i_L/2$ como se presenta en (3.18), como sigue.

$$\Delta Q = \frac{T_s \cdot \Delta i_L}{8} \quad (3.18)$$

Al reemplazar (3.18) en (3.17) se obtiene (3.19)

$$\Delta V_o = \frac{T_s \cdot \Delta i_L}{8 \cdot C} \quad (3.19)$$

Al combinar (3.10) con (3.19) y al considera que $V_{in} \cdot D = V_o$ se obtiene el rizado relativo de la tensión de salida, mismo que se presenta en (3.20) .

$$\Delta V_o = \frac{T_s}{8 \cdot C} \cdot \left(\frac{V_{in} - V_o}{L} \right) \cdot D \cdot T_s$$

$$\Delta V_o = \frac{1}{8 \cdot C \cdot f_s^2} \cdot \left(\frac{V_{in} \cdot D - V_o \cdot D}{L} \right)$$

$$\Delta V_o = \frac{1}{8 \cdot C \cdot f_s^2} \cdot \left(\frac{V_o - V_o \cdot D}{L} \right)$$

$$\Delta V_o = \frac{1}{8 \cdot C \cdot f_s^2} \cdot V_o \cdot \left(\frac{1 - D}{L} \right)$$

$$\frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{1}{8 \cdot C} \cdot \frac{(1 - D)}{f_s^2 \cdot L} \quad (3.20)$$

Como $\Delta V_o/V_o \leq 5\%$ (valor impuesto en el diseño), (3.20) se transforma en una desigualdad, de la misma se despeja C y se presenta en (3.21).

$$C \geq \frac{1 - D}{8 \cdot L \cdot \frac{\Delta V_o}{V_o} \cdot f_s^2} \quad (3.21)$$

$$C \geq 0.1 \mu F$$

Se debe tomar un valor nominal y superior al calculado, se optó por tener $C = 10 \text{ } (\mu\text{F})$, debido a que es un capacitor comercial y con este valor se obtuvo un menor rizado en el voltaje de salida al realizar la simulación del convertidor con distintos valores de C que cumplieran la desigualdad.

En base a los elementos encontrados, el circuito del convertidor reductor de potencia es el que se muestra en la Figura 25.

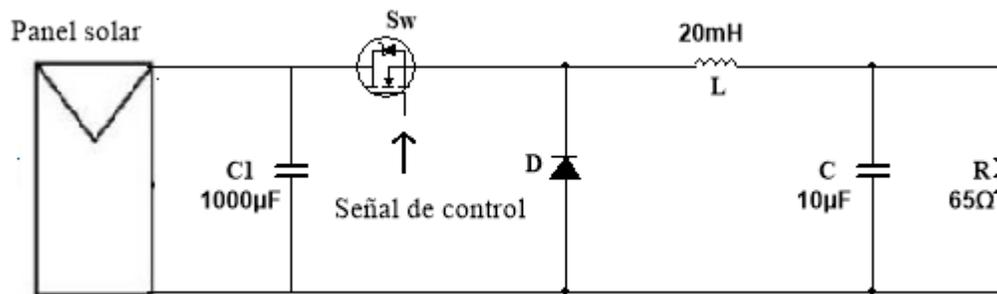


Figura 25. Convertidor de potencia diseñado

En la Figura 25, se colocó $C1$ entre los terminales del panel solar, con la finalidad de eliminar el ruido causado por las variaciones de voltaje que entrega el panel solar. Para realizar la implementación del convertidor se procede a la selección de los semiconductores de potencia, es decir la selección del diodo D y del MOSFET Sw que realiza la función del interruptor en el convertidor. La corriente que circula por el MOSFET es igual a la corriente que circula por el inductor L . Por lo tanto, la máxima corriente que podrá circular por el MOSFET será la que suministre el panel solar misma que equivale a 2 (A) según su placa de características técnicas.

El diodo D soporta la corriente de salida del convertidor durante el tiempo de no conducción del MOSFET, la cual no podrá sobrepasar los 2 (A) que es la corriente que suministra el panel solar.

El voltaje de bloqueo máximo que deben soportar el MOSFET y el diodo es $-V_o$. En base al análisis realizado se seleccionó el MOSFET IRF740 y sus especificaciones técnicas se presentan en el Anexo A. El diodo seleccionado es el diodo BYW29-200 de recuperación rápida, sus especificaciones técnicas se presentan en el Anexo B.

3.1.2. Simulación del convertidor

La verificación del funcionamiento del convertidor diseñado se realizó mediante Matlab-Simulink, en la Figura 26 se observa el diagrama del convertidor en lazo abierto con un ciclo de trabajo $D = 0.68$.

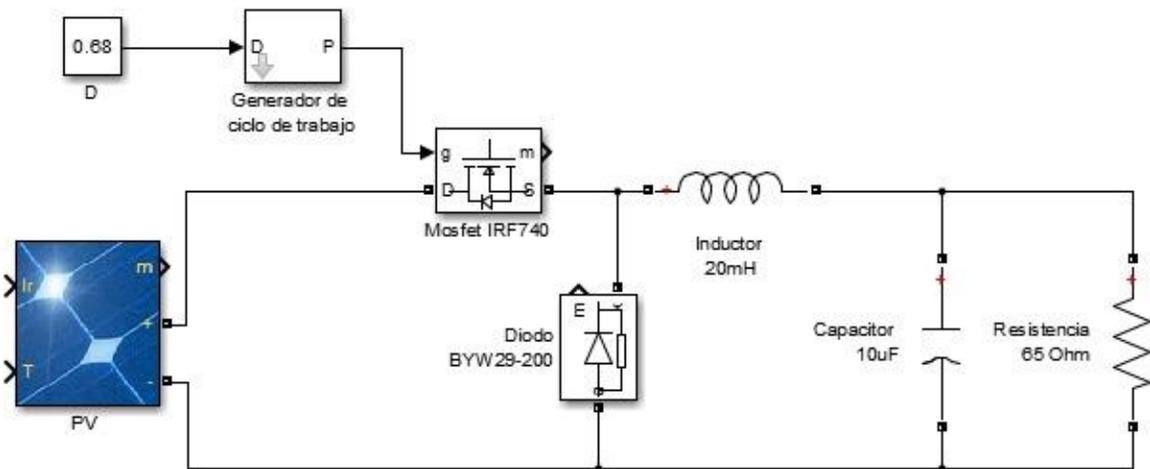


Figura 26. Convertidor reductor en Simulink

El voltaje y corriente obtenidos en la salida del convertidor en lazo abierto se presentan en la Figura 27 y Figura 28, respectivamente. En estado estacionario los valores obtenidos para la salida de voltaje es 14.44 (V) y 0.22 (A) para la salida de corriente. Además, que el convertidor en su estado transitorio presenta un sobreimpulso $Mp = 32\%$ y un tiempo de establecimiento $t_s = 7$ (ms)

para su salida de voltaje (ver Figura 27). Mientras tanto la salida de corriente del convertidor mostrada en la Figura 28, presenta en su estado transitorio un sobreimpulso de $M_p = 72\%$ y un tiempo de establecimiento de $t_s = 9$ (ms). Se debe tener en cuenta que estos valores serán reducidos al realizar el control sobre el convertidor.

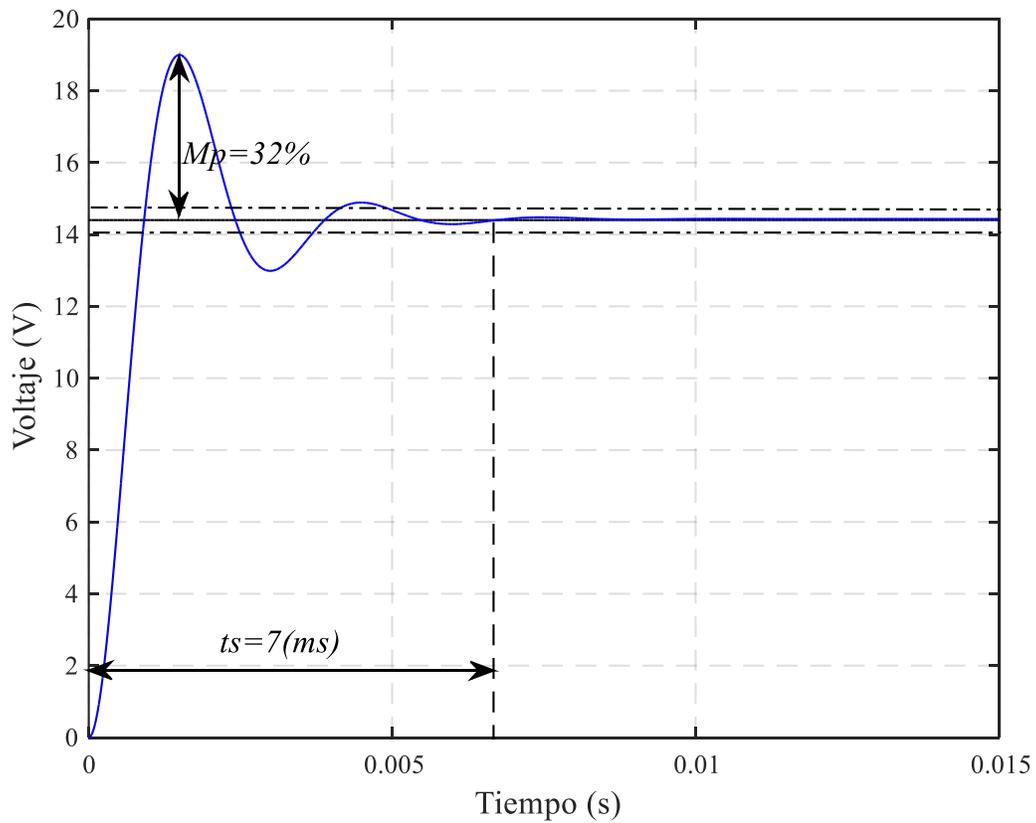


Figura 27. Voltaje de salida del convertidor

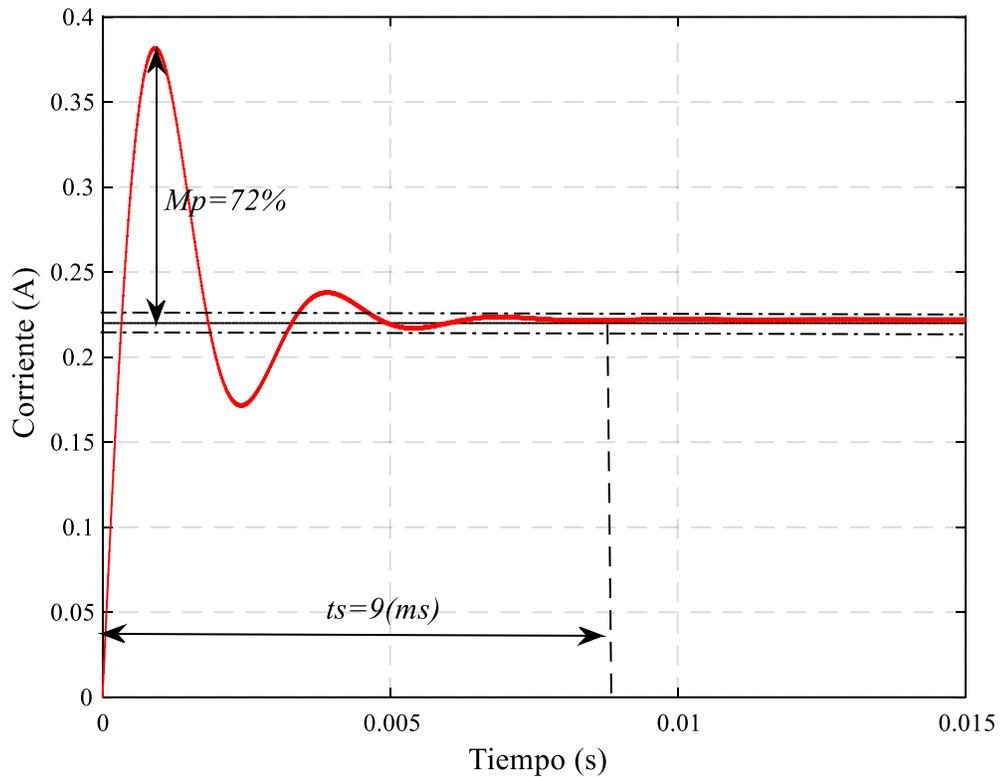


Figura 28. Corriente del inductor en el convertidor

3.1.3. Función de transferencia del convertidor

En régimen estacionario el convertidor no presenta variaciones en su salida, por lo tanto se asume que el sistema es lineal, lo que permite encontrar la función de transferencia con las ecuaciones presentadas en (Wester & Middlebrook, 1972), que para un convertidor reductor está dada por (3.22), como sigue.

$$G_s(s) = A_s \cdot G_{fo} \cdot \frac{1 + \frac{s}{\omega_z}}{1 + \frac{s}{Q \cdot \omega_o} + \left(\frac{s}{\omega_o}\right)^2} \quad (3.22)$$

Los valores de los parámetros de (3.22) se obtienen de la siguiente manera.

$$A_s = D \quad (3.23)$$

$$G_{fo} = \frac{R}{R + R_L} \quad (3.24)$$

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{L \cdot C}} \cdot \sqrt{\frac{R + R_L}{R + R_C}} \quad (3.25)$$

$$Q = \frac{1}{\omega_o} \cdot \left(C \cdot R_C + \frac{C \cdot R \cdot R_L + L}{R + R_L} \right)^{-1} \quad (3.26)$$

$$\omega_z = \frac{1}{C \cdot R_C} \quad (3.27)$$

Por lo que al reemplazar los valores de los parámetros presentados anteriormente, (3.22) se transforma en (3.28).

$$G_s(s) = \frac{D \cdot R \cdot (1 + C \cdot R_C \cdot s)}{R + R_L + (C \cdot R_C \cdot R + C \cdot R_C \cdot R_L + C \cdot R \cdot R_L + L)s + L \cdot C \cdot (R + R_C)s^2} \quad (3.28)$$

En la Tabla 4 se presenta los valores de cada uno de los elementos que van a ser utilizados en la función de transferencia del convertidor reductor. Donde D es el ciclo de trabajo, R es la resistencia de carga, C es el capacitor, L es el inductor, R_C es la resistencia del capacitor y R_L es la resistencia del inductor.

Tabla 4*Constantes utilizadas en la función de transferencia*

| Constante | Valor |
|---|----------------------|
| Ciclo de trabajo (D) | 0.68 |
| Resistencia de carga (R) | 65 (Ω) |
| Capacitor (C) | 10 (μF) |
| Inductor (L) | 20 (mH) |
| Resistencia del capacitor (R_C) | 0.01 (Ω) |
| Resistencia del inductor (R_L) | 1.5 (Ω) |

Al reemplazar los valores de la Tabla 4 en (3.28), la función de transferencia del convertidor está dada por:

$$G_s(s) = \frac{0.3399s + 3.399 \cdot 10^6}{s^2 + 1614s + 5.115 \cdot 10^6} \quad (3.29)$$

Para analizar la estabilidad de la planta (convertidor reductor) se realiza el diagrama del lugar geométrico de las raíces (ver Figura 29). La estabilidad de una planta está dada por la ubicación de sus polos, mismos que deben estar ubicados al lado izquierdo del eje imaginario para concluir que se tiene una planta estable. Como se observa en la Figura 29 los dos polos de la planta se encuentran en el semiplano izquierdo por lo que se deduce que la planta es estable y los valores elegidos para el capacitor e inductor son los correctos.

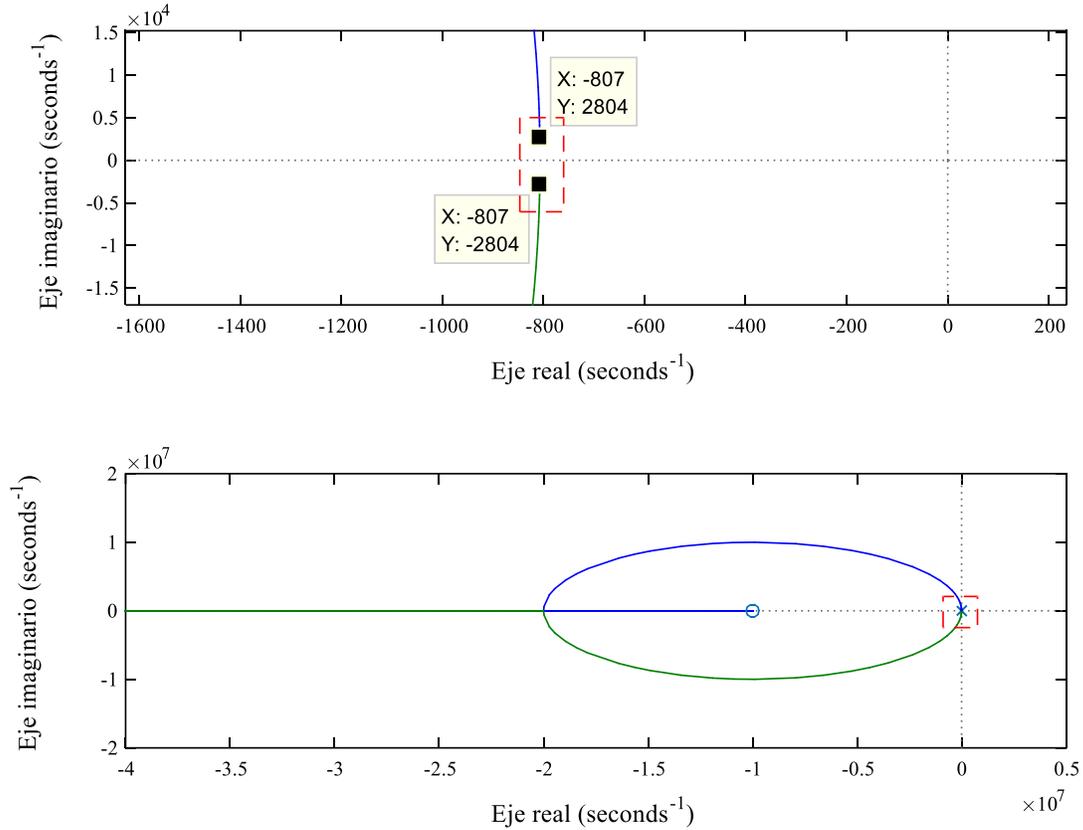


Figura 29. Lugar geométrico de las raíces de la planta

En la siguiente sección se describe el diseño y simulación de un controlador PID que será aplicado al convertidor con el fin de realizar una comparación frente al controlador DMC.

3.2. Controlador PID

3.2.1. Diseño del controlador PID

En la Figura 30, se observa el diagrama de bloques del sistema a controlar en lazo cerrado, en donde $G_s(s)$ es la función de transferencia del convertidor reductor (planta) que se describió en el Subtema 3.1.3 y $G_c(s)$ es la función de transferencia del controlador PID:

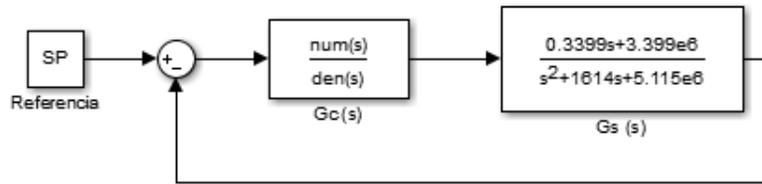


Figura 30. Diagrama del sistema a controlar en lazo cerrado

La función de transferencia del controlador PID está representada por (3.30), como sigue:

$$G_c(s) = k_p \cdot \left(1 + \frac{1}{T_i s} + T_d s \right) \quad (3.30)$$

Donde k_p es la ganancia proporcional, T_i es el tiempo integral y T_d es el tiempo derivativo.

Como se presentó anteriormente, el convertidor en lazo abierto presenta un $Mp = 72\%$ y un $t_s = 9$ (ms) para la salida de corriente. Por lo que se busca reducir estos valores mediante el diseño de un sistema de control en lazo cerrado en el convertidor por medio de un controlador PID. Para este efecto, se establece las siguientes condiciones de diseño dadas en (3.31) con el fin de reducir el Mp y el t_s :

$$\begin{aligned} Mp &< 5\% \\ t_s &= 2(ms) \end{aligned} \quad (3.31)$$

Con la expresión del sobreimpulso dada por (3.32) y la expresión del tiempo de establecimiento dada por (3.34), se calcula el tiempo dominante del sistema que se presenta en (3.35).

$$Mp = 100 \cdot e^{-k} \quad (3.32)$$

$$k = \frac{-\pi \cdot \xi}{\sqrt{1 - \xi^2}} \quad (3.33)$$

$$\xi = 0.69$$

Donde M_p es el sobreimpulso, π es una constante y ξ es el factor de amortiguamiento.

$$ts = \frac{4}{\xi \cdot \omega_n} \quad (3.34)$$

$$\omega_n = 2898.55(\text{rad} / \text{s})$$

Donde ts es el tiempo de establecimiento y ω_n es la frecuencia natural del sistema.

$$\tau_{dom} = \frac{1}{\xi \cdot \omega_n} \quad (3.35)$$

$$\tau_{dom} = 500(\mu\text{s})$$

Una vez obtenido el tiempo dominante (τ_{dom}) del sistema se procede a realizar el diseño del controlador PID, para lo cual se empleó el método de la última ganancia de Ziegler y Nichols, quienes propusieron reglas para determinar los valores de la ganancia proporcional K_p , y de los tiempos integral y derivativo conocidos como T_i y T_d , respectivamente (Ogata, 2010), para encontrar estas constantes se sigue una serie de pasos detallados a continuación:

- a. Se selecciona el periodo de muestreo T_s presentado en (3.36), que debe ser escogido para que sea menor que la décima parte del τ_{dom} (Bollinger & Wesley, 1988).

$$T_s < \frac{\tau_{dom}}{10} \quad (3.36)$$

Por lo que se selecciona un $T_s = 40(\mu s)$.

- b. Posteriormente se procede a encontrar la función de transferencia discreta de la planta $G(z)$ dada por (3.37), con el comando `c2d` de Matlab, cabe recalcar que este comando de Matlab utiliza el retenedor de orden cero para digitalizar la planta y el tiempo de muestreo está dado por $T_s = 40(\mu s)$, y además se debe verificar su estabilidad. En la Figura 31 se presenta un diagrama de bloques del sistema en tiempo discreto.

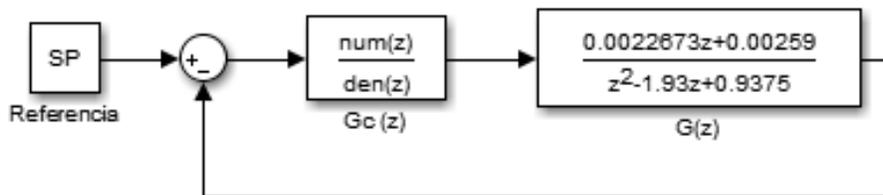


Figura 31. Diagrama del sistema discreto a controlar en lazo cerrado

$$G(z) = \frac{0.002673z + 0.00259}{z^2 - 1.93z + 0.9375} \quad (3.37)$$

Existen diferentes métodos para determinar la estabilidad de una planta en tiempo discreto entre los que se encuentran: transformación bilineal, criterio de Routh-Hurwitz, método del lugar de las raíces, diagramas de bode, criterio de estabilidad de Nyquist y el criterio de estabilidad de Jury que es empleado directamente sobre plantas en tiempo discreto (Kuo, 1996).

Se escogió el análisis de Jury para analizar la estabilidad de la planta discreta, para ello se encuentra la ecuación característica $\Delta z = 0$ que en su forma canónica está dada por (3.38), donde a_0, a_1, \dots, a_n representan los coeficientes de la ecuación característica. Para hallar Δz del convertidor se suma el denominador con el numerador de (3.37), cuyo resultado se presenta en (3.39). Para

verificar que la planta es estable es necesario seguir una serie de criterios, dados por (3.40), (3.41) y (3.42) (Ogata, 1996).

$$\Delta z = a_0 z^n + a_1 z^{n-1} + \dots + a_{n-1} z + a_n \quad (3.38)$$

$$\Delta z = z^2 - 1.927327z + 0.94009 \quad (3.39)$$

$$\Delta z(1) > 0 \quad (3.40)$$

$$\Delta z(1) = 0.012763$$

$$(-1)^n \Delta z(-1) > 0 \quad (3.41)$$

$$\Delta z(-1) = 3.8674$$

$$|a_n| < a_0 \quad (3.42)$$

$$|0.94009| < 1$$

Como se puede observar se cumplen los criterios establecidos anteriormente, por lo que se concluye que $G(z)$ es estable.

c. El diseño del control PID continúa a partir de la expresión canónica de una función de transferencia discreta dada por (3.43), como sigue.

$$\Delta z = \frac{b_1 z + b_2}{z^2 + a_1 z + a_2} \quad (3.43)$$

Para la función de transferencia del convertidor reductor dada en (3.37) se tiene que los valores de los coeficientes son: $a_1 = -1.93$, $a_2 = 0.9375$, $b_1 = 0.002673$ y $b_2 = 0.00259$. Para encontrar los

valores de las constantes ku , α y To dadas por Ziegler y Nichols, se aplican las fórmulas dadas por (3.44), (3.45) y (3.46).

$$ku = \frac{1 - a_2}{b_2} \quad (3.44)$$

$$ku = 24.13$$

$$\alpha = -\frac{1}{2}(ku \cdot b_1 + a_1) \quad (3.45)$$

$$\alpha = 0.93$$

$$To = \frac{2\pi \cdot T_s}{\cos^{-1}(\alpha)} \quad (3.46)$$

$$To = 667.74 \cdot 10^{-6}$$

d. Finalmente, para el cálculo de los valores de las constantes que integran un controlador PID como lo son: kp , Ti y Td se utilizaron las expresiones definidas por Ziegler y Nichols que se presentan en la Tabla 5 (Ogata, 2010).

Tabla 5

Valores de Kp , Ti , Td por Ziegler y Nichols

| | Kp | Ti | Td |
|------------|----------|--------|--------|
| PID | $0.6 Ku$ | $To/2$ | $To/8$ |

Por lo que se obtiene los valores de $kp = 14.47$, $Ti = 333.87 \times 10^{-6}$, $Td = 83.468 \times 10^{-6}$.

3.2.2. Simulación del sistema con un controlador PID

En la Figura 32 se presenta el diagrama de bloques del sistema en tiempo discreto en lazo cerrado a controlar, conformado por el controlador PID y la planta.

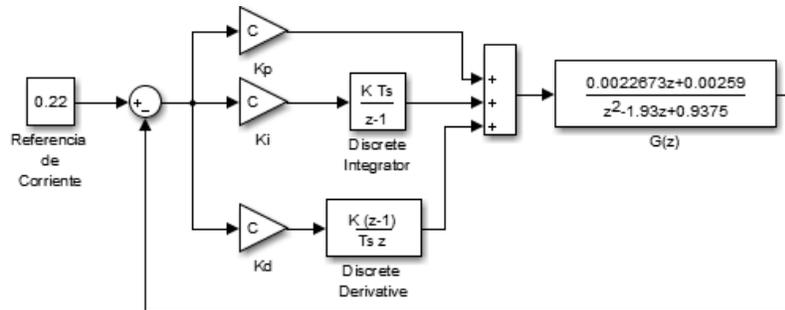


Figura 32. Sistema de control PID en tiempo discreto

En la Figura 33 se presenta la salida de la corriente del inductor del sistema con el controlador PID diseñado.

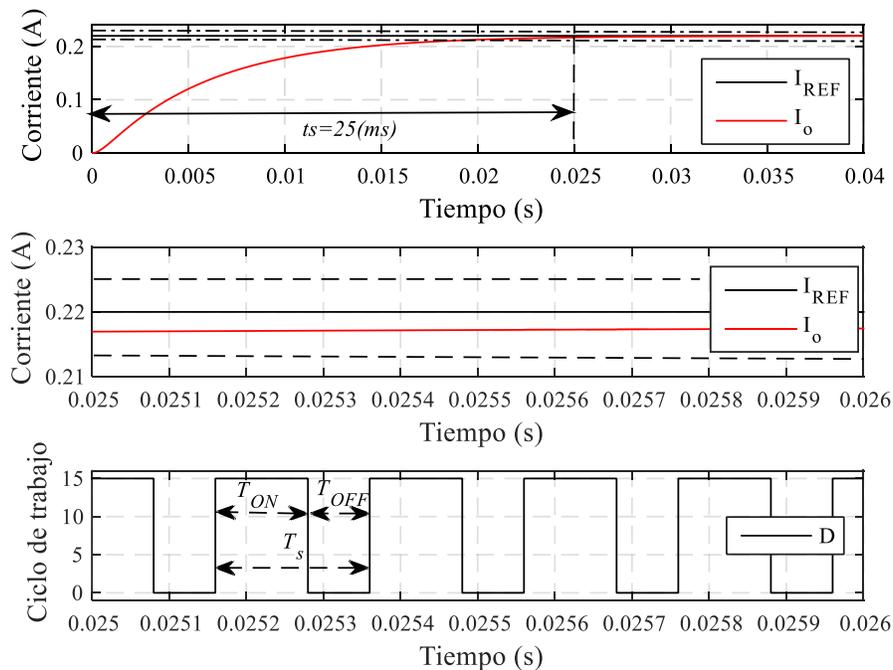


Figura 33. Salida de la corriente del sistema con el controlador PID

En la parte superior de la Figura 33, la referencia de corriente es $I_{REF} = 0.22$ (A) debido a que es la corriente de carga de la batería y la señal I_o corresponde a la salida de la planta. Se observa que I_o presenta un tiempo de establecimiento de aproximadamente $t_s = 25$ (ms) y sin sobreimpulso. Mientras que en la parte inferior de la Figura 33, se presenta la señal de control D que corresponde al ciclo de trabajo del convertidor, que en estado estacionario debería ser aproximadamente $D = 0.68$ como se describió en el Subtema 3.1.1. Para verificar que dicho ciclo de trabajo sea cumplido, se procedió a medir T_{ON} y T_s y a partir de los mismos calcular D mediante la siguiente expresión.

$$D = \frac{T_{ON}}{T_s} = \frac{0.02528 - 0.02515}{0.02535 - 0.02515} = 0.65$$

Los resultados obtenidos del tiempo de establecimiento $t_s = 25$ (ms) difiere del valor impuesto en el diseño $t_s = 2$ (ms) por lo que se procedió a sintonizar el controlador PID hasta lograr cumplir dicha condición. Esto se logró al modificar las constantes del controlador PID con aquellas que se presentan en (3.47). En la Figura 34 se observa la salida de la corriente del inductor del sistema con los nuevos valores del controlador PID. Cabe recalcar que la sintonización del controlador PID se la hizo empíricamente a través de distintas simulaciones.

$$\begin{aligned} k_p &= 20 \\ T_i &= 34.55 \cdot 10^{-6} \\ T_d &= 85.04 \cdot 10^{-6} \end{aligned} \tag{3.47}$$

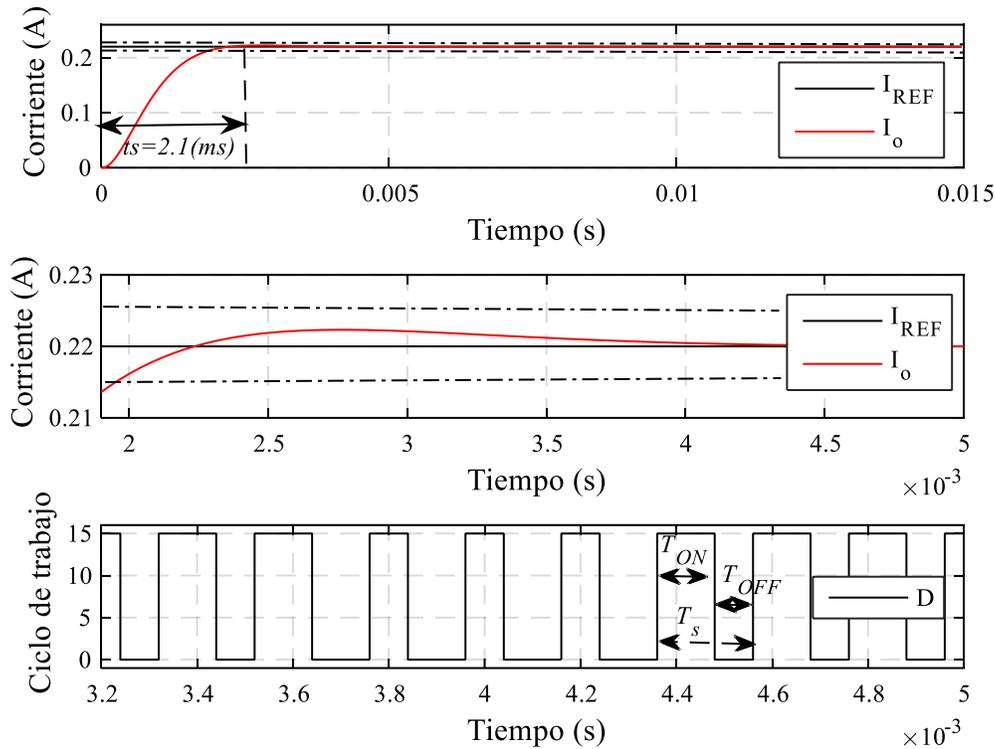


Figura 34. Salida de corriente del sistema con el controlador PID modificado

En la parte superior de la Figura 34 se observa que I_o presenta un $t_s = 2.1$ (ms) y sin sobreimpulso, lo que cumple con los valores impuestos de diseño. Mientras que en la parte inferior de la Figura 34, se presenta la señal de control D que en estado estacionario debería ser aproximadamente $D = 0.68$ como se describió en el Subtema 3.1.1. Para verificar que dicho ciclo de trabajo sea cumplido, se procedió a medir T_{ON} y T_s y a partir de los mismos calcular D mediante la siguiente expresión.

$$D = \frac{T_{ON}}{T_s} = \frac{(4.49 \cdot 10^{-3}) - (4.35 \cdot 10^{-3})}{(4.57 \cdot 10^{-3}) - (4.35 \cdot 10^{-3})} = 0.64$$

Para comprobar la robustez del controlador diseñado en la Figura 35 se observa que el controlador responde rápidamente ante las perturbaciones ingresadas. Además, se concluye que ante diferentes valores de I_{REF} el controlador permite que I_o siga cada una de las referencias sin sobreimpulso. Mientras que en la Figura 36 se observa que en el tiempo 0.01 (s) existe un cambio del ciclo de trabajo relacionado con la perturbación agregada al sistema. Esta variación se mantiene hasta que I_o se estabilice. Posterior a esto, D regresará al valor presentado antes de la perturbación.

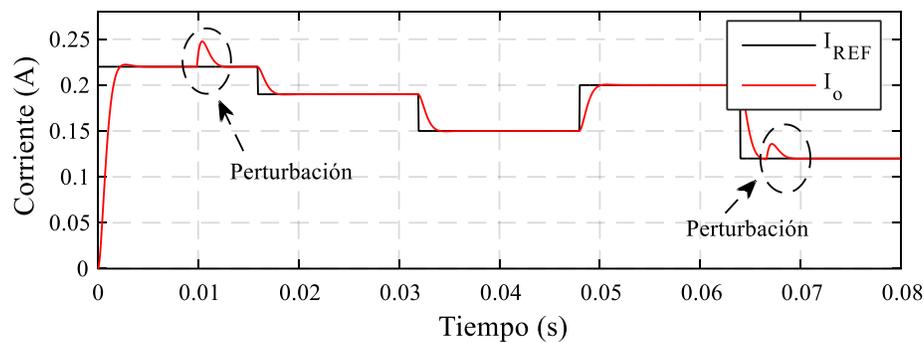


Figura 35. Seguimiento de trayectorias del sistema con el controlador PID

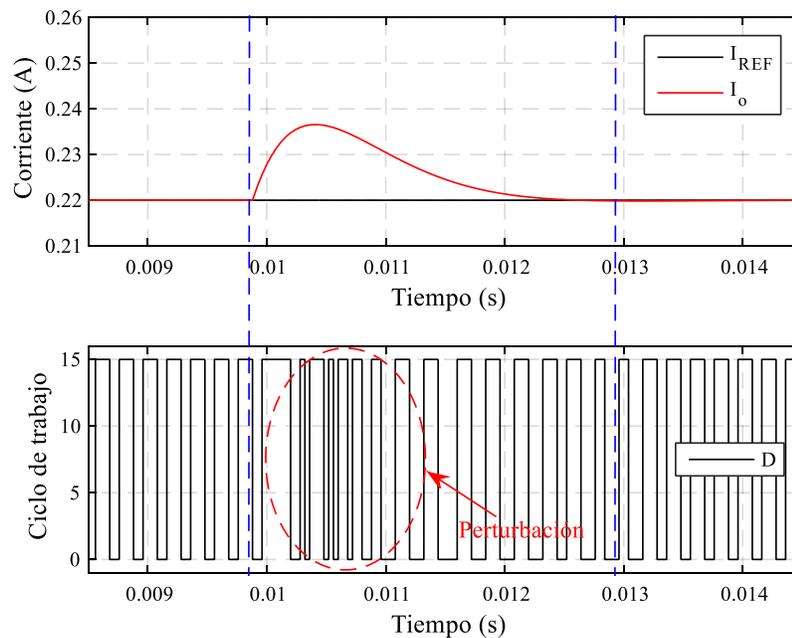


Figura 36. Desempeño del controlador PID ante una perturbación

3.3. Controlador predictivo basado en modelo

3.3.1. Diseño del controlador DMC

En la Figura 37 se presenta el diagrama de bloques de un controlador DMC, el cual está conformado por el vector $K1$, el cálculo de la respuesta libre f y el cálculo de la señal de control u que será aplicada a la planta (convertidor reductor). El cálculo de estos parámetros se detallará posteriormente.

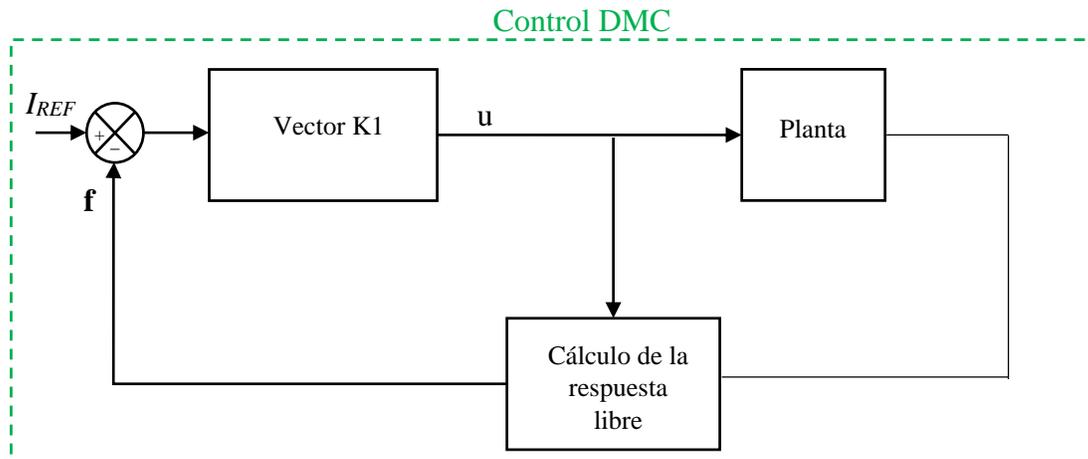


Figura 37. Diagrama de bloques del control DMC

Para el diseño del controlador DMC se parte del cálculo de la matriz dinámica \mathbf{G} de la planta y sus respectivos coeficientes g_i , mismos que se hallan a través de la respuesta de $G(z)$ de la planta ante una entrada escalón, cada coeficiente de la matriz dinámica \mathbf{G} es el valor de cada uno de los escalones de la Figura 38.

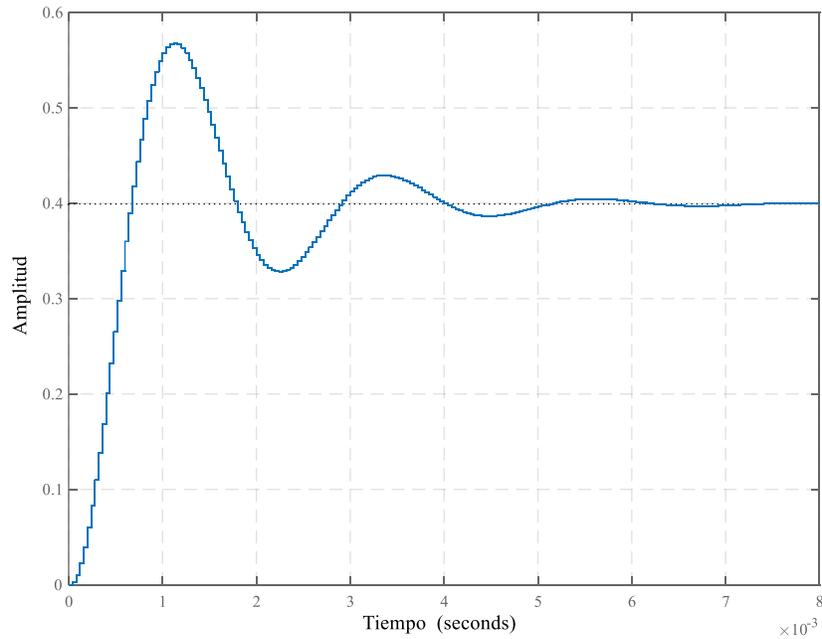


Figura 38. Respuesta de la planta digitalizada ante un escalón unitario

Las dimensiones de \mathbf{G} dependen del horizonte de predicción P y del horizonte de control N , los cuales para el presente proyecto son $P = 40$ y $N = 6$. Se escogieron estos valores mediante prueba y error ya que, al realizar varias pruebas con distintos valores de P y N , los valores que presentaron un mayor rendimiento por parte del controlador DMC fueron los mencionados anteriormente. De esta manera se obtiene la matriz $\mathbf{G}_{40 \times 6}$, misma que se encuentra detallada en el Anexo C. Cabe recalcar que no existe una formulación o proceso matemático para determinar los valores de los horizontes de control, predicción y las de ponderaciones de la acción de control ni de la ponderación de la salida, por lo que se los escoge de manera empírica.

Una vez obtenida la matriz dinámica de la planta, se obtiene la matriz de coeficientes \mathbf{k} de la siguiente manera:

$$\mathbf{k} = (\mathbf{G}^T \delta \mathbf{G} + \lambda \mathbf{I})^{-1} \mathbf{G}^T \delta \quad (3.48)$$

De la matriz \mathbf{k} se obtiene la primera fila, \mathbf{k}_1 , requerida para obtener la ley de control, que es calculada al considerar la ponderación de la acción de control $\lambda = 80$ y la ponderación de la salida de la planta $\delta = 75$. El vector \mathbf{k}_1 se presenta en el Anexo D. La ley de control a implementarse esta dada por (3.49), como sigue.

$$u(t) = u(t-1) + \mathbf{k}_1 \cdot (I_{REF} - \mathbf{f}) \quad (3.49)$$

Donde I_{REF} es la referencia a seguir por parte del proceso y \mathbf{f} es el vector de respuestas libres que se calcula mediante (2.22), al tener en cuenta los valores g_i , señales de control pasadas y salidas de la planta actuales.

3.3.2. Simulación del sistema con el controlador DMC

En la Figura 39 se presenta la salida de la corriente del sistema con un controlador DMC.

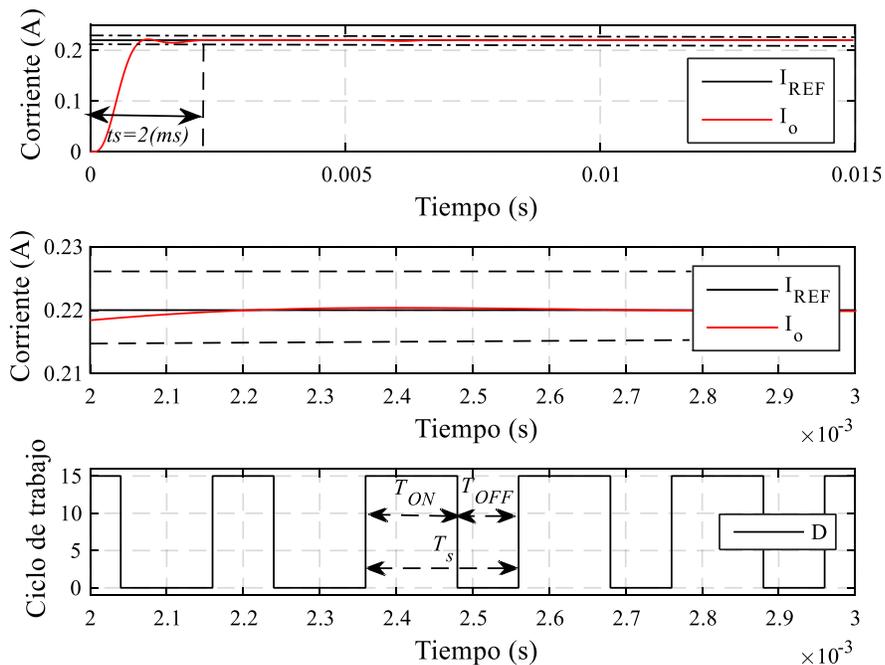


Figura 39. Salida de corriente del sistema con el controlador DMC

En la parte superior de la Figura 39 se observa que I_o presenta un $t_s = 2(\text{ms})$ y sin sobreimpulso. Mientras que en la parte inferior de la Figura 39, se presenta la señal de control D , que en estado estacionario debería ser aproximadamente $D = 0.68$ como se describió en la Sección 3.1.1. Para verificar que dicha condición sea cumplida, se procedió a medir T_{ON} y T_s y calcular D de la siguiente manera.

$$D = \frac{T_{ON}}{T_s} = \frac{(2.49 \cdot 10^{-3}) - (2.355 \cdot 10^{-3})}{(2.555 \cdot 10^{-3}) - (2.355 \cdot 10^{-3})} = 0.675$$

Para comprobar la robustez del controlador DMC diseñado se procedió a agregar perturbaciones y cambios de referencia al sistema. Los resultados se presentan en la Figura 40, donde se puede observar que el controlador responde rápidamente ante las perturbaciones. Además, se concluye que con diferentes valores de I_{REF} el controlador permite que I_o siga cada una las referencias sin sobreimpulso.

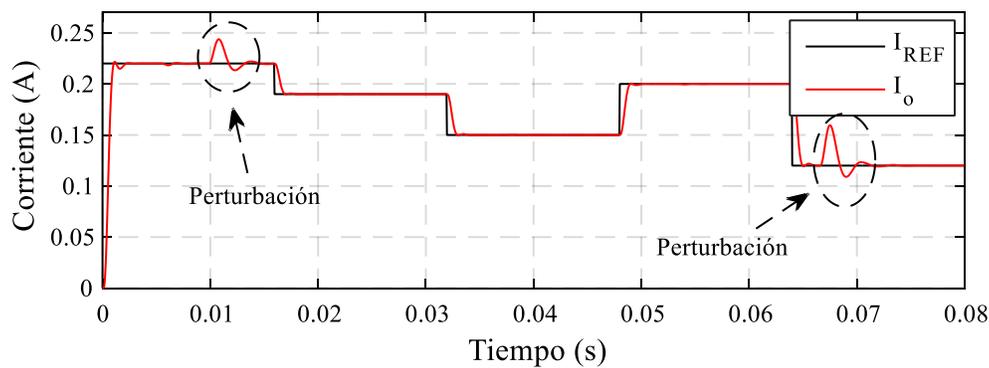


Figura 40. Seguimiento de trayectorias con un controlador DMC

En la Figura 41 se presenta un aumento en la perturbación de la Figura 40 con el objetivo de obtener una mejor visión de la variación del ciclo de trabajo ante la misma. Como se puede observar en el tiempo 0.01 (s) existe un cambio de ciclo de trabajo que está relacionado con la perturbación

agregada al sistema. Esta variación se mantiene hasta que la corriente de salida regrese a su estado estacionario por la acción del controlador. Posterior a esto, el ciclo de trabajo regresará al valor presentado antes de la perturbación.

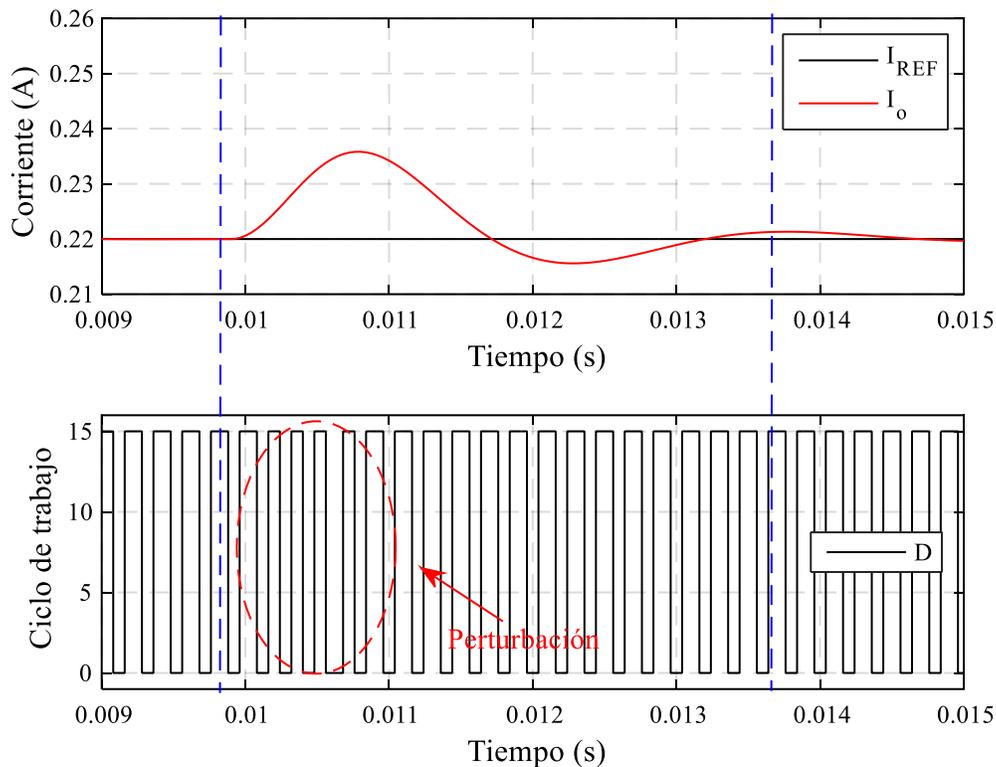


Figura 41. Desempeño del controlador DMC ante una perturbación

3.4. Sistema de control en cascada

Una gran cantidad de convertidores de potencia DC/DC usan un solo lazo de control, sin embargo su rendimiento varía ante distintas perturbaciones ingresadas (Raviraj & Sen, 1997). Esto se soluciona con la introducción de un sistema de control en cascada, donde el lazo primario o externo es el encargado de controlar el voltaje, mientras que el lazo secundario o interno es el encargado de controlar la corriente. Los convertidores de potencia reductores que usan un control

en cascada presentan una velocidad de respuesta más rápida y un mejor rechazo a las perturbaciones (Tsang & Chan, 2008). En la Figura 43 se presenta un diagrama de bloques del controlador DMC en cascada diseñado.

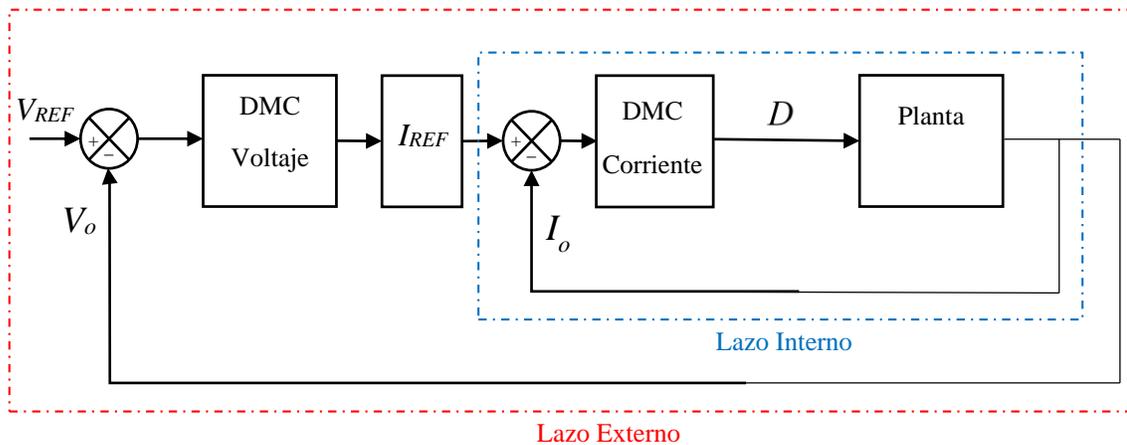


Figura 42. Diagrama de bloques del sistema de control DMC en cascada

En la Figura 43 se presenta el diagrama de bloque del circuito implementado para realizar el sistema de control DMC en cascada. La salida del controlador externo (DMC Voltaje) pasa a ser la referencia del controlador interno (DMC Corriente). La corriente es controlada de forma indirecta, al medir el voltaje que cae sobre una resistencia $R = 1 \text{ } (\Omega)$, se trabajó con ese valor de R debido a que, al considerar un valor bajo de resistencia, no se tiene una gran caída de tensión y de esta manera no se afecta a la corriente que circula por el inductor. La salida del DMC Corriente es la señal de control u y equivale al ciclo de trabajo D que controla la activación del MOSFET, para lograr el voltaje de carga requerido por la batería. Para implementar un control en cascada, el lazo interno debe ser más rápido que el externo (Tsang & Chan, 2008).

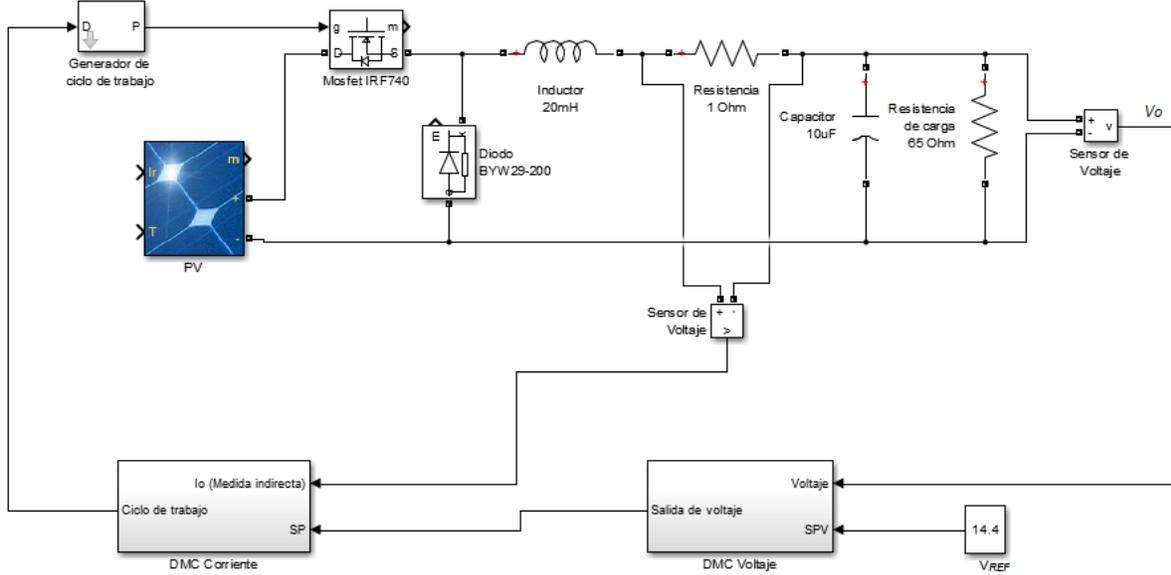


Figura 43. Esquemático del sistema de control en cascada

Los resultados de esta simulación se presentan en la Figura 44.

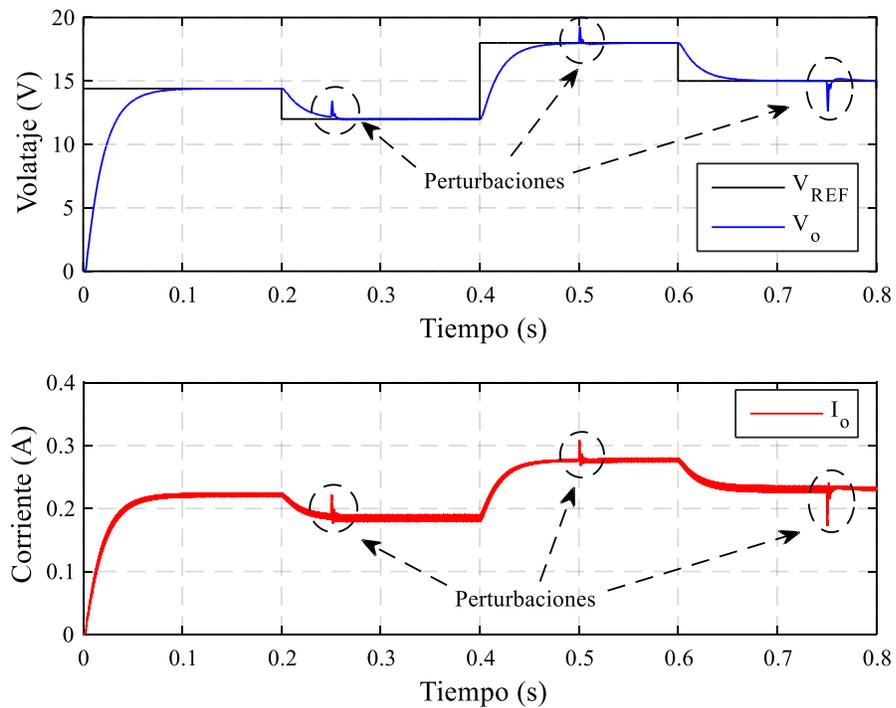


Figura 44. Sistema de control en cascada DMC

En la parte superior de la Figura 44, V_{REF} es la señal de referencia de voltaje y V_o es la señal que representa al voltaje de salida de la planta. En la parte inferior de la misma figura, la señal I_o representa la corriente de salida de la planta. Se concluye que con diferentes valores de V_{REF} el controlador permite que V_o e I_o sigan cada una sus referencias sin sobreimpulso y ante las perturbaciones ingresadas el control es robusto.

3.4.1. Algoritmo del controlador en cascada DMC

Una vez obtenida la matriz dinámica \mathbf{G} y el vector $\mathbf{k1}$ de cada controlador, presentados en el Anexo E, se realiza el algoritmo del control en cascada. Se procede a calcular la ley de control mediante el algoritmo presentado en el Anexo F, el controlador externo tiene como parámetros $P = 5$, $N = 2$, $\lambda = 4500$ y $\delta = 1$, mientras que el controlador interno tiene como parámetros $P = 15$, $N = 5$, $\lambda = 100$ y $\delta = 3$. Nótese que estos parámetros fueron escogidos para que el controlador interno sea 10 veces más rápido que el controlador externo.

3.5.Elementos del cargador de baterías

El cargador de baterías consta de los siguientes elementos: un panel solar de la marca LifeFuze (ver Figura 45); un convertidor reductor de potencia, un microcontrolador donde se implementa el sistema de control en cascada DMC y una batería AGM de 12 (V) y 7 (A) que sus características técnicas se presentan en el Anexo G, todos estos elementos se presentan en la Figura 46.



Figura 45. Alimentación del cargador de baterías

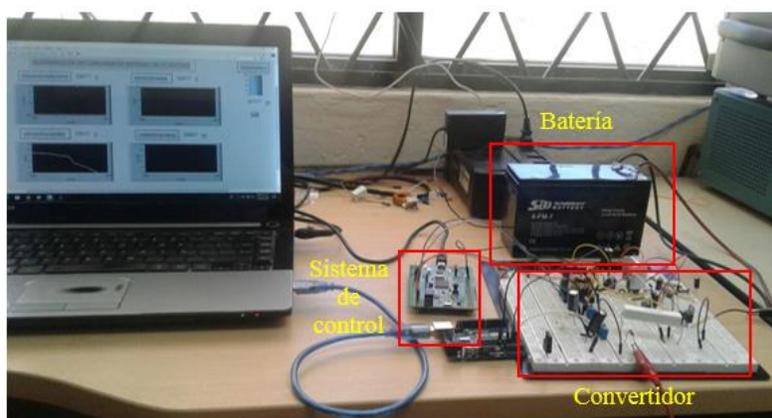


Figura 46. Convertidor reductor, sistema de control y batería

Para implementar el sistema de control se optó por usar al microcontrolador STM32F407 que pertenece a la empresa STMicroelectronics, esta tarjeta fue específicamente construida para el uso en aplicaciones médicas, industriales y de consumo en el que se requiere de un alto nivel de integración y rendimiento, funciona a 168 MHz con un núcleo Cortex™ –M4. A continuación, en la Figura 47 se observa el microcontrolador STM32F407, y en el Anexo H se presenta las hojas de características técnicas. Presenta tres canales A/D de 12 bits internos y 16 canales A/D externos, temporizadores de 16 bits que incluyen dos temporizadores PWM, dos temporizadores de uso general de 32 bits, dos DAC.



Figura 47. Tarjeta STM32F407
Fuente: (STMicroelectronics, 2009)

Por último, se procedió a diseñar una interfaz gráfica en LabVIEW (ver Figura 48) en donde se analiza y observa las gráficas en tiempo real correspondientes a: voltaje del panel solar; el voltaje y corriente de carga de la batería; el voltaje de la batería y un indicador gráfico que determina el SOC. Es importante mencionar que no se requiere el uso de un manual de usuario de dicha interfaz, pues la misma no permite controlar el sistema, y solo es usada con el fin de visualizar las variables mencionadas anteriormente. Finalmente, en el Anexo I se presenta la placa correspondiente al convertidor reductor.

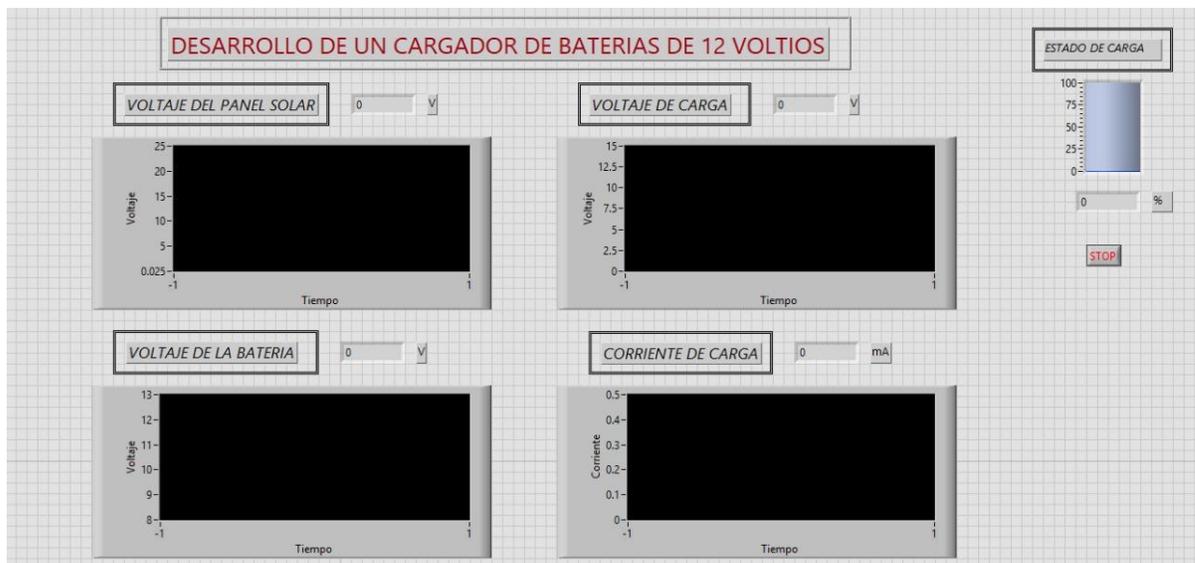


Figura 48. Interfaz gráfica diseñada para analizar los resultados

CAPÍTULO 4

Las pruebas y resultados consisten en la carga de una batería AGM de 12 (V), por este motivo se monitorea en tiempo real las variables que intervienen en el sistema como son: voltajes y corrientes por lo que se desarrolló una interfaz en LabVIEW. Además, durante el proceso de pruebas se optó por obtener las señales de voltaje de salida y control en un osciloscopio para analizarlas. Finalmente, se realiza la comparación del rendimiento que presenta el controlador predictivo DMC frente al controlador PID.

Para las distintas pruebas realizadas se utilizó una computadora Toshiba con un procesador Intel® Core™ i5-3220M CPU @ 2.60GHz con memoria RAM de 6Gb, disco duro de 750Gb y un sistema operativo de 64 bits con Windows. Mientras que para obtener las formas de onda de las señales se utilizó un osciloscopio GWINSTEK GDS-2102.

4. PRUEBAS Y RESULTADOS

4.1.Pruebas y resultados simulados

Se realizó una comparación el rendimiento de un controlador predictivo DMC frente a un controlador PID para regular la corriente del inductor en el convertidor reductor, se evaluaron parámetros como: sobreimpulso, tiempo de establecimiento, rizado de la corriente en el inductor y tiempo del cálculo computacional de cada controlador.

En la Figura 49 se presenta el control predictivo DMC de corriente y en la Figura 50 se presente el control PID de corriente, en donde se aprecia los parámetros del sobreimpulso y el tiempo de establecimiento.

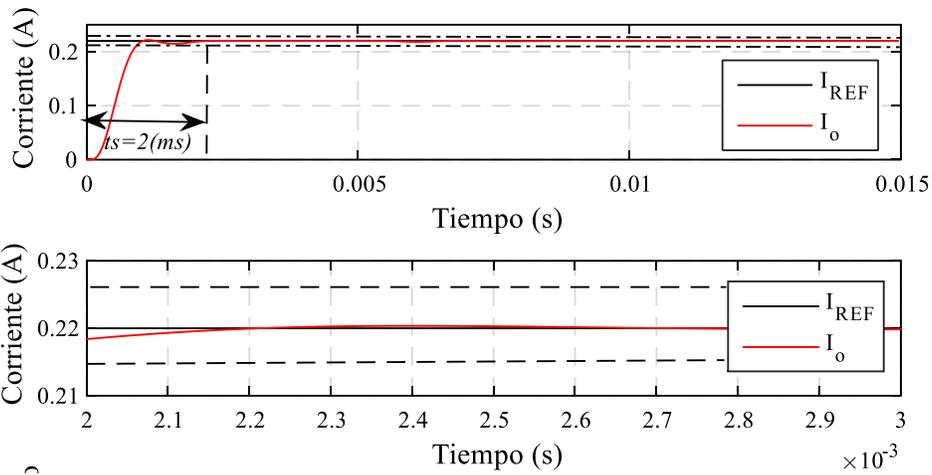


Figura 49. Control DMC de corriente

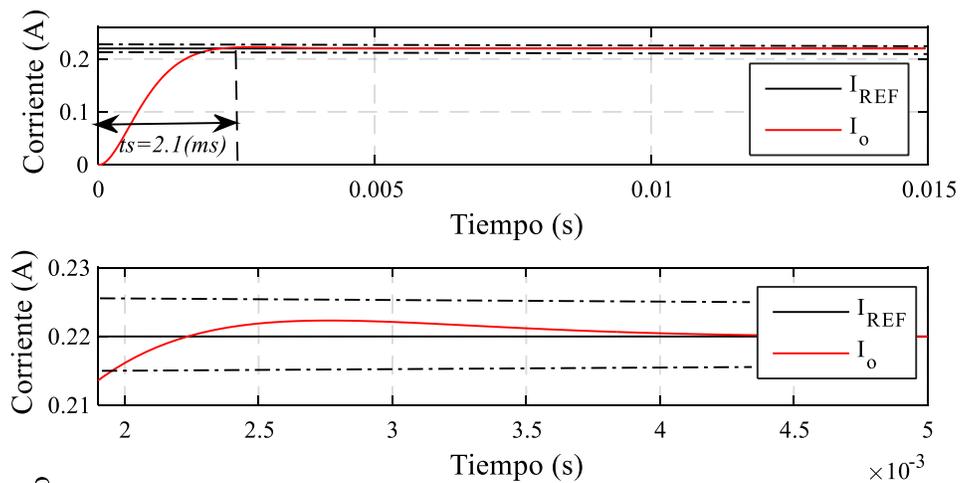


Figura 50. Control PID de corriente

En la Figura 51 se presenta el rizado de la corriente del inductor. Con un control DMC el rizado es menor.

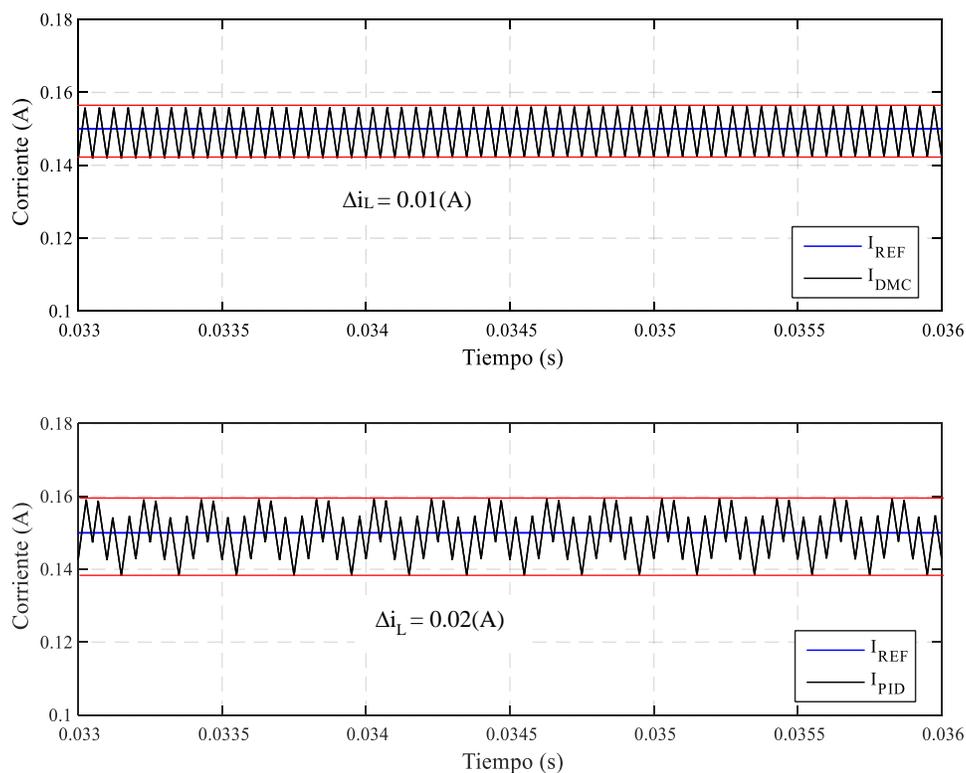


Figura 51. Rizado en la corriente del inductor

En la Tabla 6 se presenta los resultados obtenidos de la evaluación del desempeño de cada uno de los controladores, para medir el tiempo del cálculo computacional de cada controlador se utilizó el comando tic-toc de Matlab que devuelve el tiempo de ejecución del mismo.

Tabla 6

Resultados controladores MPC vs PID

| | MPC | PID |
|---|------------|------------|
| Sobreimpulso | 0% | 0% |
| Tiempo de establecimiento | 2 (ms) | 2.1 (ms) |
| Rizado en la corriente | 6.66% | 13.33% |
| Tiempo de ejecución del programa | 2.97 (s) | 1.75 (s) |

En vista a los resultados obtenidos se concluye que el control predictivo DMC tiene cierta ventaja ante el controlador PID, en cuanto al tiempo de establecimiento y rizado en la corriente. Sin embargo, su cálculo computacional conlleva un mayor tiempo de ejecución, se debe tener en cuenta que la simulación del controlador MPC se realizó con un horizonte de predicción $P = 40$ y un horizonte de control $N = 6$ lo que genera una matriz dinámica \mathbf{G} de tamaño 40×6 , mientras mayores sean estos horizontes va a requerir mayor tiempo de ejecución. Nótese que el control DMC puede trabajar tanto con sistemas lineales y no lineales (convertidores de potencia), siendo ésta característica la mayor ventaja que presenta este controlador ante un controlador PID, pues este último explota sus características en sistemas lineales.

4.2.Pruebas y resultados experimentales

En la Figura 52 se presenta al sistema de control cuando está en estado estacionario, es decir cuando no existe variación en el ciclo de trabajo. Por lo tanto, el ciclo de trabajo representado con color naranja se mantiene constante, de igual manera el voltaje del convertidor se encuentra en 14.4 (V) y esta señal se presenta de color celeste. En la Figura 53 se observa cómo actúa el sistema de control hasta alcanzar la referencia deseada, lo que implica que el voltaje va a cambiar paulatinamente hasta estabilizarse en 14.4 (V), esto se logra gracias a la variación del ciclo de trabajo, como se observa en la Figura 53, el cual no es uniforme mientras la referencia de 14.4 (V) no sea alcanzada.

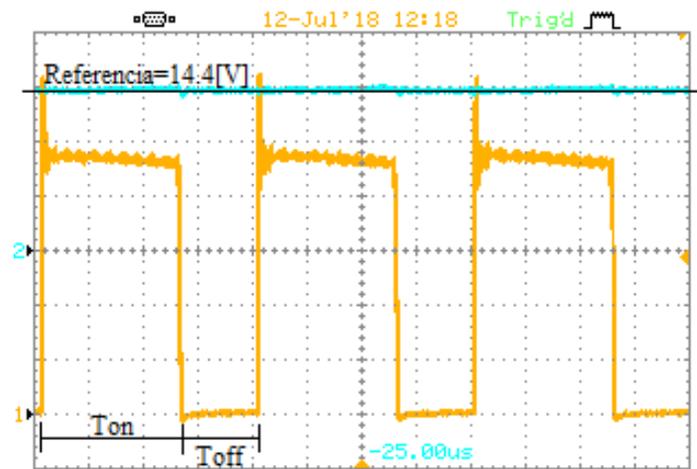


Figura 52. Ciclo de trabajo estable

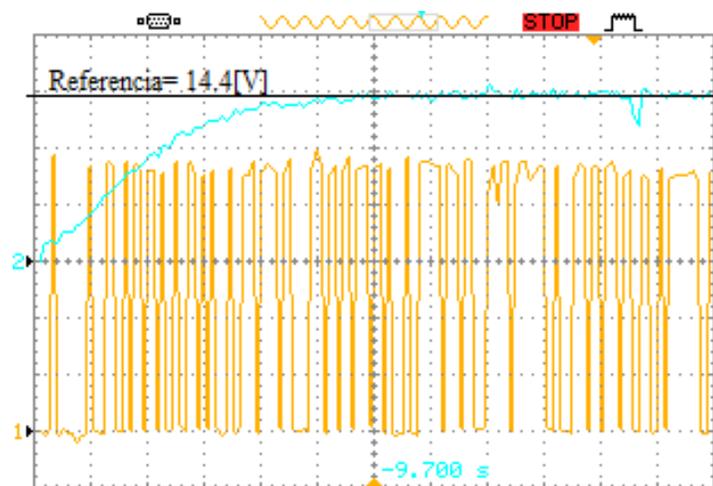


Figura 53. Ciclo de trabajo variante

En la Figura 54 se presenta como actúa el sistema de control DMC ante distintas perturbaciones causadas por la variación del voltaje que entrega el panel solar, como se observa, el sistema de control reacciona ante estas perturbaciones y mantiene el voltaje en la referencia deseada.

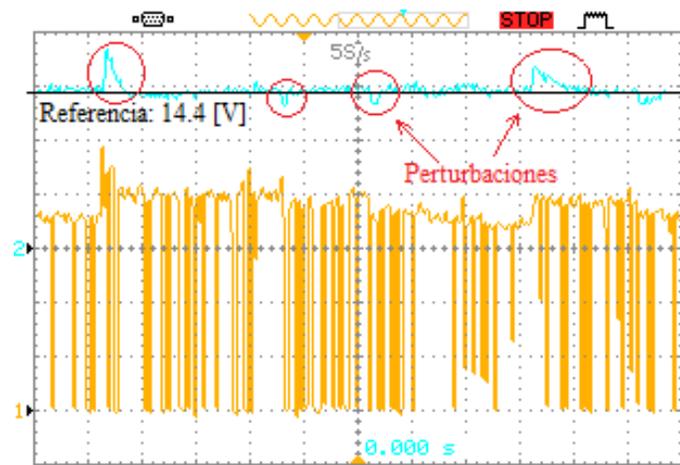


Figura 54. Perturbaciones en el sistema de control

Finalmente, en el osciloscopio se midió la señal del voltaje de salida del convertidor, con el fin de medir el rizado de tensión a la salida de voltaje, los resultados se presentan en la Figura 55 en donde se observa que el rizado es de 640 (mV), lo cual equivale al 4.44%.



Figura 55. Rizado de tensión a la salida

Los datos obtenidos en la interfaz gráfica realizada en LabVIEW fueron exportados a Excel para crear una base de datos y posteriormente realizar las gráficas en Matlab.

En la Figura 56 se observa la gráfica de la descarga de la batería, para lo cual se conectó a la batería un foco de 55 (W).

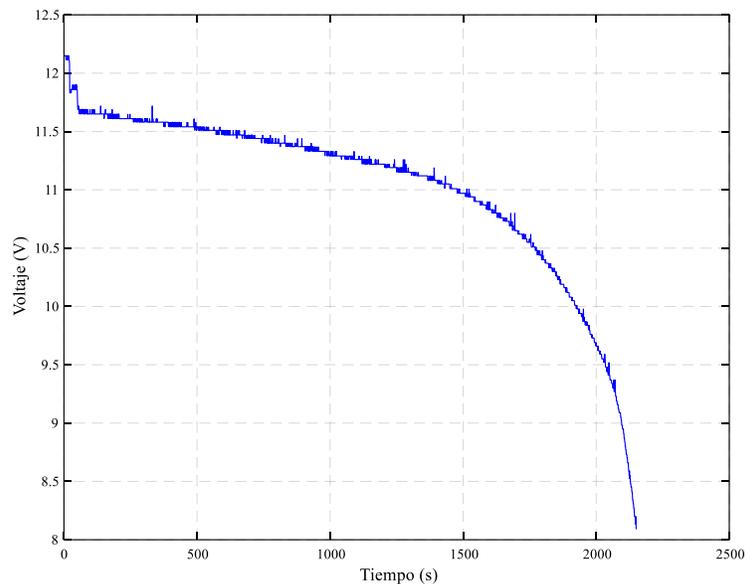


Figura 56. Descarga de la batería

En Figura 57 se observa la gráfica en un intervalo corto de tiempo de la carga de la batería. Al inyectar una corriente pequeña a la batería, ésta toma mayor tiempo en cargarse, pero de esta manera se asegura que la batería no sufra ningún daño y se preserve su vida útil.

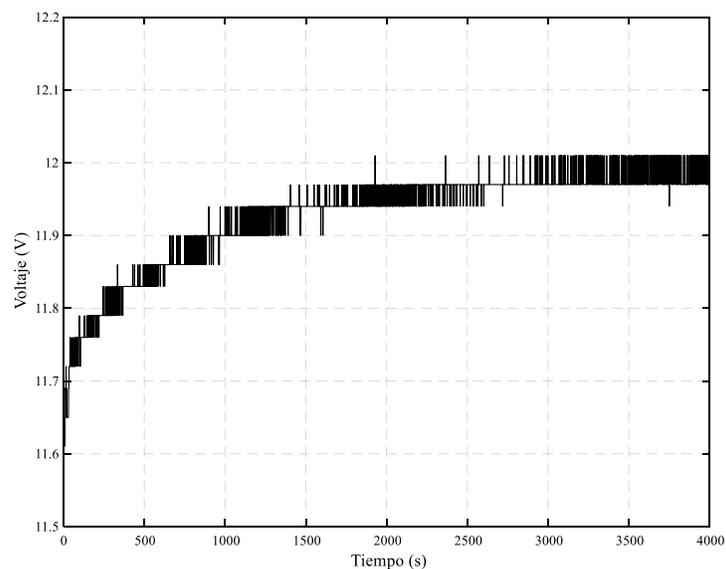


Figura 57. Carga de la batería

En la Figura 58 se observa la gráfica del voltaje de salida del panel solar, en la cual se aprecia que el voltaje empieza en aproximadamente 19.2 (V) y disminuye a 18.3 (V), esto ocurre debido a que en ese lapso de tiempo se conecta el panel solar al circuito y existe una pequeña caída de voltaje por efecto de carga. Además, se observa que existen oscilaciones en el voltaje del panel debido a la variación de la radiación solar.

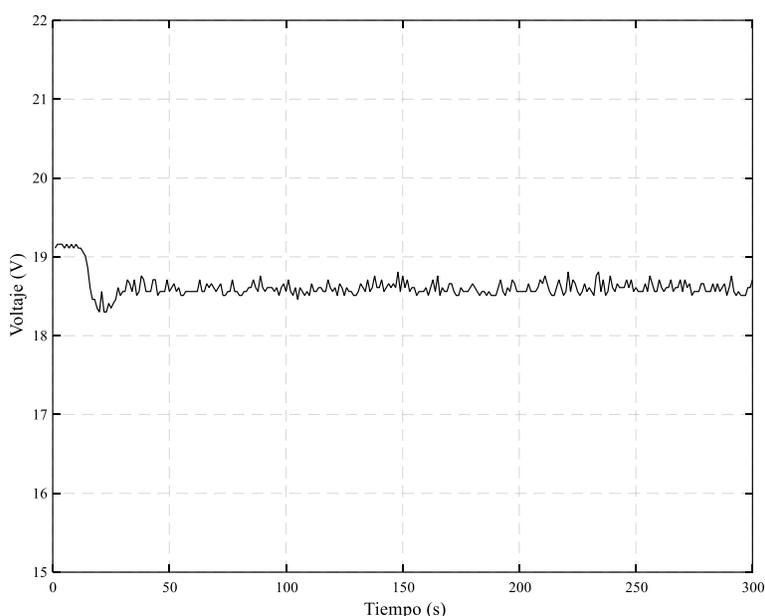


Figura 58. Voltaje del panel solar

Para observar cómo funciona el sistema de control, en la Figura 59 se presenta el voltaje del panel en la parte superior y el voltaje de salida de la planta en la parte inferior. En donde se aprecia que en el intervalo en el cual el voltaje del panel solar es menor a 16.2 (V), el voltaje a la salida de la planta cae a 0 (V), esto se produce debido a que el sistema de control se reinicia hasta que el voltaje del panel sea mayor a 16.2 (V). Además, el sistema de control responde adecuadamente ante perturbaciones, es decir que mantiene la salida de voltaje en la referencia deseada, por lo tanto, es un sistema de control robusto.

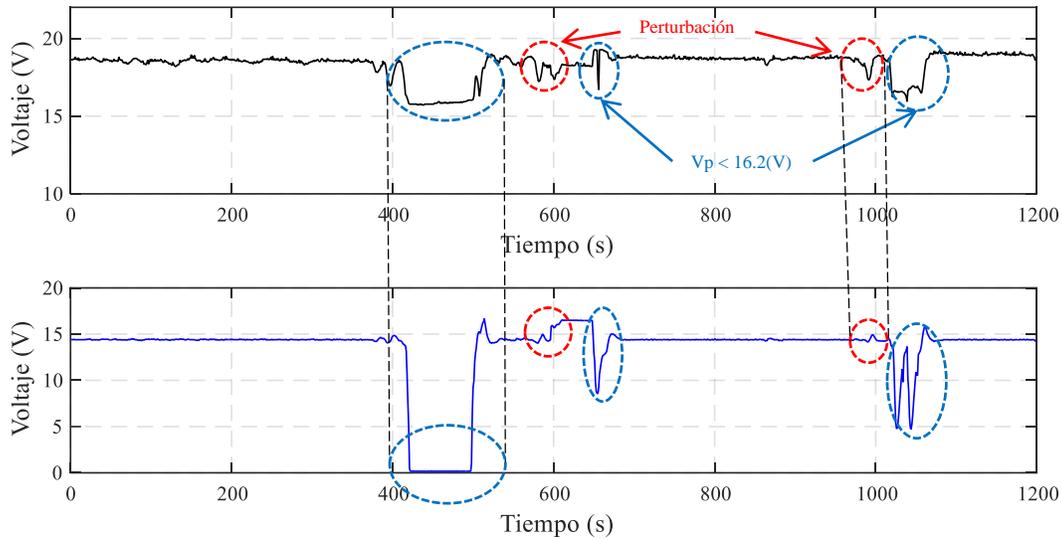


Figura 59. Funcionamiento del sistema de control

En la Figura 60 se observa que el SOC de la batería, consta de dos etapas: la primera etapa que toma mayor tiempo corresponde a la carga de la batería y la segunda etapa consiste en el proceso de descarga de la batería, para lo cual se conectó un foco a la batería para que se descargue paulatinamente. También se tiene algunas perturbaciones dadas por el cambio de radiación solar. Si en este cambio, el voltaje entregado por el panel solar es $V_p < 16.2$ (V), entonces el sistema de control se reinicia lo que produce una corriente de carga de 0 (A). Mientras que si el voltaje que entrega el panel solar se encuentra en el intervalo 16.2 (V) $\leq V_p < 21.6$ (V), el sistema control mantiene la corriente de carga de la batería cercana a la referencia, es decir los 0.22 (A).

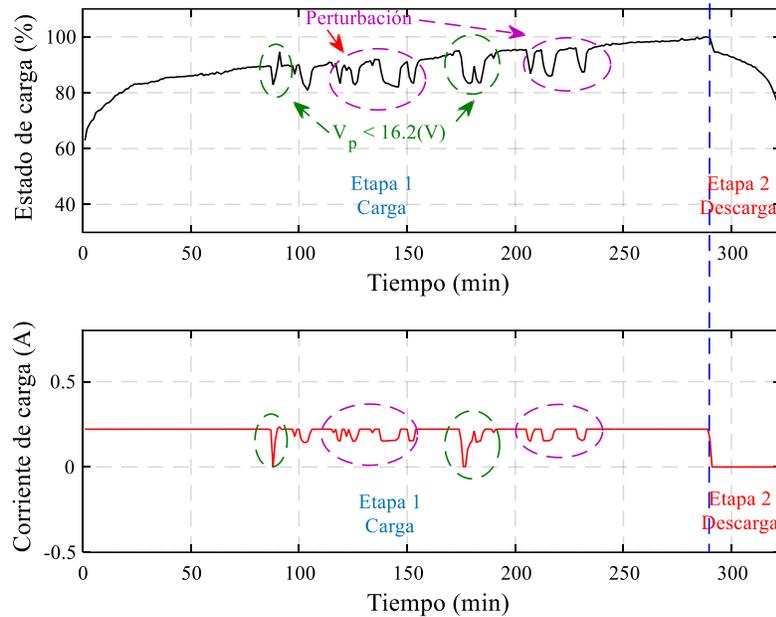


Figura 60. Estado de carga de la batería

4.3.Eficiencia del convertidor

Para verificar la eficiencia del convertidor se procedió a conectar a la salida una carga de prueba de resistencia igual a $10\ (\Omega)$ y luego se realizó medidas de voltaje y corriente sobre dicha resistencia, obteniendo los valores de voltaje $V_o = 14.23\ (V)$ y corriente $I_o = 1.39\ (A)$ que se presentan en la Figura 61.



Figura 61. Voltaje y corriente medidos

De esta manera la potencia de salida P_o , es igual al producto del voltaje de salida V_o por la corriente de salida I_o , como se presenta en (4.1)

$$P_o = V_o \cdot I_o \quad (4.1)$$

$$P_o = 19.77(W)$$

La eficiencia en un convertidor reductor está afectada por la presencia de las pérdidas de las potencias existentes, y estas pueden ser por:

- Pérdidas de potencia cuando el MOSFET es usado como un dispositivo conmutador (P_{sw}), que está dado por (4.2), donde R_{DS} es la resistencia interna del MOSFET y su valor se presenta en el datasheet del Anexo A ($R_{DS} = 0.48 \Omega$).

$$P_{sw} = I_o^2 \cdot R_{DS} \cdot D \quad (4.2)$$

$$P_{sw} = 0.63(W)$$

- Pérdidas de potencia en el diodo (P_D) que está dado por (4.3), donde $V_D = -0.78$ (V) es la caída de voltaje cuando diodo D esta polarizado directamente.

$$P_D = V_D \cdot I_o \cdot (1 - D) \quad (4.3)$$

$$P_D = -0.35(W)$$

- Pérdidas de potencia en el inductor (P_L) que está dado por (4.4), donde R_L es la resistencia interna de la bobina y presenta un valor de 1.5Ω .

$$P_L = I_L^2 \cdot R_L \quad (4.4)$$

$$P_L = 2.89(W)$$

La eficiencia de un convertidor reductor está dado por (4.5) (Álvarez, 2017).

$$\eta = \frac{P_o}{P_o + P_{sw} + P_D + P_L} \cdot 100\% \quad (4.5)$$

$$\eta = 86\%$$

Por último, en la Tabla 7 se presentan los resultados de las especificaciones propuestas en la investigación, la cual presenta un resumen de los cálculos de los parámetros de rizado en el voltaje de salida y la eficiencia del convertidor.

Tabla 7
Resultados de la investigación

| | Propuesto | Logrado |
|--------------------------|------------------|----------------|
| $\frac{\Delta V_o}{V_o}$ | $\leq 5\%$ | 4.44% |
| η | $\geq 85\%$ | 86% |

CAPÍTULO 5

5. CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

5.1. Conclusiones

- El presente proyecto de investigación abordó el estudio, diseño e implementación del sistema de control de un cargador de baterías para un sistema de generación fotovoltaica. Se implementó el algoritmo de control por matriz dinámica (DMC) para gobernar el funcionamiento de un convertidor reductor DC/DC encargado de regular el flujo de corriente y voltaje proveniente de un panel solar hacia una batería AGM y de esta manera realizar su proceso de carga.
- El estudio desarrollado presenta un análisis detallado del diseño de un convertidor reductor DC/DC. Para realizar el dimensionamiento de los elementos del convertidor se parte del análisis de voltajes y corrientes de su circuito electrónico cuando opera en modo de conducción continua (MCC). El convertidor implementado presenta un rizado relativo del voltaje de salida del 4.44% y una eficiencia del 86% al considerar la presencia de las pérdidas de potencia generadas por el MOSFET, el diodo y el inductor.
- El análisis de estabilidad de la planta (convertidor reductor) fue desarrollado en tiempo continuo y en tiempo discreto. Por un lado, en tiempo continuo se comprobó la estabilidad de la planta mediante el diagrama del lugar geométrico de las raíces, dicho análisis demostró la estabilidad de la planta al presentar polos complejos conjugados localizados a la izquierda del eje imaginario $s = -807 \pm 2804j$. Por otro lado, para comprobar la estabilidad de la planta en tiempo discreto se partió de su ecuación característica, misma que cumplió los tres criterios mencionados por Jury.

- Se realizó el diseño y simulación de un controlador PID por el método de Ziegler-Nichols., los resultados del controlador PID diseñado presentan un tiempo de establecimiento de 2.1 (ms) y no presenta sobreimpulso, un rizado en la corriente de 13.33% y un tiempo de ejecución del algoritmo de 1.75 (seg).
- Se diseñó un control predictivo DMC debido el comportamiento no lineal del sistema. El controlador predictivo DMC presentó como resultados de simulación un tiempo de establecimiento de 2 (ms) y no presenta sobreimpulso, rizado en la corriente de 6.66% y tiempo de ejecución del algoritmo de 2.97 (seg).
- Al comparar los resultados obtenidos mediante las simulaciones del controlador predictivo DMC frente al controlador PID, se demuestra que el control predictivo DMC diseñado presenta un mejor desempeño al reducir el tiempo de establecimiento en un 4.76% y el rizado en la corriente en un 50%, pero es importante notar que la ejecución de su algoritmo conlleva un mayor tiempo de ejecución.
- La implementación del sistema de control del cargador de baterías se realizó mediante un control DMC en cascada, en donde el lazo interno que controla la corriente que circula por el inductor debe ser diez veces más rápido que el lazo externo que controla el voltaje de salida de la planta, porque de esta manera se asegura que el lazo interno actúe primero rechazando las perturbaciones.
- Finalmente, para comprobar el desempeño del cargador de baterías se realizó la validación experimental a través de las pruebas de carga y descarga de una batería. El sistema de control respondió correctamente ante las perturbaciones producidas por el cambio de las condiciones climáticas.

5.2.Recomendaciones

- Para trabajos futuros se recomienda investigar e implementar otras estrategias de control aplicadas a regular la corriente y el voltaje de un convertidor reductor, con el fin de evaluar y comparar experimentalmente dichas estrategias frente a un control predictivo DMC y de esta manera mejorar el rendimiento del cargador de baterías mediante la selección del sistema de control que resulte ser más eficiente.
- Para realizar las distintas pruebas de funcionamiento del cargador de baterías se recomienda utilizar una batería AGM debido a que admite varios ciclos de carga y descarga, además es importante mencionar que para realizar el proceso de carga de la batería es aconsejable utilizar una corriente baja para preservar su vida útil.
- Para sintonizar un control predictivo DMC se recomienda realizar varias pruebas de simulación en las que se varíe los horizontes de predicción y control, y se escoja los valores que produzcan el rendimiento deseado. Además, si se desea implementar un controlador predictivo DMC hay que considerar que mientras más grandes sean estos horizontes el tiempo de procesamiento será mayor.
- Es recomendable desarrollar una interfaz gráfica que permita adquirir, visualizar y almacenar los datos obtenidos de las variables que intervienen en el proyecto como son: voltaje y corriente de carga, voltaje del panel solar, voltaje de la batería y SOC; de esta manera se puede visualizar el desempeño del cargador de baterías ante las diferentes pruebas realizadas.

REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- Abella, M. (2012). *Sistemas Fotovoltaicos*. Retrieved from http://api.eoi.es/api_v1_dev.php/fedora/asset/eoi:45337/componente45335.pdf
- Álvarez, C. (2017). *Diseño e implementación de una fuente variable regulada de voltaje DC de 60W con corrección activa del factor de potencia basada en convertidores tipo buck síncronos*. EPN.
- Arcos-Aviles, D., Pascual, J., Guinjoan, F., Marroyo, L., Sanchis, P., & Marietta, M. P. (2017). *Low complexity energy management strategy for grid profile smoothing of a residential grid-connected microgrid using generation and demand forecasting*. *Applied Energy*, 205, 69–84. <https://doi.org/https://doi.org/10.1016/j.apenergy.2017.07.123>
- Arteaga Orozco, M. I., & Leyva Grasa, R. (2006). *Control no lineal de convertidores conmutados CC/CC análisis de prestaciones y verificación experimental*.
- Astrid, F. (2010). *Manual de diseño de sistemas fotovoltaicos aislados*.
- Barzola, J. (2014). *¿Es posible la Grid Parity en Ecuador?* *Revista Tecnológica Espol - RTE*, 27(1), 30–39.
- Berrío, L. H., & Zuluaga, C. (2014). *Smart Grid and solar photovoltaic energy as renewable energy source for the distributed generation in the global energy context*. *Ingeniería Y Desarrollo*, 32(2), 369–396.
- Bollinger, J., & Wesley, A. (1988). *Computer Control of Machines and Processes*. Prentice Hall.

- Boylestad, R., & Nashelsky, L. (1997). *Electronica: Teoría de Circuitos* (Sexta). Mexico: Pearson Educación, S.A.
- Burgos, C. (2013). *Estimación del estado de carga para un banco de baterías basado en modelación difusa y filtro extendido de Kalman*.
- Camacho, E. F., & Bordons, C. (1999). *Model Predictive Control*. <https://doi.org/10.1007/978-0-85729-398-5>
- Camacho, E. F., & Bordons, C. (2007). *Model Predictive control*. London: Springer London. <https://doi.org/10.1007/978-0-85729-398-5>
- Capellaro, J., Hausmann, R., Dias, J. C., Peres, A., & Oliveira, S. V. G. (2013). *An autonomous photovoltaic solar energy generation system for telemetry stations. 2013 Brazilian Power Electronics Conference, 575–581*. <https://doi.org/10.1109/COBEP.2013.6785173>
- Cimini, G., Ippoliti, G., Orlando, G., & Pirro, M. (2013). *Explicit sensorless model predictive control of synchronous buck converter*. In *2013 International Conference on Renewable Energy Research and Applications (ICRERA)* (pp. 1200–1205). IEEE. <https://doi.org/10.1109/ICRERA.2013.6749934>
- Colonna, J., & Medina, F. (2013). *Diseño de un sistema solar fotovoltaico para dos aulas móviles del Sena*. Retrieved from http://repositorio.cuc.edu.co/xmlui/bitstream/handle/11323/151/TESIS_DISEÑO_SISTEMA_SOLAR_FOTOVOLTAICO.pdf?sequence=1&isAllowed=y

- Cortes, F., Linares, D., Patino, D., & Melo, K. (2011). *A distributed model predictive control (DMPC) for modular robots in chain configuration*. In *IX Latin American Robotics Symposium and IEEE Colombian Conference on Automatic Control, 2011 IEEE* (pp. 1–6). IEEE. <https://doi.org/10.1109/LARC.2011.6086843>
- Cutler, C. R., & Ramaker, B. L. (1980). *Dynamic matrix control A computer control algorithm*. *Joint Automatic Control Conference*, (17), 72. <https://doi.org/10.1109/JACC.1980.4232009>
- Dash, S. S., & Nayak, B. (2015). *Control analysis and experimental verification of a practical dc–dc boost converter*. *Journal of Electrical Systems and Information Technology*, 2(3), 378–390. <https://doi.org/10.1016/j.jesit.2015.08.001>
- Díaz, C., & Hernández, J. C. (2011). *Smart Grid: Las TICs y la modernización de las redes de energía eléctrica-Estado del Arte*. *Sistemas*, 9, 53–81. Retrieved from http://bibliotecadigital.icesi.edu.co/biblioteca_digital/handle/10906/5654
- Diaz, J., Pabon, L., & Pardo, A. (2011). *Hybrid power system using solar energy and power line supply*. *Lámpsakos*, 7, 69–77.
- Dinçer, İ., & Rosen, M. (2010). *Energy Storage Systems*. In *Thermal Energy Storage* (pp. 51–82). Chichester, UK: John Wiley & Sons, Ltd. <https://doi.org/10.1002/9780470970751.ch2>
- Erickson, R., & Maksimovic, D. (2004). *Fundamentals of Power Electronics*. Power.
- Fernandez, M. (2010). *Energia Solar: Electricidad Fotovoltaica*. Madrid: Liberfactory.

- Gaouzi, K., Fadil, H. El, Rachid, A., Belhaj, F. Z., & Giri, F. (2017). *Constrained model predictive control for dc-dc buck power converters*. In *2017 International Conference on Electrical and Information Technologies (ICEIT)* (pp. 1–5). IEEE.
<https://doi.org/10.1109/EITech.2017.8255245>
- Granda, E., Jimenez, M., Osorio, M., & Diaz, J. . (2013). *Modelado y simulacion de celdas y paneles solares*. *Congr. Int. Ing. Electrón. Mem. Electro 2013*, 35, 17–22.
<https://doi.org/10.13140/2.1.4192.8968>
- Guembe, J., San Martín, I., Biurrún, M., & Pascual, J. (2016). *Cálculo del estado de carga en baterías de plomo-ácido: diseño y validación experimental*. Retrieved from http://academica-e.unavarra.es/bitstream/handle/2454/21830/TFG_GuembeZabaleta.pdf?sequence=1
- International Energy Agency. (2017a). *CO2 Emissions from Fuel Combustion 2017 - Highlights*. Retrieved from <https://www.iea.org/publications/freepublications/publication/CO2EmissionsfromFuelCombustionHighlights2017.pdf>
- International Energy Agency. (2017b). *Key world energy statistics*. Retrieved from <https://www.iea.org/publications/freepublications/publication/KeyWorld2017.pdf>
- ISF. (1999). *Energia solar fotovoltaica y cooperacion al desarrollo*. Madrid: IEPALA.
- Jutglar, L. (2004). *Energia Solar*. Barcelona: Ceac.
- Kolsi, S., Samet, H., & Amar, M. Ben. (2014). *Design Analysis of DC-DC Converters Connected to a Photovoltaic Generator and Controlled by MPPT for Optimal Energy Transfer throughout a Clear Day*. *Journal of Power and Energy Engineering*, 2(1), 27–34.

Kuo, B. (1996). *Sistemas de Control Automatico* (Septima). Mexico: Prentice Hall.

Kuyumcu, A., & Bayezit, I. (2017). *Augmented model predictive control of unmanned quadrotor vehicle*. In *2017 11th Asian Control Conference (ASCC)* (pp. 1626–1631). IEEE. <https://doi.org/10.1109/ASCC.2017.8287417>

Leng, Z., & Liu, Q. (2017). *A simple model predictive control for Buck converter operating in CCM*. In *2017 IEEE International Symposium on Predictive Control of Electrical Drives and Power Electronics (PRECEDE)* (pp. 19–24). IEEE. <https://doi.org/10.1109/PRECEDE.2017.8071262>

Lorenzo, E. (2005). *Energy Collected and Delivered by PV Modules*. In *Handbook of Photovoltaic Science and Engineering* (pp. 905–970). Chichester, UK: John Wiley & Sons, Ltd. <https://doi.org/10.1002/0470014008.ch20>

Macancela, L. (2012). *Diagnóstico de la implementación de los sistemas fotovoltaicos correspondientes a la primera etapa del proyecto Yantsa II Etsari*, 232. Retrieved from <http://dspace.ucuenca.edu.ec/handle/123456789/689>

Mariethoz, S., Herceg, M., & Kvasnica, M. (2008). *Model Predictive Control of buck DC-DC converter with nonlinear inductor*. In *2008 11th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics* (pp. 1–8). IEEE. <https://doi.org/10.1109/COMPEL.2008.4634700>

Martín, G. (2016). *Sistemas de Almacenamiento de Energía*. Retrieved from <https://uvadoc.uva.es/bitstream/10324/18325/1/TFG-P-432.pdf>

Mohan, N., Undeland, T., & Robbins, W. (2009). *Electrónica de Potencia Convertidores, aplicaciones y diseño* (tercera). Mexico: McGraw-Gill/Interamericana.

Moro, M. (2010). *Instalaciones solares fotovoltaicas* (primera). Madrid: Ediciones Paraninfo.

Naciones Unidas CEPAL. (2016). *Agenda 2030 y los Objetivos de Desarrollo Sostenible Una oportunidad para América Latina y el Caribe*. Retrieved from <http://www.sela.org/media/2262361/agenda-2030-y-los-objetivos-de-desarrollo-sostenible.pdf>

Ogata, K. (1996). *Sistemas de control en tiempo discreto*. México D.F: Prentice Hall.

Ogata, K. (2010). *Ingeniería de control moderna* (Quinta). Madrid: Pearson Educación.

Parvez, M., Mekhilef, S., Tan, N. M. L., & Akagi, H. (2014). *Model predictive control of a bidirectional AC-DC converter for V2G and G2V applications in electric vehicle battery charger*. In *2014 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC)* (pp. 1–6). IEEE. <https://doi.org/10.1109/ITEC.2014.6861795>

Perez, M., Hidalgo, A., & Berenguer, E. (2008). *Introducción a los sistemas de control y modelo matemático para sistemas lineales invariantes en el tiempo*. San Juan.

Rashid, M. (1993). *Electronica de potencia: Circuitos, dispositivos y aplicaciones* (PRENTICE H). Mexico.

Raviraj, V. S. C., & Sen, P. C. (1997). *Comparative study of proportional-integral, sliding mode, and fuzzy logic controllers for power converters*. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 33(2), 518–524. <https://doi.org/10.1109/28.568018>

Reboso, H. (2014). *Modelado y control del proceso anestésico mediante infusión de propofol y realimentación del índice bispectral*.

Restrepo, M. (2013). *Diseño de sistemas fotovoltaicos asistido por computador*. Retrieved from <https://core.ac.uk/download/pdf/71397578.pdf>

Richalet, J., Rault, A., Testud, J. L., & Papon, J. (1978). *Model predictive heuristic control: Applications to industrial processes*. *Automatica*, 14(5), 413–428. [https://doi.org/10.1016/0005-1098\(78\)90001-8](https://doi.org/10.1016/0005-1098(78)90001-8)

Segura, J., & Palacios, E. (2014). *El recurso solar para generación de energía*. Retrieved from <http://www.dspace.ups.edu.ec/handle/123456789/6791>

Senplades. *Plan Nacional de Desarrollo 2017-2021. Toda una Vida (2017)*. Quito, Ecuador.

Sergio, G. (2014). *Desarrollo de un sistema de control predictivo multivariable de un generador de vapor de tubos de agua*. Pontificia Universidad Católica del Perú.

Serrasoles, J., Valve, X., & Llorach, E. (1993). *Energía solar fotovoltaica*. Barcelona: Instituto Catala de Energia.

STMicroelectronics. (2009). *STM32F4 - ARM Cortex-M4 High-Performance MCUs - STMicroelectronics*. Retrieved from https://www.st.com/content/st_com/en/products/microcontrollers/stm32-32-bit-arm-cortex-mcus/stm32-high-performance-mcus/stm32f4-series.html?querycriteria=productId=SS1577

Style, O. (2012). *Energía solar autónoma: planificación, dimensionado e instalación de un sistema fotovoltaico autónomo*. Itaca Appropriate Technology.

- Torres, L., Magaldi, G. L., Catuogno, G. R., & Garcia, G. O. (2017). *Implementación de Control Difuso para Optimización de Energía en Sistema Fotovoltaico. XVII Reunión de Trabajo En Procesamiento de La Información Y Control.*
- Tsang, K. M., & Chan, W. L. (2008). *Non-linear Cascade Control of DC/DC Buck Converter. Electric Power Components and Systems*, 36(9), 977–989.
<https://doi.org/10.1080/15325000801960937>
- Viñas Lluís. (2011). *Dimensionado de Sistemas Fotovoltaicos.* Retrieved from [https://upcommons.upc.edu/bitstream/handle/2117/13622/Dimensionado ESF-CONEIMERA.pdf](https://upcommons.upc.edu/bitstream/handle/2117/13622/Dimensionado_ESF-CONEIMERA.pdf)
- Vlad, C., Rodriguez-Ayerbe, P., Godoy, E., & Lefranc, P. (2012). *Explicit model predictive control of buck converter.* In *2012 15th International Power Electronics and Motion Control Conference (EPE/PEMC)* (p. DS1e.4-1-DS1e.4-6). IEEE.
<https://doi.org/10.1109/EPEPEMC.2012.6397240>
- Wang, B., Xian, L., Ukil, A., & Beng Gooi, H. (2017). *Approximate-model-based predictive current control for buck converter in CCM.* In *2017 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)* (pp. 5306–5311). IEEE. <https://doi.org/10.1109/ECCE.2017.8096890>
- Wen, B., Burgos, R., Boroyevich, D., Mattavelli, P., & Shen, Z. (2017). *AC Stability Analysis and dq Frame Impedance Specifications in Power-Electronics-Based Distributed Power Systems. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 5(4), 1455–1465.
<https://doi.org/10.1109/JESTPE.2017.2728640>

- Wester, G. W., & Middlebrook, R. D. (1972). *Low-frequency characterization of switched DC-DC converters*. In *Power Processing and Electronics Specialists Conference, 1972 IEEE* (pp. 9–20). IEEE. <https://doi.org/10.1109/PPESC.1972.7094882>
- Xiao, S., Shadmand, M. B., & Balog, R. S. (2017). *Model predictive control of multi-string PV systems with battery back-up in a community dc microgrid*. In *2017 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)* (pp. 1284–1290). IEEE. <https://doi.org/10.1109/APEC.2017.7930861>
- Yuba. (2014). *Yubasolar: Mantenimiento requerido por baterías de plomo ácido*. Retrieved from <http://www.yubasolar.net/2014/09/mantenimiento-requerido-por-baterias-de.html>
- Zhang, D., Kang, S., Lin, H., & Lv, Z. (2016). *Application of Predictive Current Control Based Multi-Pulse Flexible-Topology Thyristor Rectifier in Off-Board Battery Charger for Electric Vehicle*. In *2016 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC)* (pp. 1–5). IEEE. <https://doi.org/10.1109/VPPC.2016.7791620>