

Design of a Controller for Voltage Regulation in a Hybrid UAV

Ruth Jeaneth Sullca Mamani¹, Jean Marcos Justo Justo², Renato Patricio Cruz Cruz³, Lizbeth Leonor Paredes Aguilar⁴
and Juan Carlos Zuñiga Torres⁵

^{1,2,3,4} Universidad Nacional de San Agustín de Arequipa (UNSA), Perú, rsullcam@unsa.edu.pe, jjusto@unsa.edu.pe,
rcruzcr@unsa.edu.pe, lparedesa@unsa.edu.pe

⁵ Universidad Tecnológica del Perú (UTP), Perú, jzuniga@utp.edu.pe

Abstract– We proposed the design of a controller to regulate the voltage on the DC Bus for a hybrid UAV, which integrates a primary power source (a fuel cell or an internal combustion engine) with a battery, which extends the flight time. The controller must supply a regulated voltage to the UAV using two DC/DC converters. The first converter is between the DC bus and the battery, accumulates energy, and holds the voltage. Found the second converter between the primary power supply and the DC Bus, controlling the input voltage. The executed simulations demonstrate the effectiveness of integrating this control system in the hybrid UAV to regulate the voltage required for various manoeuvres.

Keywords-- Power control system, Buck-Boost converter, UAV, Hybrid power generation, Simulation.

Diseño de un Controlador para la Regulación de Voltaje en un UAV Híbrido

Ruth Jeaneth Sullca Mamani¹, Jean Marcos Justo Justo², Renato Patricio Cruz Cruz³, Lizbeth Leonor Paredes Aguilar⁴ and Juan Carlos Zuñiga Torres⁵

^{1,2,3,4} Universidad Nacional de San Agustín de Arequipa (UNSA), Perú, rsullcam@unsa.edu.pe, jjusto@unsa.edu.pe, rcruzcr@unsa.edu.pe, lparedesa@unsa.edu.pe

⁵ Universidad Tecnológica del Perú (UTP), Perú, jzuniga@utp.edu.pe

Resumen— Se propone el diseño de un controlador con el objetivo de regular el voltaje en el Bus DC para un UAV híbrido, que integra una fuente de alimentación primaria (que puede ser una celda de combustible o un motor de combustión interna) con una batería, lo cual permite extender el tiempo de vuelo para un UAV. El controlador debe suministrar un voltaje regulado al UAV utilizando dos convertidores DC/DC. El primer convertidor se ubica entre el Bus DC y la batería, encargándose de acumular energía y regular la tensión. El segundo convertidor se sitúa entre la fuente de alimentación primaria y el Bus DC, teniendo la función de controlar la tensión de entrada. Se han llevado a cabo simulaciones que demuestran la efectividad de la integración de este sistema de control en el UAV híbrido para regular el voltaje requerido para diversas maniobras.

Palabras clave— Sistema de energía híbrido, convertidor Buck-Boost, UAV, Control en cascada, Simulación.

I. INTRODUCCIÓN

Los Vehículos Aéreos No Tripulados (VANTs) o *Unmanned Aerial Vehicles* (UAVs) se han convertido en plataformas tecnológicas que se instrumentan con dispositivos sensores y actuadores útiles para múltiples aplicaciones de carácter militar y civil. Por ejemplo, misiones de vigilancia y monitoreo o para tareas de fumigación en el sector agrícola. Sin embargo, la mayoría de los UAVs comerciales de uso civil tienen a las baterías como principal fuente de energía, pudiendo ser estas de polímero de litio (LiPo) o iones de litio (Li Ion) [1], [2].

El abastecimiento de energía por baterías limita el tiempo de un UAV para realizar sus maniobras, esto debido a que tienen una densidad de energía relativamente baja [3]. Para incrementar el tiempo de vuelo de un UAV es necesario contar con una fuente con mayor densidad de energía. El uso de celdas de combustible (FC – *Fuel Cell*) o motores de combustión interna (ICE – *Internal Combustion Engine*) como fuente de energía primaria podría solucionar este problema, pero su implementación requiere de nuevos componentes como un controlador capaz de suministrar voltaje regulado y adecuado para los requerimientos de energía propios de las maniobras de vuelo del UAV [1], [4].

La literatura presenta estudios con diferentes tipos de fuentes de energía, tales como: supercondensadores [5]–[7]; celda de combustible de hidrógeno [7]–[9]; paneles solares [4], pero solo como fuente de energía de respaldo. Así mismo, se

han desarrollado sistemas híbridos de energía [4], [5], [10]–[13], que integran las fuentes de energía mencionadas, aprovechando las ventajas que tienen y compensando sus desventajas. Los sistemas híbridos se diseñan considerando los requerimientos especificados de potencia para maniobras de despegue, vuelo y aterrizaje para cada tipo de misión en la que se utiliza un UAV [14].

En [10] se analiza el sistema híbrido de celda de combustible (FC) y baterías de Li Ion, donde se reemplaza los convertidores DC/DC por 2 diodos, conectando directamente a la FC y las baterías al Bus de DC sin convertidores de potencia. Sin embargo, esto genera pérdidas de potencia y saturación de corriente en la celda de combustible. Para mejorar el rendimiento energético y satisfacer los cambios de demanda de energía que se producen a lo largo del vuelo del UAV, otros autores proponen la integración de fuentes mediante el uso de convertidores de potencia unidireccionales y bidireccionales [15], [16]. Sin embargo, no describen un método claro que guíe el proceso de diseño de control, que permita integrar un sistema de propulsión híbrido. Por otro lado, cuando se necesita un voltaje de salida mayor al que produce la fuente de energía, se utilizan convertidores elevadores como: convertidores Boost, Buck-Boost, SEPIC, Cuk, entre otros [17], [18]. Según la literatura el convertidor que se usa mayormente para el acople del Bus DC y el dispositivo de almacenamiento de energía es el Buck Boost [19].

En [18] se realiza un análisis del convertidor Buck Boost con base al modelo matemático de promedio de espacio de estados, que presenta una solución de diseño simple al problema de regulación de retroalimentación de salida en condiciones de ondulaciones pequeñas. Mientras que en [20] se diseñó un controlador de corriente para el convertidor Buck Boost bidireccional no inversor de cuatro conmutadores y portadoras duales. Este diseño muestra un control en cascada de bucle doble para estabilizar la corriente en el inductor. Ya la salida del controlador sirve como una señal de entrada al bloque PWM (Modulador por Ancho de Pulso). Ya en [19] se propone un cargador-descargador de batería basado en la topología Buck-Boost bidireccional operado como Boost, el cual implementa un controlador de modo deslizante (SMC) para garantizar la estabilidad del voltaje en las cargas del Bus DC.

Este artículo propone un controlador a nivel de simulación para la regulación de voltaje para el sistema de suministro de energía híbrido de un UAV que puede tener como fuente primaria una celda de combustible o un motor de combustión interna, que es complementado por una batería como fuente

Digital Object Identifier: (only for full papers, inserted by LACCEI).
ISSN, ISBN: (to be inserted by LACCEI).
DO NOT REMOVE

secundaria. Además, el modelo es conformado por un convertidor DC/DC Buck-Boost bidireccional y un convertidor Boost unidireccional controlados por controladores PI en cascada, que mantienen regulado el voltaje en el Bus DC.

II. ASPECTOS METODOLÓGICOS

A. Consideraciones de Diseño

Nuestro diseño considera dos topologías de un sistema de energía híbrido, con diferentes fuentes primarias de alimentación. La Figura 1 muestra como fuente primaria a una FC, la cual envía energía en un solo sentido debido a que su voltaje es menor al voltaje del Bus DC. Por ello es necesario un convertidor DC Boost el cual elevará este voltaje. La fuente secundaria es una batería conectada al Bus DC mediante un convertidor DC bidireccional, que permite cambiar el flujo de carga eléctrica dependiendo de los requerimientos de energía del sistema, lo que significa que la batería se carga o entrega energía dependiendo del requerimiento del sistema.

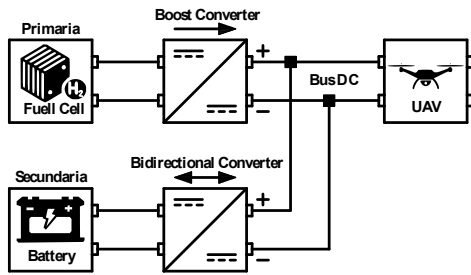


Figura 1: Topología con celda de combustible

Por otro lado, en la Figura 2 se presenta un ICE como fuente primaria, el cual para conectarse al convertidor DC Boost requiere de un convertidor AC/DC. De forma similar a la Figura 1, la batería se conecta Bus DC a través de un convertidor DC bidireccional, que actúa como fuente de energía secundaria o de respaldo.

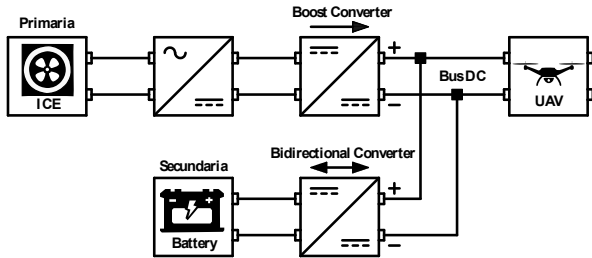


Figura 2: Topología con motor de combustión interna

Para nuestro análisis se seleccionó al MG-1P, que es UAV utilizado para tareas agrícolas de pulverización de agroquímicos como fertilizantes o pesticidas, cuya especificación de la batería (único sistema de abastecimiento de energía) se presenta en la Tabla I. Dicha batería cuando está cargada al 100% presenta un voltaje de 50.4V pudiendo operar hasta un voltaje de 38.4V [21]. Un voltaje fuera de este rango es peligroso para la operación del UAV. Por ello el convertidor debe mantener el voltaje del Bus DC en 50.4V.

TABLA I
CARACTERÍSTICAS DEL UAV MG-1P [21]

Batería	Capacidad	12000 mAh
	Voltaje nominal	12S - 44.4 V
	Voltaje máximo	50.4 V
	Tasa de descarga	20 C
Parámetros de vuelo	Peso	4 Kg
	Tiempo de vuelo	9 min
	Potencia promedio	3800 W
	Corriente promedio	75 A

Para entregar la energía necesaria, la celda de combustible y la batería deben trabajar sincronizados asegurando un valor constante de voltaje. La regulación de voltaje del Bus DC es de suma importancia para el funcionamiento estable del sistema. Como el voltaje de la batería depende del estado de carga (puede ser menor, igual o mayor que el voltaje del Bus DC) se tiene que utilizar un convertidor Buck-Boost bidireccional para asegurar las condiciones óptimas y seguras de operación [19].

El procedimiento metodológico involucra el análisis del circuito con el objetivo de describir el comportamiento dinámico del sistema a través de ecuaciones diferenciales. Estas ecuaciones se reformulan en forma de un sistema de ecuaciones de estado para determinar la relación entre las variables de salida y las variables de entrada, expresadas en términos de funciones de transferencia. A partir de esto, se elige una estrategia de control y se utiliza el método de lugar geométrico de raíces, para ajustar las constantes correspondientes con el fin de obtener la respuesta esperada.

III. CONVERTIDOR BUCK BOOST

La Figura 3 corresponde a un convertidor Buck-Boost bidireccional el cual tiene la capacidad de proporcionar un voltaje controlado y estable al Bus DC mediante el uso de componentes como un capacitor C , un inductor L , transistores de conmutación Q_1 y Q_2 y una fuente de voltaje v_b que representa la batería. Se modela el Bus DC como una fuente de corriente i_o que indica la dirección de flujo de energía. El convertidor puede suministrar energía desde la batería para satisfacer las demandas de alta corriente del UAV o, alternativamente, almacenar energía en la batería cuando no se requiere energía adicional por parte del UAV. La combinación de estos componentes permite una operación bidireccional eficiente y controlada del convertidor Buck-Boost.

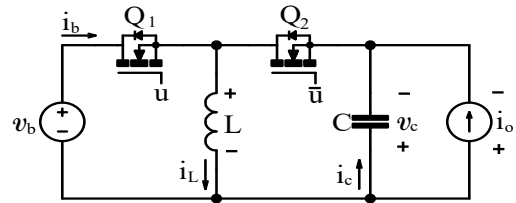


Figura 3: Convertidor Buck-Boost bidireccional.

La Figura 4 representa el circuito equivalente del convertidor Buck-Boost en sus dos estados. El circuito se describe en términos de la señal de control del MOSFET con

valores de $u = 1$ y $u = 0$, que representan los dos estados del circuito. El análisis del modelo dinámico se lleva a cabo en base a las ecuaciones (1) y (2) para el primer estado; y las ecuaciones (3) y (4) para el segundo estado de operación.

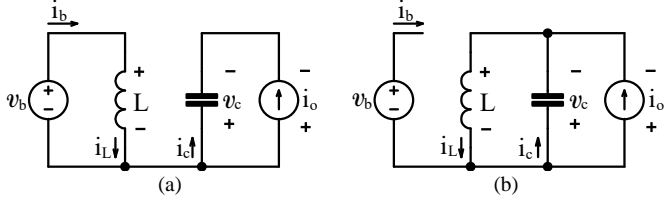


Figura 4: Circuito equivalente convertidor Buck-Boost. (a) Circuito equivalente cuando Q1= ON y Q2=OFF. (b) Circuito equivalente cuando Q1 = OFF y Q2 = ON.

$u = 1$	$u = 0$
$L \frac{di_L}{dt} = v_b$ (1)	$L \frac{di_L}{dt} = -v_c$ (3)
$C \frac{dv_c}{dt} = -i_o$ (2)	$C \frac{dv_c}{dt} = i_L - i_o$ (4)

Utilizando los principios de equilibrio de carga y flujo obtenemos nuestro modelo conmutado, el cual describe las ecuaciones diferenciales de la corriente i_L en el inductor (5) y la del voltaje v_c en el capacitor (6):

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{v_b \cdot u - v_c \cdot (1 - u)}{L} \quad (5)$$

$$\frac{dv_c}{dt} = \frac{v_b \cdot u - v_c \cdot (1 - u)}{C} \quad (6)$$

El ciclo de trabajo de conmutación d (*duty cycle*) se obtiene aplicando la aproximación de ondulación pequeña a la señal u del MOSFET [19], como se representa en la ecuación (7), de manera que en vez de trabajar con una variable discontinua en términos de u ahora se trabajará con la variable discreta d , que se encuentra entre 0 y 1.

$$d = \frac{1}{T} \int_0^T u \cdot dt \quad (7)$$

De manera similar, se obtiene las ecuaciones diferenciales promediadas de la corriente del inductor i_L (8) y del voltaje del capacitor v_c (9).

$$f1: \frac{di_L}{dt} = \frac{v_b \cdot d - v_c \cdot (1 - d)}{L} \quad (8)$$

$$f2: \frac{dv_c}{dt} = \frac{i_L \cdot (1 - d) - i_o}{C} \quad (9)$$

Para el sistema considerado, se identifican tres variables de entrada: d , v_b , i_o , las cuales representan respectivamente el ciclo de trabajo, el voltaje de la batería y el flujo de corriente bidireccional entre el convertidor y el Bus DC, que conforman el vector de entrada, representado en la ecuación (10).

$$u = \begin{bmatrix} d \\ v_b \\ i_o \end{bmatrix} \quad \text{vector de entrada} \quad (10)$$

Además, se identifican las variables del vector de estado: i_L y v_c las cuales representan respectivamente la corriente en el inductor y el voltaje de salida, que se muestra en la ecuación (11).

$$x = \begin{bmatrix} i_L \\ v_c \end{bmatrix} \quad \text{vector de estado} \quad (11)$$

En este punto, se procede a establecer las ecuaciones que permiten determinar el comportamiento dinámico del sistema y la salida correspondiente.

- Ecuación de estado del sistema:

$$\dot{x}(t) = A_m x(t) + B_m u(t) \quad (12)$$

- Ecuación de salida del sistema:

$$y(t) = C_m x(t) + D_m u(t) \quad (13)$$

Se procede a calcular los jacobianos A_m y B_m con respecto a las variables de estado y las variables de entrada:

$$A_m = \begin{bmatrix} \frac{\partial f1}{\partial i_L} & \frac{\partial f1}{\partial v_c} \\ \frac{\partial f2}{\partial i_L} & \frac{\partial f2}{\partial v_c} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{-(1-D)}{L} \\ \frac{1-D}{C} & 0 \end{bmatrix} \quad (14)$$

$$B_m = \begin{bmatrix} \frac{\partial f1}{\partial d} & \frac{\partial f1}{\partial v_b} & \frac{\partial f1}{\partial i_o} \\ \frac{\partial f2}{\partial d} & \frac{\partial f2}{\partial v_b} & \frac{\partial f2}{\partial i_o} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{v_b + v_c}{L} & \frac{D}{L} & 0 \\ \frac{-L}{C} & 0 & \frac{-1}{C} \end{bmatrix} \quad (15)$$

De acuerdo con el análisis previo, se tiene un sistema de 2do orden dado que se cuenta con 2 variables de estado a controlar (voltaje v_c y corriente i_L) y según la literatura [18], [22] es recomendable reducir el orden del sistema. No obstante, realizar un control directo sobre v_c , deriva en un sistema de fase no mínima, siendo necesario utilizar técnicas de control más avanzadas (caso se pretenda hacer el control directo sobre el voltaje). Para evitar esto es necesario redefinir el vector de salida y controlar indirectamente el voltaje de salida por medio de la corriente del inductor.

$$y = [i_L] \quad (16)$$

Considerando la ecuación (16) se calculan los jacobianos C_m y D_m :

$$C_m = \begin{bmatrix} \frac{\partial i_L}{\partial i_L} & \frac{\partial i_L}{\partial v_c} \end{bmatrix} = [1 \quad 0] \quad (17)$$

$$D_m = \begin{bmatrix} \frac{\partial i_L}{\partial d} & \frac{\partial i_L}{\partial v_b} & \frac{\partial i_L}{\partial i_o} \end{bmatrix} = [0 \quad 0 \quad 0] \quad (18)$$

Aplicando la transformada de Laplace a la ecuación (12) y (13), se puede obtener su representación en el dominio de la frecuencia compleja.

$$\begin{aligned} \mathcal{L}\{\dot{x}(t) = A_m x(t) + B_m u(t)\} \\ SX(s) = AX(s) + Bu(s) \\ X(s) = (SI - A)^{-1} Bu(s) \end{aligned} \quad (19)$$

$$\begin{aligned} \mathcal{L}\{y(t) = C_m x(t) + D_m u(t)\} \\ Y(s) = CX(s) + Du(s) \\ Y(s) = C(SI - A)^{-1} Bu(s) + Du(s) \end{aligned} \quad (20)$$

A partir de las ecuaciones (19) y (20) se puede hallar la función de transferencia que describe al sistema en términos de los valores del inductor L , del capacitor C , del voltaje de la batería V_b , del voltaje en el capacitor V_c , de la corriente en el inductor i_L , de la corriente i_o y del ciclo de trabajo d .

$$G(s) = \frac{Y(s)}{u(s)} = C(SI - A)^{-1}B + D \quad (21)$$

La Figura 5 muestra que la corriente en el inductor i_L depende de las funciones de transferencia y de las variables del vector de entrada.

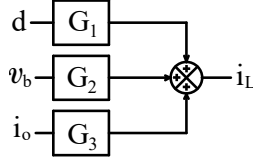


Figura 5: Diagrama de bloques de i_L respecto al vector de entrada.

En régimen permanente, tanto las variaciones de corriente como de voltaje deben ser nulas. Por lo tanto, es necesario igualar las ecuaciones (8) y (9) a cero, y denotar las variables en mayúsculas.

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{V_b \cdot D - V_c \cdot (1 - D)}{L} = 0$$

$$V_c = \frac{V_b \cdot D}{1 - D} \quad (22)$$

$$\frac{dv_c}{dt} = \frac{I_L \cdot (1 - D) - I_o}{C} = 0$$

$$I_L = \frac{I_o}{1 - D} \quad (23)$$

A partir de las ecuaciones (22) y (23) se obtiene las ecuaciones para el ciclo de trabajo en el punto de operación:

$$D = \frac{V_c}{V_c + V_b} = \frac{I_L - I_o}{I_L} \quad (24)$$

El modelo matemático del circuito puede ser obtenido a partir de las ecuaciones mencionadas previamente, mediante la sustitución de los valores de los componentes del circuito y los parámetros eléctricos del UAV MG-1P, que se encuentran descritos en la Tabla II. Donde V_b es el voltaje máximo de la batería que actuará como fuente secundaria.

Por otro lado, V_c es el voltaje establecido del Bus DC, que para el análisis corresponde al voltaje máximo de la batería original. En tanto i_o es la corriente promedio que consume el MG-1P a su voltaje máximo. El cálculo de los valores del inductor L y el capacitor C , son abordados en [24].

TABLA II
PARÁMETROS DE OPERACIÓN PARA EL CONVERTIDOR BUCK BOOST

Voltaje de entrada (batería)	V_b	50.4V
Voltaje del Bus DC	V_c	50.4V
Corriente de salida	i_o	75A
Inductor	L	56uH
Capacitor	C	330uF
Frecuencia de conmutación	F_S	100kHz

A través de la utilización de la herramienta Matlab, se construyó el modelo de espacio de estados de la corriente en el inductor. Como resultado de este proceso, se obtuvieron tres funciones de transferencia: G_1 , G_2 y G_3 , vistas previamente en la Figura 5. Se enfoca la atención particularmente en G_1 , puesto que es la función de transferencia que describe el modelo matemático del circuito en cuestión, y que permite modelar la respuesta de la corriente en el inductor frente a los cambios del ciclo de trabajo, y se expresa en la ecuación (25).

$$G_1 = \frac{1.8 \times 10^6 s + 4.058 \times 10^9}{s^2 + 1.353 \times 10^7} \quad (25)$$

La Figura 6 presenta la respuesta en frecuencia del modelo matemático diseñado y el comportamiento del circuito bajo un análisis de barrido en frecuencia, con el objetivo de identificar el conjunto de frecuencias donde las variaciones en la magnitud y fase no son significativas; y en las cuales el controlador puede proporcionar una actuación efectiva.

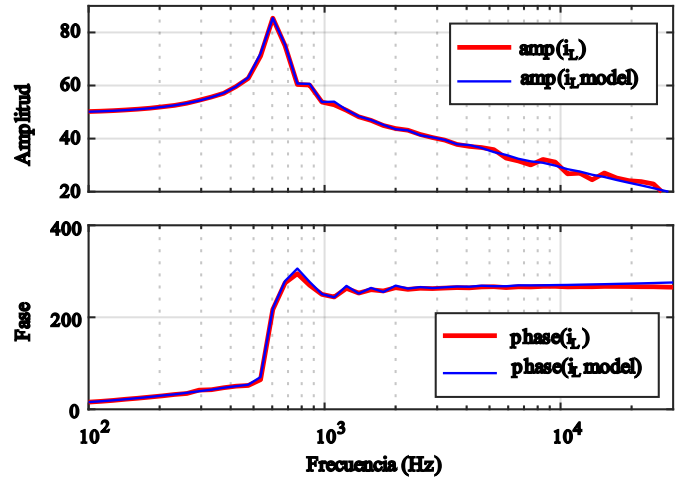


Figura 6: Respuesta en frecuencia del modelo matemático y la simulación del circuito convertidor Buck-Boost.

Se optó por seleccionar un controlador PI debido a su simplicidad de sintonización y menor susceptibilidad a provocar oscilaciones en la respuesta del sistema. Se usa el lugar geométrico de raíces para sintonizar los parámetros del controlador y mejorar su respuesta transitoria, obteniéndose la ecuación (26) que representa al controlador de corriente en el inductor.

$$C_i(s) = \frac{0.018832 * (s + 1.426 \times 10^4)}{s} \quad (26)$$

En la Figura 7 se presenta el esquemático del controlador C_i para el convertidor propuesto. La retroalimentación del sistema se realiza por medio de un sensor de corriente S_c ubicado en el circuito del inductor. Este se compara con una señal de corriente de referencia i_{ref} y su diferencia se utiliza para ajustar y corregir el ancho de pulso (PWM) alrededor del punto de operación D para proporcionar la señal de conmutación u a los MOSFET.

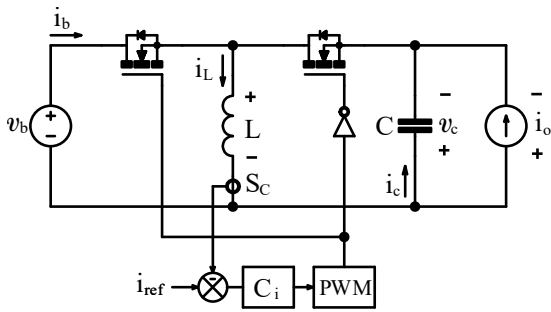


Figura 7: Esquema del controlador de corriente en el inductor i_L .

En la Figura 8 se muestra la respuesta simulada del controlador frente a diferentes escenarios:

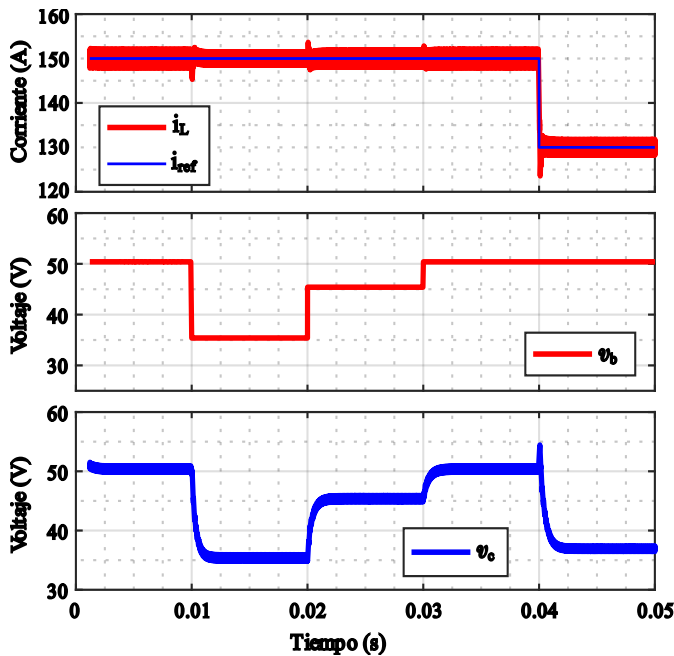


Figura 8: Respuesta del controlador frente a los cambios de v_b e i_{ref} .

- En el instante $t=0$, se establece una corriente de referencia $i_{ref}=150A$, con un voltaje de batería de $50.4V$. Se observa que la corriente en la bobina alcanza un valor promedio de $150A$ y se mantiene constante en dicho valor.
- En el instante $t=0.01s$, se produce una variación en v_b , disminuyendo su valor a $35V$. Sin embargo, se observa que la corriente en la bobina se mantiene constante en su valor promedio anterior de $150A$.
- En el instante $t=0.02s$, se produce una variación en el voltaje de la batería, aumentando su valor a $45V$. A pesar de este cambio, en el voltaje de la batería, se observa que la corriente en la bobina se mantiene constante en su valor promedio anterior de $150A$.
- En el instante $t=0.03s$, se produce un aumento en el voltaje de la batería, alcanzando un valor de $50.4V$. Se observa que la corriente en la bobina se mantiene constante en su valor promedio anterior de $150A$.

- En el instante $t=0.04s$, se realiza un cambio en la corriente de referencia, estableciéndose en un valor de $130A$. Se observa que la corriente en la bobina comienza a seguir esta nueva referencia, manteniéndose en un valor constante promedio igual a $130A$.

La Figura 9 muestra el diagrama de bloques del sistema del controlador de corriente en lazo cerrado.

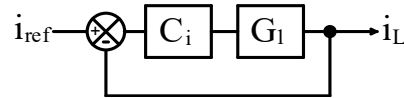


Figura 9: Sistema dinámico de lazo cerrado del controlador respecto a i_L .

Una vez controlada la corriente que atraviesa al inductor, ésta se comporta como una fuente de corriente que depende de la corriente de referencia, es decir, $i_L = i_{ref}$. Al reemplazar la corriente de referencia en la ecuación (9) y llevarla al dominio de Laplace, obtenemos la ecuación (27), la cual muestra que el voltaje de salida $V_c(s)$ depende de la corriente de salida y de la corriente de referencia.

$$V_c(s) = \frac{(1-D) \cdot I_{ref}(s)}{C \cdot s} + \frac{-I_o(s)}{C \cdot s} \quad (27)$$

Considerando que nuestro objetivo es obtener el voltaje de salida en función de la corriente de referencia, se utilizará la ecuación (28) como modelo para la elaboración del controlador de voltaje.

$$G_{iref}(s) = \frac{V_c(s)}{I_{ref}(s)} = \frac{1-D}{C \cdot s} \quad (28)$$

Siguiendo los criterios de selección del controlador de corriente, se escogió un controlador PI para el controlador de voltaje. A partir de la función de transferencia de la ecuación (28), se llevó a cabo el diseño del controlador de voltaje para el Bus DC, mediante la utilización de herramienta Matlab para ajustar los parámetros del controlador, obteniéndose la ecuación (29) que representa al controlador de voltaje de salida en el Bus DC.

$$Cv(s) = \frac{1.4814 \cdot (s + 5655)}{s} \quad (29)$$

En la figura 10 se presenta el diagrama de bloques del control en cascada. El bloque interno representa al controlador de corriente C_i y el bloque externo representa al controlador de voltaje C_v del Bus DC. Donde el voltaje de referencia v_{ref} se configura en un valor constante equivalente al voltaje máximo de la batería utilizada como fuente secundaria.

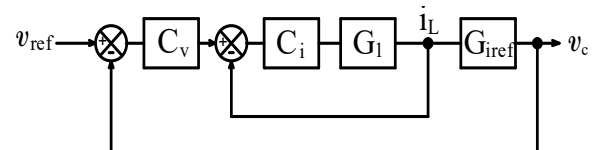


Figura 10: Diagrama de bloques del control en cascada para tener voltaje del Bus DC regulado.

En la Figura 11 se presenta el esquema de interconexión de los controladores y el circuito del convertidor Buck-Boost propuesto.

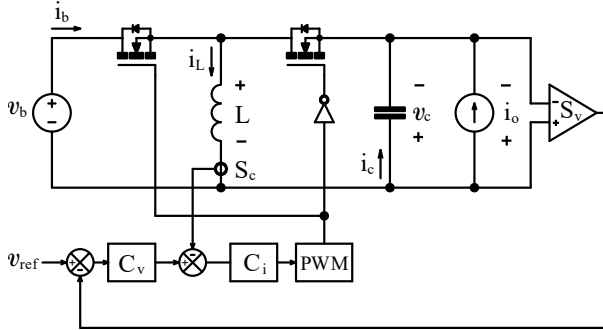


Figura 11: Circuito del control en cascada del convertidor Buck Boost bidireccional.

Los resultados de la simulación presentados en la Figura 12 muestran las tres posibles situaciones en las que el sistema de carga/descarga de la batería puede encontrarse frente a diversas perturbaciones. Para todos los casos se ha establecido el voltaje de referencia en 50.4V.

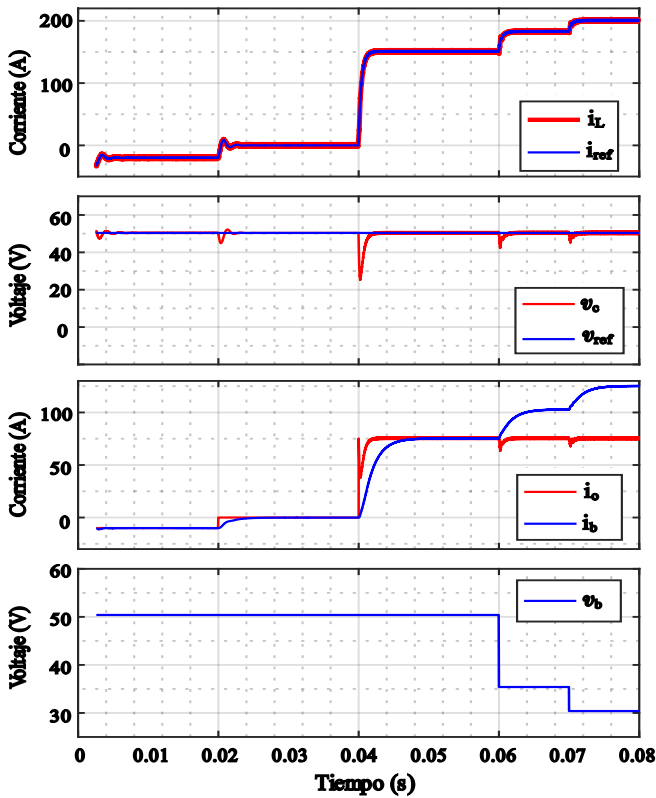


Figura 12: Respuesta del controlador ante perturbaciones.

- En el instante $t=0s$, la corriente de la batería i_b es negativa, lo que indica que la batería se está cargando. Mientras que el voltaje de salida v_c , se mantiene al nivel del voltaje de referencia.
- En el instante $t=0.02s$, la corriente de la batería es cero, lo que implica que la batería no está entregando ni recibiendo

corriente, no obstante, v_c se establece al voltaje de referencia.

- En el instante $t=0.04s$, se produce un fallo en la fuente primaria y la batería entra en modo de respaldo, suministrando toda la corriente al Bus DC, lo que resulta en una corriente de $i_o=75A$. Logrando regular el voltaje en el Bus DC a un valor de 50.4V.
- En los instantes $t=0.06s$ y $t=0.07s$, se presenta una disminución repentina del voltaje de la batería de 15V y 5V consecutivamente, a lo cual el controlador responde aumentando la corriente en el inductor y regulando el voltaje del Bus DC al valor de referencia.

Durante el inicio de estas perturbaciones, el sistema presenta breves picos en el nivel de voltaje de salida, lo cual es característicos de perturbaciones abruptas. No obstante, se logra un control efectivo de los mismos hasta alcanzar el valor de referencia establecido.

IV. CONVERTIDOR BOOST

Como se ha indicado previamente, el nivel de voltaje del Bus DC se ha fijado en 50.4 V, el cual representa la carga completa de la batería. Dado que la nueva fuente de alimentación primaria puede tener un nivel de voltaje inferior o igual al mencionado, se implementará un convertidor Boost para aumentar el voltaje de entrada, asegurando así la estabilidad del voltaje en el Bus DC.

El circuito convertidor Boost se muestra en la Figura 13, donde u es la señal de control que permite conmutar el estado del transistor Q . En cada ciclo de conmutación, la fuente de energía primaria v_p entrega energía que se almacena en el inductor, y luego se libera hacia la carga a través del diodo y el capacitor. El proceso se repite a una frecuencia constante para mantener regulado el voltaje entregado al Bus DC.

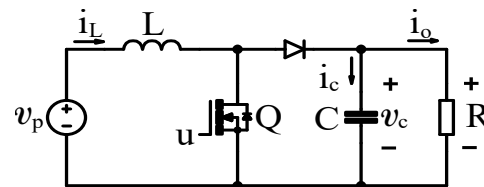


Figura 13: Circuito del Convertidor Boost

La Figura 14 ilustra el circuito equivalente del convertidor Boost en sus dos estados, que dependen de la señal de control u que excita al MOSFET, y a partir de las cuales se establecen las ecuaciones (30)-(33).

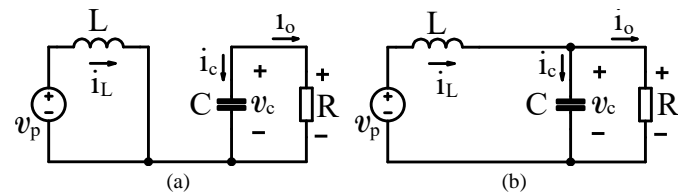


Figura 14: Circuito del Convertidor Boost equivalente, de acuerdo a su estado de conmutación. (a) Circuito equivalente cuando $Q=ON$ y $D1=OFF$. (b) Circuito equivalente cuando $Q=OFF$ y $D1=ON$.

$u = 1$	$u = 0$
$V_L = L \frac{di}{dt} = V_p$ (30)	$V_L = L \frac{di}{dt} = V_p - V_c$ (32)
$i_c = C \frac{dV_c}{dt} = \frac{-V_c}{R}$ (31)	$i_c = i_L - \frac{-V_c}{R}$ (33)

Con base a las ecuaciones previamente mencionadas, se halla el modelo promediado del sistema:

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{v_p - v_c \cdot (1 - d)}{L} \quad (34)$$

$$\frac{dv_c}{dt} = \frac{i_L \cdot (1 - d) - \frac{V_c}{R}}{C} \quad (35)$$

De esta manera se establece como las variables del vector de entrada al ciclo de trabajo d y el voltaje de la fuente primaria v_p . También se establece como variables del vector de estado a la corriente en el inductor i_L y al voltaje de salida del Bus DC v_c , determinando las ecuaciones (36) y (37) que modelan el comportamiento dinámico del sistema del convertidor Boost. Como paso siguiente, se realizará un control en cascada, donde el controlador interno debe regular la corriente en el inductor, mientras que el controlador externo regula el voltaje de salida en el Bus DC, de manera similar al proceso realizado para el convertidor Buck-Boost.

$$\begin{aligned} x(t) &= A_m x(t) + B_m u(t) \\ \begin{bmatrix} \dot{i}_L \\ \dot{v}_c \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} 0 & \frac{D-1}{L} \\ \frac{1-D}{C} & \frac{-1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ v_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{V_c}{L} & \frac{1}{L} \\ -\frac{I_L}{C} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} d \\ v_p \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (36)$$

$$\begin{aligned} y &= C_m x + D_m U \\ [i_L] &= [1 \quad 0] \begin{bmatrix} i_L \\ v_c \end{bmatrix} + [0 \quad 0] \begin{bmatrix} d \\ v_p \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (37)$$

Aplicando la ecuación (21) se determina la función de transferencia de nuestro sistema, y para determinar la relación del voltaje de salida V_c y la corriente en el inductor I_L con el ciclo de trabajo D , se hace un análisis en estado estacionario de las ecuaciones (34) y (35), donde las variaciones son iguales a cero.

$$V_c = \frac{V_p}{1 - D} \quad (38)$$

$$I_L = \frac{V_c}{(1 - D) \cdot R} \quad (39)$$

$$1 - D = D' = \frac{V_p}{V_c} = \frac{V_c}{I_L \cdot R} \quad (40)$$

El modelo matemático del circuito puede ser obtenido a partir de las ecuaciones (38)-(40), mediante la sustitución de los valores de los componentes del circuito y los parámetros del UAV, los cuales se encuentran definidos en la Tabla III.

TABLA III
PARÁMETROS DE OPERACIÓN DE NUESTRO SISTEMA PARA EL CONVERTIDOR BOOST

Voltaje de la fuente primaria	V_p	25.2V
Voltaje del Bus DC	V_c	50.4V
Corriente de salida	i_o	75A
Inductor	L	56uH
Capacitor	C	330uF
Carga	R	0.668Ω
Frecuencia de conmutación	F_s	100kHz

Donde V_p es el voltaje de la celda de combustible, la cual será la fuente de energía primaria del UAV. Por otro lado V_c es el voltaje establecido del Bus DC que es igual al voltaje máximo de la batería original. En tanto i_o es la corriente promedio que consume el MG-1P, dicho consumo será simulado utilizando una la resistencia de carga R .

Definidos todos los valores y parámetros de las ecuaciones (36) y (37), utilizamos Matlab para la representación de espacio de estados que permite hallar la función de transferencia que describe el comportamiento de la corriente en el inductor frente a las variaciones del ciclo de trabajo:

$$G_4 = \frac{V_c(s)}{I_{ref}(s)} = \frac{900000s + 8.165 \times 10^9}{s^2 + 4536s + 1.353 \times 10^7} \quad (41)$$

En la Figura 15 se presenta la respuesta en frecuencia del modelo matemático diseñado y el comportamiento del circuito bajo un análisis de barrido en frecuencia, ambos presentan un comportamiento similar para un amplio ancho de banda.

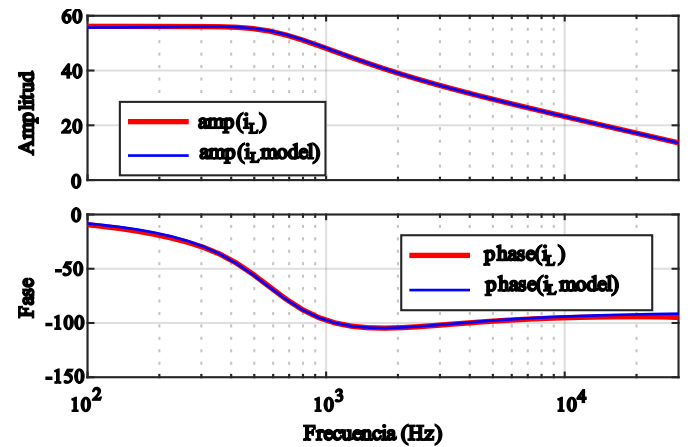


Figura 15: Respuesta en frecuencia del modelo matemático y la simulación del circuito convertidor Boost

Se eligió un controlador PI para controlar el sistema. Para diseñarlo, se utiliza Matlab para ajustar los parámetros del controlador, lo que resultó en la ecuación (42).

$$C_i(s) = \frac{0.049754 * (s + 17230)}{s} \quad (42)$$

La interconexión del controlador y el circuito del convertidor se muestra en la Figura 16, donde es necesario integrar un sensor de corriente S_c para completar el lazo de realimentación del controlador.

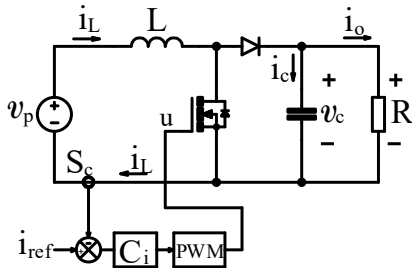


Figura 16: Diagrama del controlador de corriente en el inductor

En la Figura 17 se muestra la respuesta simulada del controlador frente a diferentes escenarios:

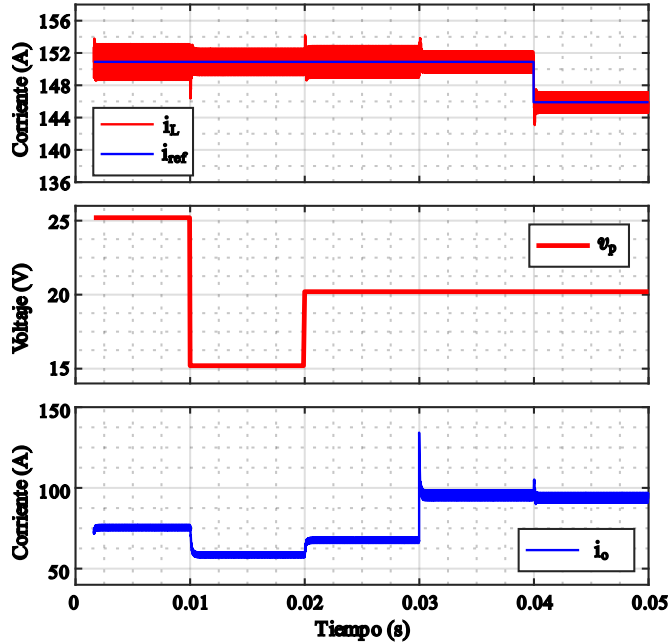


Figura 17: Comportamiento del convertidor ante la variación de voltaje de la fuente primaria v_p y la corriente de referencia i_L .

- Al instante inicial $t=0$, se establece una corriente de referencia de 150.9A, y un voltaje de 25.2V de la celda de combustible, observándose que la corriente en el inductor alcanza a i_{ref} y mantiene constante su promedio.
- En $t=0.01s$, i_{ref} se mantiene constante, pero el voltaje en la celda de combustible cae en 10V, aun así, el valor promedio de i_L se mantiene constante en 150.9 A.
- En $t=0.02s$, i_{ref} se mantiene constante a 150.9A, y el voltaje en la celda de combustible aumenta en 5V, mientras que i_L continúa manteniendo un promedio constante.
- En $t=0.03s$, al mismo valor de i_{ref} , la resistencia de carga cambia a $R = 0.334 \Omega$, aumentando la corriente de salida i_o . Sin embargo, el valor promedio de i_L permanece constante.
- En $t=0.04s$, i_{ref} decrece en 5 A, manteniendo constante los demás parámetros, a lo que el controlador responde regulando i_L al valor de la corriente de referencia i_{ref} .

De la Figura 17 se puede indicar que el sistema regula correctamente la corriente del inductor aun cuando se tiene perturbaciones en el voltaje que entrega la celda de combustible o cuando la carga experimenta grandes variaciones. Ya en la Figura 18 se presenta el diagrama de bloques del sistema del controlador en lazo cerrado.

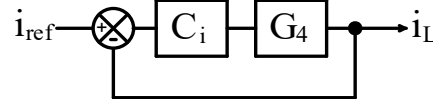


Figura 18: Sistema de lazo cerrado del controlador de i_L respecto a i_{ref}

Una vez controlada la corriente que atraviesa al inductor, este pasa a comportarse como una fuente de corriente que depende de la corriente de referencia ($i_L = i_{ref}$). Utilizando la ecuación (35) en el dominio de Laplace se tiene:

$$V_c(s) = \frac{D' \cdot I_{ref}(s)}{C \cdot s} + \frac{V_c(s)}{C \cdot s} \quad (43)$$

Expresando la ecuación (43) como función de transferencia con respecto a i_{ref} se obtiene:

$$G_{i_{ref}}(s) = \frac{V_c(s)}{I_{ref}(s)} = \frac{D'}{C \cdot s + \frac{1}{R}} \quad (44)$$

Siguiendo los lineamientos ya establecidos, se optó por la utilización de un controlador PI, el cual se describe mediante la ecuación (45) y cuyos parámetros fueron hallados y ajustados con Matlab.

$$C_v(s) = \frac{1.2827 \cdot (s + 10830)}{s} \quad (45)$$

En la Figura 19 se presenta el diagrama de bloques para los controladores de corriente y voltaje en cascada.

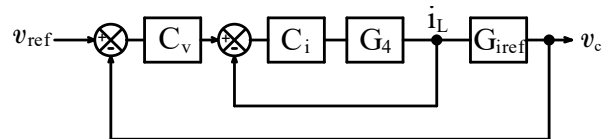


Figura 19: Diagrama de bloques de control de nuestro control en cascada del convertidor Boost.

Ya el diagrama de conexión con el circuito del convertidor Boost se muestra en la Figura 20, donde adicionalmente es necesario un sensor de voltaje S_v en el Bus DC.

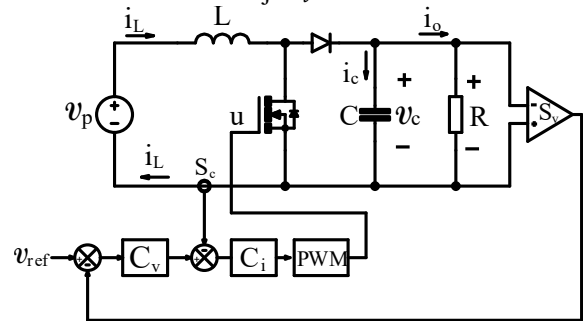


Figura 20: Circuito de control en cascada del convertidor Boost.

Para evaluar el desempeño del controlador en cascada del convertidor Boost diseñado, se sometió el circuito (mediante simulación) a diversas perturbaciones. Las respuestas del sistema para todos los casos consideran un voltaje de referencia de 50.4V, que es el nivel de voltaje esperado en el Bus DC. La Figura 21 muestra las diferentes respuestas obtenidas durante las simulaciones realizadas.

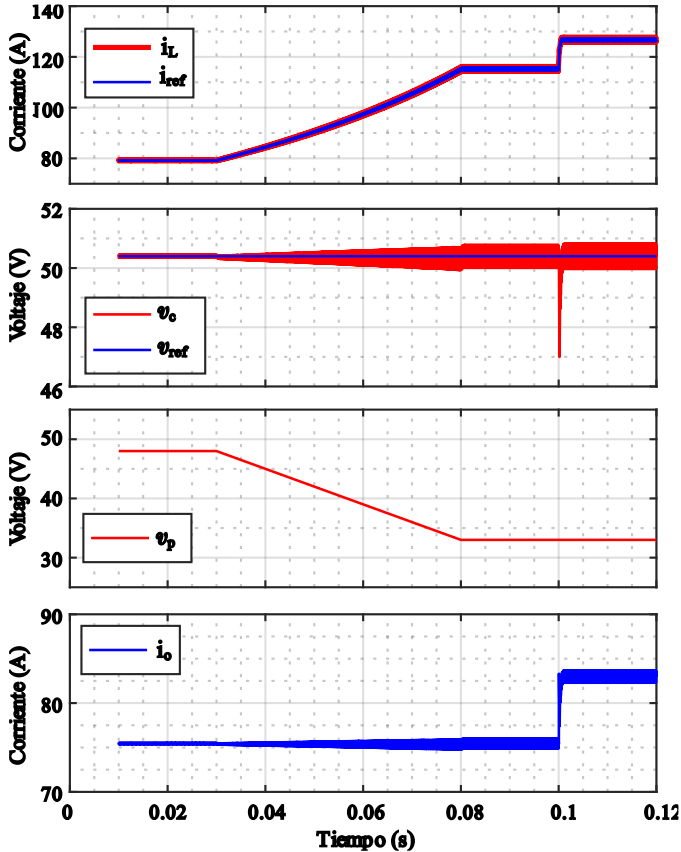


Figura 21: Respuesta del controlador del convertidor Boost

- En el instante $t=0s$, se establece el voltaje que entrega la celda de combustible $v_p = 48V$, con una resistencia de carga $R = 0.668 \Omega$; el sistema se establece y mantiene regulado a $v_c = 50.4V$.
- En el instante $t=0.03s$, se produce una disminución lineal del voltaje de la celda de combustible hasta alcanzar los 43V. En respuesta a este evento, el sistema aumenta linealmente la corriente en el inductor i_L para regular el voltaje de salida al nivel del valor de referencia.

Es importante destacar que el comportamiento de una celda de combustible difiere del simulado, ya que su voltaje no disminuye en función del tiempo como ocurre en una batería. El voltaje de una celda de combustible se mantiene constante siempre que exista un suministro continuo de combustible y oxidante, y se apaga cuando se detiene el suministro. Por lo tanto, esta prueba se llevó a cabo por razones prácticas para poder evaluar la respuesta del controlador a las variables del sistema.

- En $t=0.08s$, el voltaje de la celda de combustible es establecido en 33V, permanece constante, manteniéndose de igual forma V_c , observándose un rizo menor a 1Vpp.
- En el instante $t=0.1s$, se adiciona una resistencia $R = 6.68 \Omega$ en paralelo a la carga, simulando una maniobra abrupta del UAV. Como respuesta, el controlador aumenta i_{ref} , lo que conduce a un aumento de la corriente suministrada por la batería para mantener el voltaje de salida estable.

Estas pruebas permitieron verificar la capacidad del controlador en cascada para regular el voltaje, de modo que se demuestra que para maniobras diferentes del UAV (donde la necesidad de energía varía) el controlador satisface dichos requerimientos.

Además, es importante analizar y determinar el tiempo de respuesta de los controladores ya que el UAV requiere de una respuesta rápida para no comprometer la adecuada operación de vuelo. En ese sentido, observando detalladamente la Figura 12 del convertidor Buck-Boost, se aprecia que en el instante $t=0.04s$ se tiene un tiempo de establecimiento de 0.002s como se representa en la Figura 22(a). Además, se calcula la variabilidad de voltaje en:

$$\Delta v_{cBuckBoost} = \left| \frac{50.8 - 49.9}{50.40} \right| = 1.78\%$$

Ya respecto al Convertidor Boost en el instante $t=0.1s$ (ver Figura 21), se puede observar que el tiempo de respuesta del controlador tiene un tiempo de establecimiento de 0.0005s (tiempo relativamente pequeño) como se observa en la Figura 22(b). El cálculo de variabilidad de voltaje es:

$$\Delta v_{cBoost} = \left| \frac{50.95 - 49.85}{50.40} \right| = 2.18\%$$

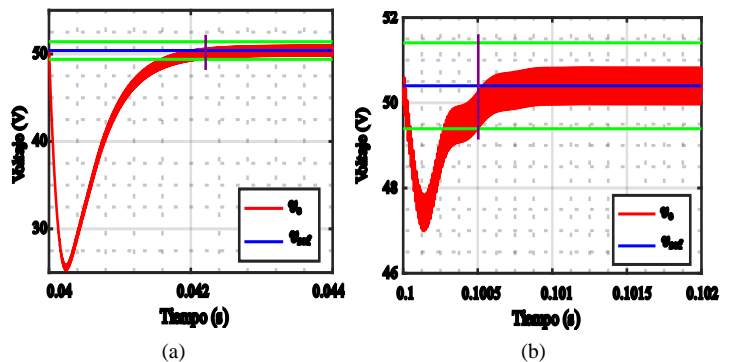


Figura 22: (a) el tiempo de respuesta del controlador Buck-Boost es de 0.002s, (b) el tiempo de respuesta para el controlador Boost de 0.0005s aprox.

IV. CONCLUSIONES

El levantamiento del estado del arte y la teoría de control, así como los resultados alcanzados nos lleva a concluir que el controlador debe implementar un control en cascada para el UAV MG-1P estudiado. El controlador desarrollado permite que la conexión de la batería (la cual puede tener un voltaje menor, igual o mayor que el voltaje del Bus DC) controle tanto corriente como voltaje, como demostrado en la Figura 12. Además, el control de voltaje de carga del convertidor Boost

unidireccional permite asegurar los parámetros adecuados de funcionamiento del UAV a través de un voltaje regulado, como se demostró en la Figura 21.

Respecto al análisis de las perturbaciones abruptas, se concluye que se logra un control efectivo al alcanzar el valor de referencia establecido. De la Figura 17 se puede indicar que el sistema regula correctamente la corriente del inductor aun cuando se tiene perturbaciones en el voltaje que entrega la celda de combustible. Estas pruebas permitieron verificar la capacidad del controlador en cascada para regular el comportamiento del sistema en diferentes condiciones de operación y maniobras del UAV.

También se concluye que el tiempo de respuesta del controlador es adecuado para las operaciones de un UAV ya que el mayor tiempo de establecimiento toma 0.002s. De la misma forma la variabilidad de voltaje en los convertidores se encuentra en un rango aceptable, ya que el convertidor Buck-Boost tiene una variación de voltaje en el Bus DC de 1.78%; y el convertidor Boost una variación de 2.18%.

Con base a los resultados se puede concluir que el controlador desarrollado puede ser acoplado en una estrategia de gestión de energía (EMS), que le permita ajustar la corriente en el inductor y el voltaje en la salida; pudiendo también obtener información del estado de la batería (si se encuentra cargándose, descargándose o en standby). El rango de voltajes de entrada aceptados por el convertidor es amplio, pudiendo trabajar con otro tipo de UAVs de características similares. Los convertidores bidireccionales también pueden ser utilizados para añadir supercapacitores al sistema, mejorando la respuesta a las demandas de energía instantánea.

AGRADECIMIENTOS

Esta investigación fue financiada por la Universidad Nacional de San Agustín de Arequipa (UNSA) a través del proyecto de investigación denominado "Prototipo de Multicoptero no tripulado eléctrico-híbrido (Generador de ciclo otto y baterías poliméricas) para mejorar la autonomía energética en procesos de cultivos en la Región Arequipa". Contrato Nro. IBAIB-09-2019-UNSA.

REFERENCIAS

[1] O. O. Babayomi and A. U. Makarfi, "Energy Efficiency in Unmanned Aircraft Systems: A Review," in *IEEE PES/IAS PowerAfrica Conference: Power Economics and Energy Innovation in Africa, PowerAfrica 2019*, 2019, pp. 569–574. doi: 10.1109/PowerAfrica.2019.8928766.

[2] N. A. Vu, D. K. Dang, and T. Le Dinh, "Electric propulsion system sizing methodology for an agriculture multicopter," *Aerosp Sci Technol*, vol. 90, pp. 314–326, 2019, doi: 10.1016/j.ast.2019.04.044.

[3] C. Depcik *et al.*, "Comparison of lithium-ion Batteries, hydrogen fueled combustion Engines, and a hydrogen fuel cell in powering a small Unmanned Aerial Vehicle," *Energy Convers Manag*, vol. 207, p. 112514, Mar. 2020, doi: 10.1016/j.enconman.2020.112514.

[4] B. G. Gang and S. Kwon, "Design of an energy management technique for high endurance unmanned aerial vehicles powered by fuel and solar cell systems," *Int J Hydrogen Energy*, vol. 43, no. 20, pp. 9787–9796, 2018, doi: 10.1016/j.ijhydene.2018.04.049.

[5] A. M. Mazur and R. Domanski, "Hybrid energy systems in unmanned aerial vehicles," *Aircraft Engineering and Aerospace Technology*, vol. 91, no. 5, pp. 736–746, May 2019, doi: 10.1108/AEAT-08-2018-0218.

[6] T. Kidd *et al.*, "UAV Power Management, Generation, and Storage System Principles and Design," pp. 1–8, 2020, doi: 10.1109/sustech47890.2020.9150499.

[7] B. Wang *et al.*, "Current technologies and challenges of applying fuel cell hybrid propulsion systems in unmanned aerial vehicles," *Progress in Aerospace Sciences*, vol. 116, 2020, doi: 10.1016/j.paerosci.2020.100620.

[8] K. Han, H. Qian, Q. Zhang, L. Liu, and X. Hu, "Optimization of Energy Management System for Fuel-Cell/Battery Hybrid Power in Unmanned Aerial Vehicle," in *2019 22nd International Conference on Electrical Machines and Systems, ICEMS 2019*, 2019, doi: 10.1109/ICEMS.2019.8921655.

[9] J. Dutzak, "Liquefied and chemical hydrogen storage in contemporary small drones' fuel cell propulsion systems," in *IOP Conference Series: Materials Science and Engineering*, 2018. doi: 10.1088/1757-899X/421/4/042015.

[10] X. Zhang, L. Liu, Y. Dai, and T. Lu, "Experimental investigation on the online fuzzy energy management of hybrid fuel cell/battery power system for UAVs," *Int J Hydrogen Energy*, vol. 43, no. 21, pp. 10094–10103, 2018, doi: 10.1016/j.ijhydene.2018.04.075.

[11] C. Zeng, R. Abnous, K. Gabani, S. Chowdhury and V. Maldonado, "A new tilt-arm transitioning unmanned aerial vehicle: Introduction and conceptual design," *Aerospace Science and Technology, Elsevier*, 2020, vol. 99, p. 105755, 2020, doi: 10.1016/j.ast.2020.105755.

[12] Z. F. Pan, L. An, and C. Y. Wen, "Recent advances in fuel cells-based propulsion systems for unmanned aerial vehicles," *Appl Energy*, vol. 240, pp. 473–485, 2019.

[13] A. Gong, R. MacNeill, D. Verstraete, and J. L. Palmer, "Analysis of a Fuel-Cell/Battery /Supercapacitor Hybrid Propulsion System for a UAV Using a Hardware-in-the-Loop Flight Simulator," in *2018 AIAA/IEEE Electric Aircraft Technologies Symposium, EATS 2018*, 2018. doi: 10.2514/6.2018-5017.

[14] M. N. Boukoberine, Z. Zhou, and M. Benbouzid, "A critical review on unmanned aerial vehicles power supply and energy management: Solutions, strategies, and prospects," *Applied Energy*, vol. 255. Elsevier Ltd, Dec. 01, 2019. doi: 10.1016/j.apenergy.2019.113823.

[15] J. Carlos and L. Rodríguez, "Diseño y control de los convertidores CC/CC para un sistema híbrido de generación eléctrica compuesto por paneles fotovoltaicos, aerogenerador y pila de combustible con electrolizador," 2014, [Online]. Available: <http://ruja.ujaen.es/jspui/handle/10953/633>

[16] C. Capasso and O. Veneri, "Experimental study of a DC charging station for full electric and plug in hybrid vehicles," *Appl Energy*, vol. 152, pp. 131–142, 2015, doi: 10.1016/j.apenergy.2015.04.040.

[17] O. Posada Álvarez, "Revisión y modelado de los convertidores DC-DC bidireccionales principales," Sep. 2022, [Online]. Available: <https://hdl.handle.net/10902/26029>

[18] X. Zhou and Q. He, "Modeling and simulation of buck-boost converter with voltage feedback control," *MATEC Web of Conferences*, vol. 31, Dec. 2015, doi: 10.1051/MATECCONF/20153110006.

[19] J. D. Bastidas-Rodríguez, D. González, S. Acevedo, J. Peláez-Restrepo, and J. Peláez-Restrepo, "Design and Control of a Buck-Boost Charger-Discharger for DC-Bus Regulation in Microgrids," *Energies (Basel)*, vol. 10, no. 11, p. 1847, Nov. 2017, doi: 10.3390/en10111847.

[20] I. Aharon, A. Kuperman, and D. Shmilovitz, "Analysis of bi-directional buck-boost converter for energy storage applications," *IECON Proceedings (Industrial Electronics Conference)*, pp. 858–863, 2013, doi: 10.1109/IECON.2013.6699246.

[21] Battery Model MG-12000P, "MG-1P MG-12000P Flight Battery User Guide," 2018. [Online]. Available: <https://www.dji.com/mg-1p/info#specs>

[22] K. R. Sreejyothi, Balakrishnakothapalli, K. Chenchireddy, S. A. Sydu, V. Kumar, and W. Sultana, "Bidirectional Battery Charger Circuit using Buck/Boost Converter," *Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE)*, Jan. 2023, pp. 63–68. doi: 10.1109/iceca55336.2022.10009062.

[23] K. R. Sreejyothi, Balakrishnakothapalli, K. Chenchireddy, S. A. Sydu, V. Kumar, and W. Sultana, "Bidirectional Battery Charger Circuit using Buck/Boost Converter," *Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE)*, Jan. 2023, pp. 63–68. doi: 10.1109/iceca55336.2022.10009062.

[24] M. K. Kazimierczuk, *Pulse-width modulated DC-DC power converters*, vol. 1. Wiley, 2008. [Online]. Available: <http://library.lol/main/37C779E847BAD2CB0AC1E79071E20581>