



## **ESCUELA SUPERIOR POLITÉCNICA DEL LITORAL**

Facultad de Ingeniería en Electricidad y Computación

**“CONTROL DE VARIANZA MÍNIMA APLICADO A  
CONVERTIDORES ELECTRÓNICOS DE POTENCIA  
PARA MEJORAR EL DESEMPEÑO DEL SISTEMA”**

### **TRABAJO DE TITULACIÓN**

Previo a la obtención del Título de:

### **MAGISTER EN AUTOMATIZACIÓN Y CONTROL**

Presentado por:

Carlos Joao Basurto Barcia

Rommel Andrés Vega Arnao

GUAYAQUIL-ECUADOR

Año: 2019

## **AGRADECIMIENTO**

Agradecemos a Dios, y a nuestras familias que nos han brindado de su apoyo incondicional hasta cumplir con esta meta.

Al director del trabajo de titulación: MSc. Kevin Lucas quien se lleva nuestro respeto y admiración y agradecimientos por su colaboración y asesoramiento en cada etapa del proceso.

A cada uno del personal administrativo y docentes de la MACI V, por habernos dotado de sabios conocimientos y brindarnos su ayuda.

## DEDICATORIA

Dedicamos este trabajo, tesis, investigación o proyecto a Dios, por ser Él la fuente principal de sabiduría, fortaleza espiritual, emocional y profesional, a nuestro núcleo familiar pues es fruto de su apoyo moral y emocional; a los profesores y a la Universidad porque son pilares importantes en este desarrollo profesional, y para que sea fuente de consulta, verificación e innovación y/o ayuda para el crecimiento y desarrollo de proyectos a favor de la comunidad.

## **TRIBUNAL DE EVALUACIÓN**

---

Ph.D. Cesar Martín Moreno.  
SUB-DECANO FIEC

---

M.Sc. Kevin Eduardo Lucas Marcillo  
DIRECTOR DE TRABAJO DE TITULACIÓN

---

M.Sc. David Alejandro Vaca Benavides.  
MIEMBRO PRINCIPAL DEL TRIBUNAL

## DECLARACIÓN EXPRESA

“La responsabilidad y la autoría del contenido de este Trabajo de Titulación, me(nos) corresponde exclusivamente; y doy(damos) mi(nuestro) consentimiento para que la ESPOL realice la comunicación pública de la obra por cualquier medio con el fin de promover la consulta, difusión y uso público de la producción intelectual”

(Reglamento de Graduación de la ESPOL)

---

Carlos J. Basurto Barcia

---

Rommel A. Vega Arnao

## RESUMEN

Los controladores más usados en las industrias, edificios, hospitales, centros comerciales son del tipo PID, ya que poseen una estructura simple y de fácil interpretación. Además, cuentan con la capacidad de integrar y manipular muchas variables de un proceso dinámico.

Controlador generalizado de mínima varianza (GMVC, por sus siglas en inglés) fue desarrollado por Clarke y Gawthrop (1975, 1979) para sistemas LTI (lineal time-invariant, por sus siglas en inglés) con el objetivo de mejorar los requerimientos de un proceso controlados por un MVC (Minimum Variance Controller) desarrollado por Åström en 1970.

Las leyes de control del GMVC son aplicables a los siguientes sistemas: sistemas lineales invariante y variantes en el tiempo, sistemas SISO y MIMO, sistemas cuya identificación fueron con modelos tipo CARMA, ARX y ARMAX, y con la capacidad de minimizar la función costo gracias a la ayuda de la ecuación DIOPHANTINE.

El modelo ARMAX modela mejor el comportamiento del ruido en un sistema dinámico, mejorando la minimización de la función de costo, mejorando la robustez del controlador ante a la perturbación causada por el ruido.

Por lo tanto, el presente trabajo propone el diseño de un controlador generalizado de varianza mínima para reducir el impacto del ruido en un convertidor electrónico de potencia de tipo Buck. El modelo del convertidor es identificado usando la estructura ARMAX con el fin de modelar el comportamiento del ruido, de esta manera, el controlador GMV será capaz de predecir el comportamiento del ruido, minimizando el esfuerzo de control. De esta manera el desempeño del sistema en lazo cerrado es mejorado. La varianza de la señal de control y los índices de desempeño Integral Squared Error (ISE por sus siglas en inglés) e Integral Squared of Control Signal (ISCS por sus siglas en inglés) son calculados para comprobar que el controlador propuesto supera en desempeño a un controlador robusto cuando el sistema es perturbado por un ruido Gaussiano blanco.

**Palabras claves:** Control PID, Control RST, Control GMVC, ARMAX, ISE, ISCS.



## ÍNDICE GENERAL

AGRADECIMIENTO .....	II
DEDICATORIA .....	III
TRIBUNAL DE EVALUACIÓN .....	IV
DECLARACIÓN EXPRESA .....	V
RESUMEN .....	VI
ÍNDICE GENERAL.....	VIII
ÍNDICE DE FIGURAS.....	X
CAPÍTULO 1 .....	1
PLANTEAMIENTO DE LA PROBLEMÁTICA .....	1
1.1 Identificación del problema.....	1
1.2 Justificación.....	1
1.3 Solución propuesta.....	2
1.4 Objetivos .....	3
1.5 Metodología .....	4
1.6 Alcance .....	4
CAPÍTULO 2.....	5
ESTADO DEL ARTE .....	5
2.1 Convertidores de potencia CC - CC.....	5
2.2 Comportamiento dinámico de un convertidor de topología Buck .....	14
2.3 Tipos de controladores aplicados a convertidores de tipo buck .....	16
CAPÍTULO 3.....	18
TEORÍA DE CONTROL DE VARIANZA MÍNIMA GENERALIZADA .....	18
3.1 Introducción.....	18
3.2 Teoría del control GMVC.....	18
3.3 Analogía entre el controlador RST y GMV .....	22
3.4 Sintonía del controlador .....	24
CAPÍTULO 4.....	26



SIMULACIÓN Y ANÁLISIS DE RESULTADOS.....	26
4.1 Descripción de los experimentos.....	26
4.2 Análisis bajo variaciones de carga. ....	28
4.3 Análisis bajo variaciones del voltaje de entrada. ....	33
4.4 Análisis bajo variaciones del punto de operación. ....	37
CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES.....	42
REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....	43
ANEXOS.....	46

## ÍNDICE DE FIGURAS

Figura 2.1: Esquema del conversor DC – DC con topología Buck. ....	5
Figura 2.2: Estado "ON" del convertidor Buck. ....	6
Figura 2.3: Estado "OFF" del convertidor Buck. ....	6
Figura 2.4: Modo de conducción continua del convertidor Buck. ....	7
Figura 2.5: Modo de conducción discontinua del convertidor Buck. ....	8
Figura 2.6: Modo de conducción critica del convertidor Buck [19]. ....	8
Figura 2.7: a) Convertidores conmutados; b) Conmutador. ....	9
Figura 2.8: Topología convertidor Boost. ....	11
Figura 2.9: Topología convertidor Buck-Boost. ....	12
Figura 2. 10: Topología convertidor Cuck. ....	12
Figura 2. 11: Convertidor Buck en lazo cerrado. ....	13
Figura 2. 14: Diagrama de Bode del convertidor buck. ....	16
Figura 2. 15: Efecto de la corriente "ripple" sobre un convertidor Buck. ....	17
Figura 4.1 Control de voltaje de salida: Variaciones de carga de trabajo & sin ruido. ....	28
Figura 4.2 Control de voltaje de salida: Variaciones de carga de trabajo & con ruido. ....	29
Figura 4.3 Señal de control de voltaje de salida: Variaciones de carga de trabajo & sin ruido. ....	29
Figura 4. 4 Señal de control de voltaje de salida: Variaciones de carga de trabajo & con ruido. ....	30
Figura 4. 5 Control de voltaje de salida: Variaciones del voltaje de entrada & sin ruido. ....	33
Figura 4. 6 Control de voltaje de salida: Variaciones de voltaje de entrada & con ruido. ....	34
Figura 4. 7 Señal de control de voltaje de salida: Variaciones de voltaje de entrada & sin ruido. ....	34

Figura 4. 8 Señal de control de voltaje de salida: Variaciones de voltaje de entrada & con ruido.....	35
Figura 4. 9 Control de voltaje de salida: Variaciones del voltaje de referencia & sin ruido.....	37
Figura 4. 10 Control de voltaje de salida: Variaciones del voltaje de referencia & con ruido.....	38
Figura 4. 11 Control de voltaje de salida: Variaciones del voltaje de referencia & sin ruido.....	38
Figura 4. 12 Control de voltaje de salida: Variaciones del voltaje de referencia & con ruido.....	39

## ÍNDICE DE TABLAS

Tabla 1: Datos del convertidor Buck. ....	24
Tabla 2: Control de voltaje de salida: Variación carga resistiva & sin ruido. .	31
Tabla 3: Control de voltaje de salida: Variación carga resistiva & con ruido.	31
Tabla 4: Control de voltaje de salida: Variaciones del voltaje de entrada & sin ruido.....	36
Tabla 5: Control de voltaje de salida: Variaciones del voltaje de entrada & con ruido.....	36
Tabla 6: Control de voltaje de salida: Variaciones del voltaje de referencia & sin ruido. ....	40
Tabla 7: Control de voltaje de salida: Variaciones del voltaje de referencia & con ruido.....	40

# INTRODUCCIÓN

A medida que pasa el tiempo, nuevas tecnologías se desarrollan para asegurar que las necesidades del ser humano sean satisfechas de manera óptima, segura; cuidando los recursos naturales y el medio ambiente.

Los controladores actualmente desarrollados tienen como misión asegurar y mantener la estabilidad de los sistemas dinámicos que obedecen a acciones y reacciones de elementos mecánicos, eléctrico, electrónicos, cuyos componentes tienden a desgastarse con el tiempo y con ello generan lo que se conoce como: ruidos dinámicos del sistema ya sean del tipo blanco o colorido [1], [2].

La reducción del consumo de energía es la parte crítica en toda industria, ya que afecta al ecosistema, además de elevar el costo de producción en los procesos industriales. Por ello el diseño de controladores que ayuden a amortiguar las oscilaciones causadas por el ruido es una necesidad en las aplicaciones industriales [1], [3]. En este contexto, los controladores de varianza mínima toman ventaja ya que ayudan a minimizar el uso innecesario de energía en la ejecución de una tarea de un controlador cuando el sistema es afectado por el ruido [1], [3].

# CAPÍTULO 1

## PLANTEAMIENTO DE LA PROBLEMÁTICA

### 1.1 Identificación del problema

Las técnicas de control para minimizar los costos asociados con el mantenimiento y reemplazo de los convertidores electrónicos de potencia son necesarias para aumentar su vida útil [4], [5]. Los convertidores electrónicos de potencia tienen un papel muy importante en el área de control industrial. Entonces, es necesario un control apropiado para mejorar la calidad y confiabilidad de tales lazos de control. Por lo tanto, una técnica de control eficaz para minimizar el consumo de energía y la varianza de la variable controlada es necesaria para la optimización del lazo de control [4], [5]. El control de Varianza Mínima (MV) es una forma de lograr este objetivo utilizando un enfoque estocástico [6], [7].

En este sentido, lo que se investiga de manera única en este trabajo es cómo realizar el aumento estocástico de los controladores deterministas. El método puede aumentar cualquier controlador lineal en una forma estocástica lineal que supere al determinista bajo el escenario adverso de ruido e incertidumbres, pero manteniendo la misma forma de lazo determinista del lazo de control.

### 1.2 Justificación

Si fuera posible predecir el futuro, sería posible planificar por adelantado y ajustar las acciones actuales para dar los efectos futuros deseados. Por supuesto, circunstancias imprevistas impiden una predicción exacta; pero una predicción aproximada permite una mejor planificación que ninguna predicción. Esta es la idea básica del control de varianza mínima: predecir las salidas futuras del sistema y ajustar la señal de control actual para dar a la salida futura del sistema un valor deseado.

### 1.3 Solución propuesta

Tanto el control de varianza mínima generalizada (GMV, por sus siglas en inglés) como el gaussiano cuadrático lineal (LQG, por sus siglas en inglés) se derivaron de una familia de metodologías de diseño bajo el nombre de control de la varianza mínima, creado en la teoría del control estocástico y óptimo. Åström y Wittenmark [6] introdujeron el control de varianza mínima (MV, por sus siglas en inglés) a principios de la década de 1970 y se considera el padre de GMV, presentado por Clarke y Gawthrop [8] en 1975, mientras que LQG proviene de una teoría de control lineal robusta y óptima desarrollada en la década de 1960 a través de métodos cuadráticos lineales, en los cuales todos son compatibles. Uno podría decir que, debido a eso tanto MV y GMV comparten algunas similitudes con la teoría de control de LQG, por no decir que son soluciones particulares del problema de control de LQG.

Tanto el control de varianza mínima, como su extensión al control de varianza mínima generalizada, se basan en la predicción de un instante de tiempo único en el futuro. Hasta cierto punto, este enfoque ha sido superado por los controladores predictivos basados en modelos (MPC, por sus siglas en inglés), que predicen durante un período de tiempo en el futuro. Sin embargo, MV y GMV tienen la ventaja de ser más simples y, en algunos casos, son más efectivos.

El controlador GMV es uno de los miembros más simples e eficientes de la familia de MPC y, a pesar de su simplicidad, la carga del procedimiento de diseño aumenta cuando se tratan sistemas con retrasos prolongados. Esto es debido al hecho de que su parte predictiva depende de la resolución de una ecuación polinomial diofántica de orden proporcional al retraso de tiempo y, por lo tanto, requiere algún tipo de herramienta adicional para manejar esta tarea. Software conocido como MATLAB y SciLab/ScicosLab pueden ofrecer funciones para solucionar este problema, pero no de manera directa con respecto al diseño de MPC, y eventualmente, se eligen otros tipos de soluciones, especialmente en aplicaciones adaptativas relacionadas con retrasos que varían con el tiempo.

Desde su creación, la técnica GMV se está aplicando en varios campos, tales como: medicina [9], aviación [10], robótica [11] y control de procesos [12]. A pesar de su

aplicabilidad, otra característica interesante del control GMV está vinculada a su característica para la interacción con otras estructuras de control [13], [14], como el controlador RST generalizado (es decir, un controlador digital sintonizado por diseño de colocación de polos) [15]. Esto es lo que explotamos para hacer el aumento estocástico.

El controlador RST se puede diseñar en forma incremental con las características de un compensador dinámico, según lo presentado por Åström y Wittenmark [15]. Esto garantiza que el sistema RST tendrá una parte de observador para evitar cancelaciones de polos, por lo que se vuelve más robusto, de manera similar a la estructura de un compensador gaussiano cuadrático lineal (a pesar de no estar optimizado también). Lo que hacemos es usar este sistema RST determinista pero robusto para realizar el modelado de lazo del controlador GMV al mismo tiempo que se utilizan modelos de diseño de procesos estocásticos. Al final, tenemos lo mismo, pero mejor, en sentido estocástico, debido a las características de supresión de ruido activas heredadas del algoritmo MV [7].

## **1.4 Objetivos**

### **1.4.1 Objetivo general**

- ✓ Diseñar un controlador de varianza mínima generalizada que garantice la estabilidad y mejore el desempeño del sistema ante ruido e incertidumbres paramétricas.

### **1.4.2 Objetivos específicos**

- ✓ Analizar la dinámica del convertidor CC-CC ante ruido e incertidumbres paramétricas.
- ✓ Identificar un modelo ARMAX que represente la dinámica de la planta junto con el comportamiento del ruido presente en el sistema.
- ✓ Sintonizar un controlador GMV a partir de un controlador lineal determinista previamente establecido.



- ✓ Comparar el desempeño del controlador GMV mediante simulación por medio de los índices de desempeño del error cuadrático medio y la varianza de la señal de control.

### **1.5 Metodología**

Se realizará el estudio de teoría de control de varianza mínima mediante el aumento estocástico de un controlador lineal previamente diseñado. Se realizará la identificación de un modelo ARMAX del sistema para luego sintonizar los filtros predictivos del controlador GMV. Las pruebas se realizarán de forma simulada mediante el uso de Matlab/Simulink. La planta a simular será un convertidor reductor CC-CC. Con los resultados obtenidos se analizará el desempeño del controlador GMV frente a un controlador robusto lineal, previamente establecido, mediante el uso de índices de desempeños tales como el error cuadrático medio (ISE, por sus siglas en inglés) y el error cuadrático medio de la señal de control (ISCS, por sus siglas en inglés), además de la varianza de la señal de control.

### **1.6 Alcance**

Se espera que el controlador GMV atenúe de forma más eficiente, con menos esfuerzo de control, las oscilaciones causadas por el ruido y las incertidumbres paramétricas de la planta, garantizando la estabilidad y mejor de desempeño del sistema.

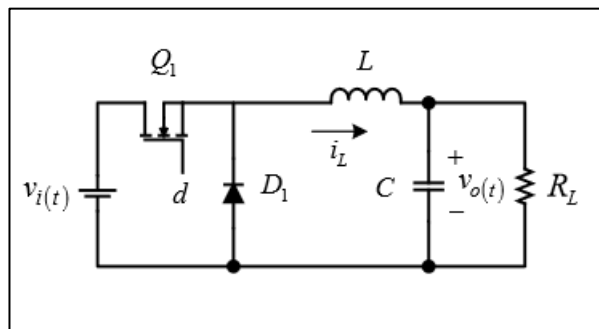
## CAPÍTULO 2

### ESTADO DEL ARTE

#### 2.1 Convertidores de potencia CC - CC

##### 2.1.1 Modos de operación

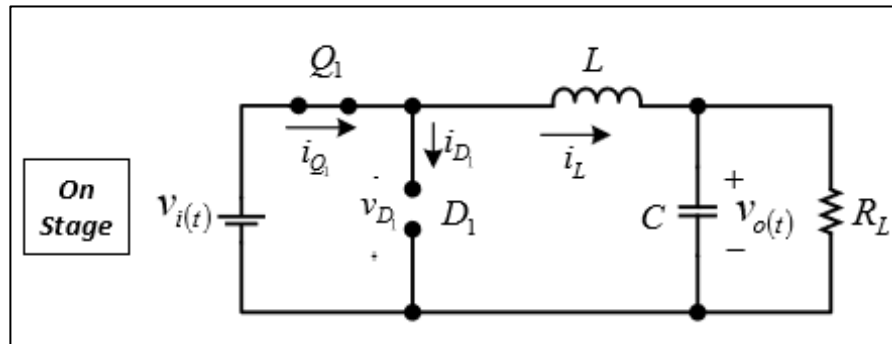
La electrónica de potencia junto a las técnicas de control están presentes en un gran campo industrial permitiendo un manejo eficiente de la energía [16]. El conversor CC-CC de topología Buck es uno de los seis tipos conocidos de dispositivos de electrónicos más comunes [17], donde el voltaje de salida es menor que el voltaje de entrada.



**Figura 2.1: Esquema del convertor CC – CC con topología Buck.**

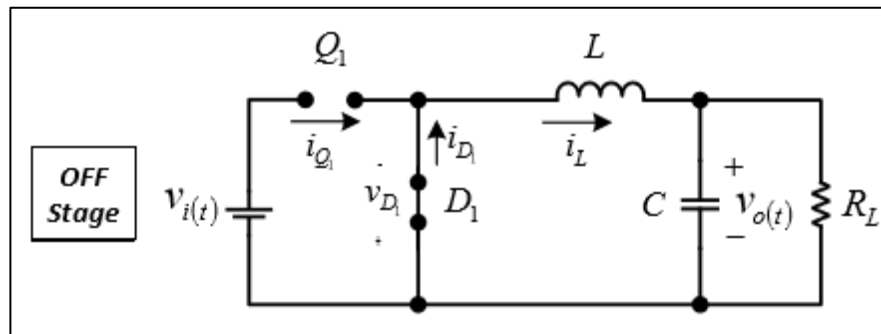
En el circuito de la figura 2.1 [18] se tienen los siguientes componentes: MOSFET ( $Q_1$ ) como un interruptor electrónico controlado mediante el ciclo de trabajo ( $d$ ) de una señal PWM, un diodo ( $D_1$ ), un inductor ( $L$ ), un capacitor ( $C$ ), una fuente de voltaje de entrada ( $v_i$ ) y una carga resistiva ( $R_L$ ).

Un convertidor Buck posee dos estados [18], [19]: el estado “ON” y el estado “OFF”. Si  $Q_1$  esta en modo “ON” y  $D_1$  está en modo “OFF”, el convertidor Buck tiene estado “ON”. Por lo que, la energía puede ser transferida desde ( $v_i$ ) hacia el inductor, capacitor y la carga resistiva, cargando al inductor y al capacitor. Tal como se muestra en la figura 2.2 [18].



**Figura 2.2: Estado "ON" del convertidor Buck.**

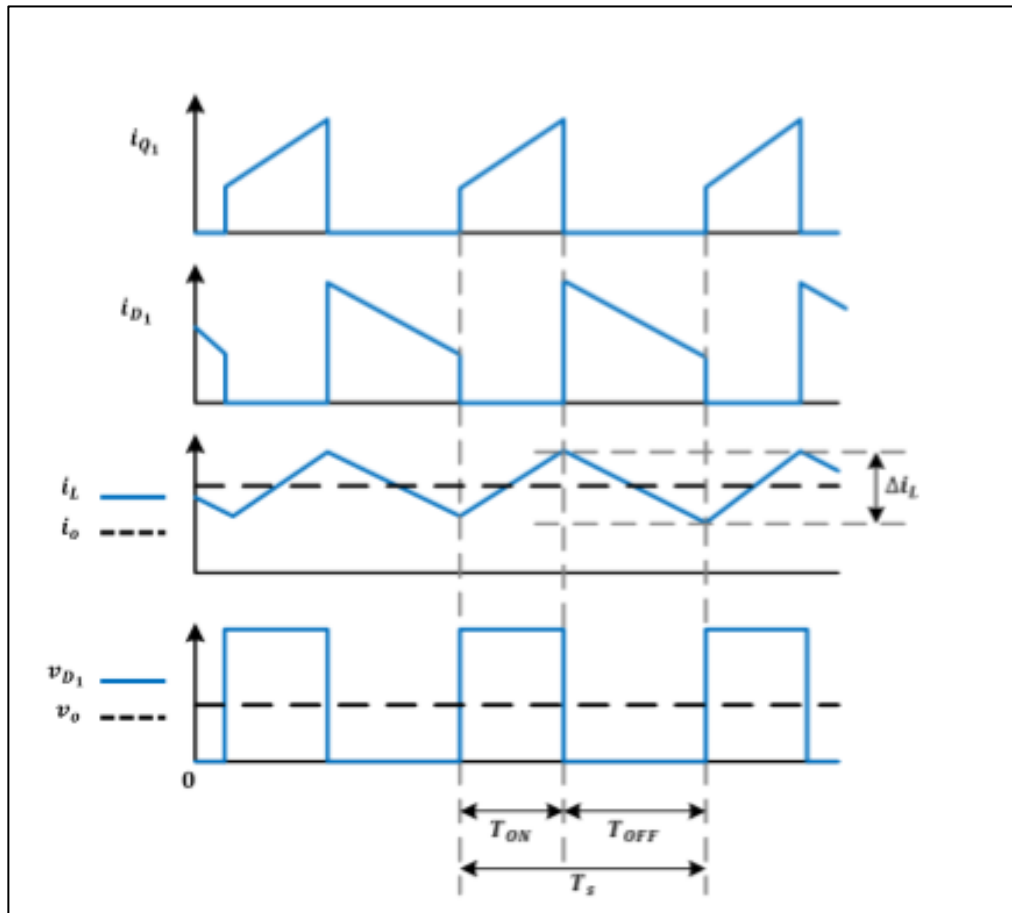
Si  $Q_1$  está en modo "OFF" y  $D_1$  está en modo "ON", el convertidor Buck tiene estado "OFF". Por lo que, la corriente del inductor ( $i_L$ ) será la fuente de energía de la carga resistiva. Por lo tanto, el inductor comenzará a descargarse, en caso de que el inductor ya no pueda suministrar más energía a la carga, el capacitor será quien contribuya con la energía requerida. La figura 2.3 muestra el estado OFF del convertidor buck [18].



**Figura 2.3: Estado "OFF" del convertidor Buck.**

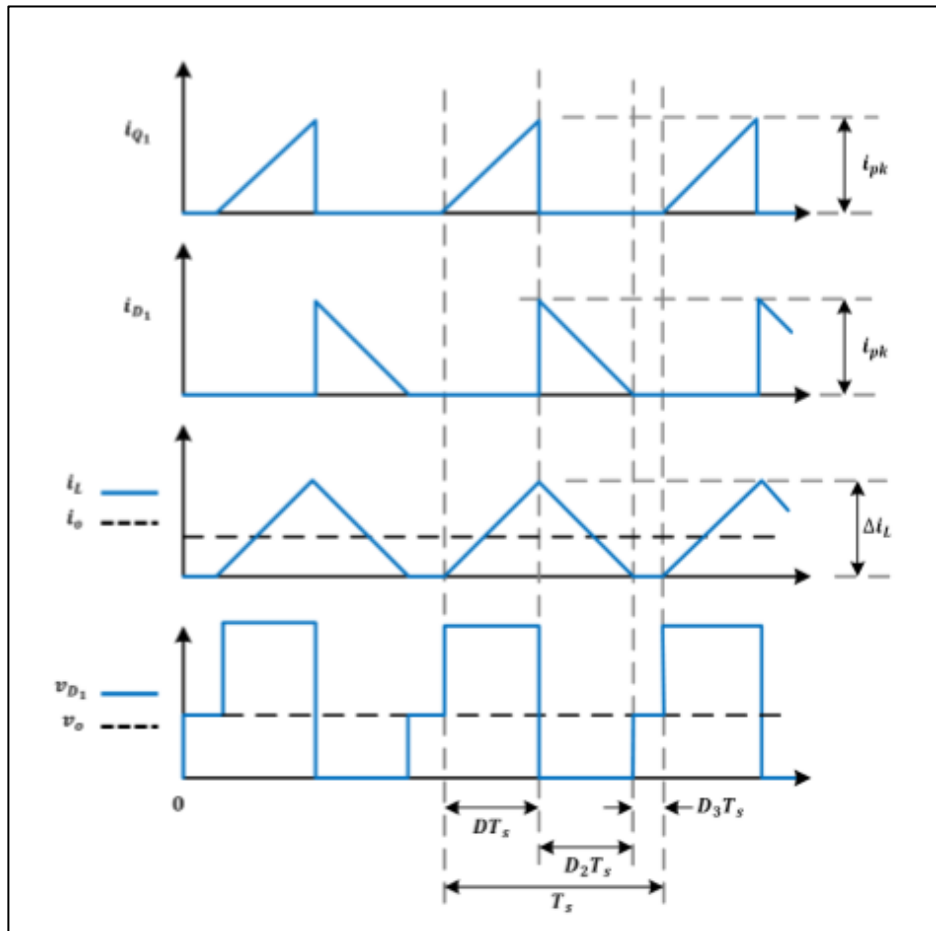
En base a la variación de la corriente del inductor ( $i_L$ ), un convertidor Buck presenta tres modos de conducción: Modo de conducción continua (MCC), Modo de conducción discontinua (MCD) y Modo de conducción crítica (MCC).

En modo de conducción continua: Si el convertidor Buck tiene el estado "ON", el voltaje suministrado a través del inductor es constante e incrementa su corriente linealmente. Si el convertidor Buck tiene el estado "OFF", la magnitud del voltaje suministrado al inductor es constante y su corriente empieza a disminuir. En la figura 2.4 [19], se muestra el incremento de la corriente del inductor durante  $T_{ON}$ , y el decremento de la corriente del inductor durante  $T_{OFF}$  dentro de un periodo  $T_S$ .



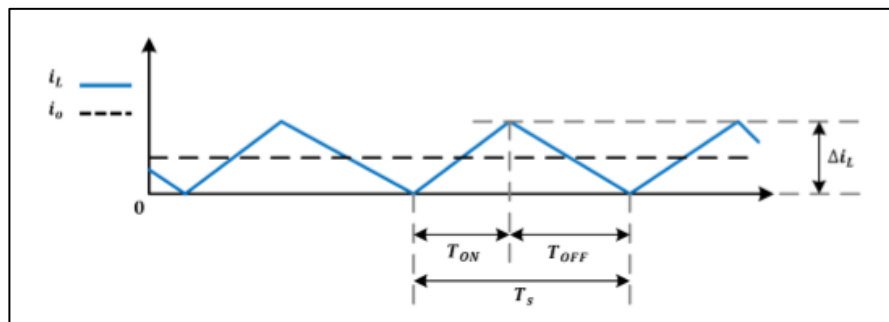
**Figura 2.4: Modo de conducción continua del convertidor Buck.**

En modo de conducción discontinua: Si el convertidor Buck tiene el estado “ON”, el incremento de la corriente del inductor ocurre cuando  $T_{ON} = DT_S$  tal que,  $D$  es el ciclo de trabajo seteado por el circuito de control. Si el convertidor Buck tiene el estado “OFF”, el decremento de la corriente del inductor ocurre cuando  $T_{OFF} = D_2T_S$ . Si el convertidor Buck tiene el estado “IDLE” es porque tanto  $Q_1$  y  $D_1$  están en modo “OFF”, estará presente cuando  $D_3T_S = T_S - T_{ON} - T_{OFF}$ . En la figura 2.5 [18], se puede notar que este modo puede ocurrir en cualquier momento si y solo si la corriente de carga este por debajo del nivel crítico, caso contrario es raro que opere en este modo.



**Figura 2.5: Modo de conducción discontinua del convertidor Buck.**

En modo de conducción crítica: la corriente del inductor llega al valor de cero justo cuando empieza un nuevo periodo, lo que provoca su incremento. La figura 2.6 [19] muestra la corriente del inductor cuando el convertidor opera en modo de conducción crítica.



**Figura 2.6: Modo de conducción crítica del convertidor Buck.**

### 2.1.2 Topología de convertidores CC-CC

Los convertidores conmutados CC-CC constituyen una clase particular de sistemas no lineales de tiempo discreto y variantes en el tiempo. La acción de conmutación constante entre absorción-transferencia de energía se traduce en un cambio cíclico de la configuración topológica del convertidor, originando una secuencia repetitiva de 2 ó 3 estructuras en las que el tiempo de duración de cada estructura no es fijo debido a la modulación de  $T_{on}$  y/o  $T_{off}$ . Los convertidores conmutados CC-CC son, por lo tanto, sistemas de estructura variable cuyo control debe abordarse dependiendo del modo de operación y de su comportamiento dinámico. Para ilustrar los pasos previos al modelado de estos sistemas se han representado en la figura 2.7a dos convertidores conmutados CC-CC cuya representación mediante un conmutador aparece en la figura 2.7b [20].

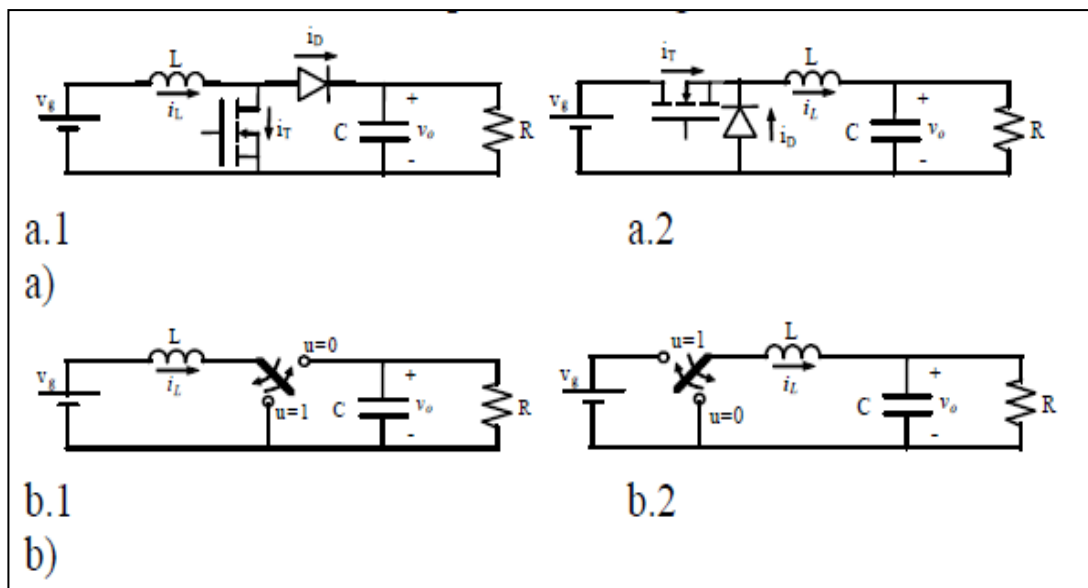


Figura 2.7: a) Convertidores conmutados; b) Conmutador.

Existen cuatro topologías básicas de convertidores CC-CC:

Convertidores reductores: Se le dice “reductor” debido a que el voltaje promedio en su salida  $V_o$  es menor al voltaje en su entrada  $V_i$ . Para su funcionamiento los

semiconductores S y D (transistor y diodo) alternan la conexión del inductor L a la carga o a la fuente de alimentación  $V_i$ .

Un convertidor tipo Buck solo necesita un transistor, como se muestra en la figura 2.1, teniendo una eficiencia superior al 90%. En la entrada la corriente es discontinua, El voltaje en su salida es unipolar y corriente unidireccional.

Hay que tener en cuenta dos aspectos que cobran una importancia especial en el análisis y modelado de convertidores. En primer lugar, el carácter periódico del vector de estado en régimen estacionario y, en segundo lugar, la imposibilidad de describir analíticamente  $X_1(t)$  tanto en el dominio del tiempo como en el de la frecuencia. Si asociamos  $X_1(t)$  a la corriente del inductor  $i_L(t)$  en MCC, denominamos  $i_L(t_{0k})$  al valor de dicha corriente al principio del ciclo k-ésimo e  $i_L(t_{0k+1})$  al valor de la misma al final del ciclo, en régimen permanente podremos escribir.

$$i_L(t_{0k+1}) = i_L(t_{0k}) + \frac{1}{L} \int_{t_{0k}}^{t_{0k+1}} v_L(t) dt = i_L(t_{0k+1}) \quad (2.1)$$

De la ecuación (2.1) se desprende que:

$$\int_{t_{0k}}^{t_{0k+1}} v_L(t) dt = 0 \quad (2.2)$$

La ecuación (2.2) permite afirmar que el valor medio de la tensión en cualquier inductor es cero en régimen estacionario. El análisis de esta nos llevaría a concluir sobre el valor medio de la corriente en cualquier capacitor.

Un análisis similar permite demostrar que el convertidor de la figura 2.7a es una forma canónica reductora siendo la relación entrada-salida en régimen estacionario.

$$V_o = V_i D \quad (2.3)$$

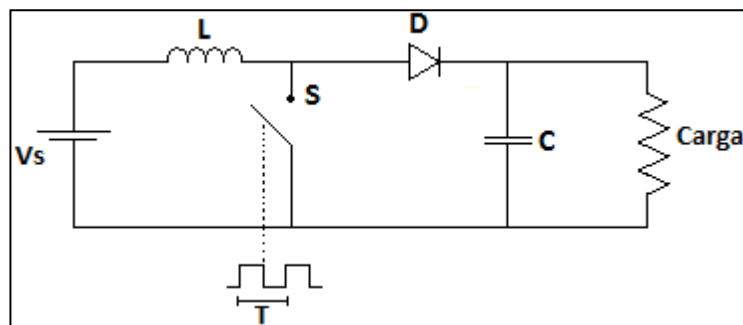
La ecuación (2.3) muestra que el convertidor de la figura 2.7a presentará en la salida una tensión inferior a la de la entrada. Dicho convertidor es la estructura circuital más elemental que permite disminuir y regular una tensión continua.

Obsérvese que la aplicación de (2.4) al convertidor de la figura 2.8 [20], suponiendo que las tensiones de entrada  $V_i$  y de salida  $V_o$  son constantes en régimen estacionario, proporcionaría la relación.

$$V_o = \frac{V_i}{1 - \frac{T_{on}}{T}} = \frac{V_i}{1 - D}; \quad 1 < D < 0 \quad (2.4)$$

Donde D representa el ciclo de trabajo en régimen estacionario.

Para los convertidores elevadores, se le dice “elevador” debido a que el voltaje promedio en su salida  $V_o$  es mayor al voltaje en su entrada  $V_i$ . Para su operación se necesitan de al menos dos semiconductores S y D (transistor y diodo) y al menos un elemento que almacene energía L o C (inductor o capacitor) o la combinación de ambos.

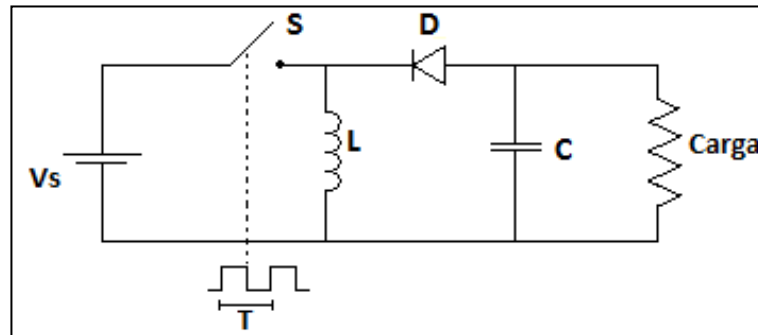


**Figura 2.8: Topología convertidor Boost.**

El convertidor elevador puede aumentar el voltaje de salida  $V_o$  con respecto al voltaje de entrada  $V_i$ , sin usar un transformador, al usar solo un transistor que tiene alta eficiencia.

Convertidores reductores y elevadores: Este convertidor puede tener un voltaje promedio de salida  $V_o$  mayor o menor al voltaje de la entrada  $V_i$ . Tiene una configuración similar al convertidor elevador y el convertidor reductor. Variando el ciclo de funcionamiento de transistor S se ajusta el voltaje de salida  $V_o$ .

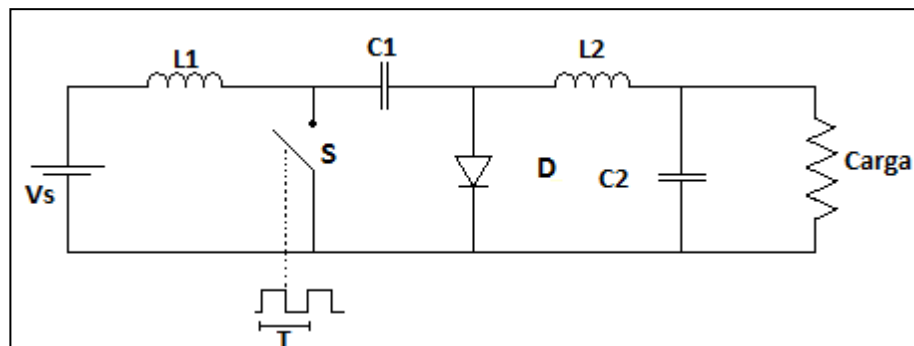




**Figura 2.9: Topología convertidor Buck-Boost.**

El convertidor reductor-elevador brinda una inversión de voltaje a la salida  $V_o$  sin usar transformador, teniendo una alta eficiencia tal como muestra la figura 2.9 [20].

Convertidores Cuk, como se muestra en la figura 2.10 [20], puede tener un voltaje promedio de salida  $V_o$  mayor o menor al voltaje de la entrada  $V_i$ , pero el voltaje que se tiene en la salida  $V_o$  es de polaridad inversa al voltaje de la entrada  $V_i$ .



**Figura 2.10: Topología convertidor Cuck.**

Además, es un circuito con pérdidas de conmutación mínimas y una alta eficiencia, la corriente en su entrada es continua. Requiere adicionar un capacitor e inductor en el circuito.

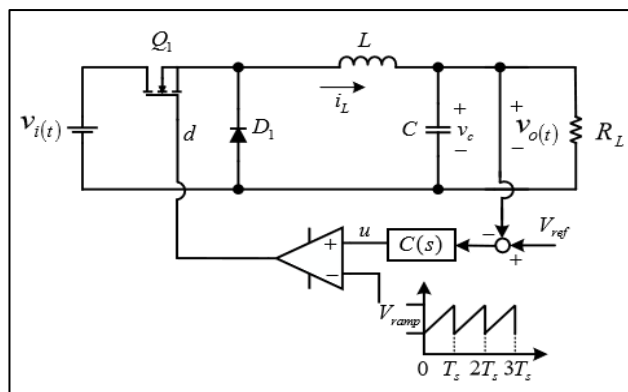
### 2.1.3 Conmutación controlada por PWM

Los convertidores CC-CC se pueden usar como reguladores de modo de conmutación, donde la regulación se suele obtener con PWM (modulación por ancho de pulsos), a una frecuencia determinada. Para el caso de cargas de baja y mediana potencia, se pueden usar diferentes dispositivos de conmutación, tales

como: Mosfet, Transistores Bipolares de Compuerta Aislada (IGBT), Tiristores desactivados por Compuerta (GTO) o Tiristores Controlados por MOS (MCT).

Estos dispositivos tienden a ser semiconductores de alta velocidad sin desfases de tiempo entre los pulsos de control y la respuesta en la parte de fuerza, y por seguridad de los dispositivos electrónicos que no pueden resistir altos voltajes se debe usar optoacopladores como modo de protección en la parte electrónica.[20]

El convertidor conmutado CC-CC constituye la etapa de potencia y realiza propiamente la transformación de la energía de entrada en forma de tensión no regulada  $V_i$  en energía de salida en forma de tensión regulada  $V_o$ . Se consigue la regulación procesando el error de tensión de la salida mediante un controlador cuya salida genera el ciclo de trabajo del modulador PWM. Los convertidores CC-CC presentan en estado estacionario un comportamiento periódico con un periodo igual al de la señal externa de activación, proporcionada por el periodo de la señal del modulador PWM.



**Figura 2.11: Convertidor Buck en lazo cerrado.**

Además del PWM, existen otros tipos de modulación, tales como, modulación de onda cuadrada (six-step), modulación sinusoidal, modulación sinusoidal con tercer armónico, entre otros tipos de modulación basadas en portadora triangular (carrier based) y técnicas programadas [20].

Sin embargo, la técnica de PWM es la principal estrategia de control en las aplicaciones reales debido a su fácil implementación y control. Se basa en la comparación de una señal de referencia a modular y una señal portadora de forma

triangular o diente de sierra (ver Figura 2.11) [20]; la comparación generará un tren de pulsos de ancho específico que se utilizan en la conmutación del convertidor.

Las entradas del modulador son analógicas y su salida es digital. La suma de las duraciones de los subintervalos  $T_{on}$  y  $T_{off}$  es el periodo  $T$  del tren de pulsos, cuyo valor es constante. Denominaremos  $d$ , ciclo de trabajo, a la relación  $T_{on}/T$ .

## 2.2 Comportamiento dinámico de un convertidor de topología Buck

### 2.2.1 Modelo Matemático

El modelado matemático tomara lugar cuando el convertidor Buck se encuentre operando en modo de conducción continua.

A continuación, se muestre el modelado dinámico del convertidor Buck para el estado "ON"

$$L \frac{di_L(t)}{dt} = v_i(t) - v_c(t) - i_L(t) \quad (2.1)$$

ESTADO:  $On \rightarrow$

$$C \frac{dv_C(t)}{dt} = i_L(t) - \frac{v_C(t)}{R_L}$$

Convirtiendo la ecuación 2.1 en espacio de estados, se tiene la ecuación 2.2.

$$\begin{bmatrix} \frac{di_L}{dt} \\ \frac{dv_C}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{r_L}{L} & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{R_L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ v_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} v_i \quad (2.2)$$

Para el estado "OFF", el modelado dinámico del convertidor Buck es el siguiente:

$$L \frac{di_L(t)}{dt} = -v_c(t) - i_L(t) \quad (2.3)$$

ESTADO:  $Off \rightarrow$

$$C \frac{dv_C(t)}{dt} = i_L(t) - \frac{v_C(t)}{R_L}$$

Convirtiendo la ecuación 2.3 en espacio de estados, se tiene la ecuación 2.4.

$$\begin{bmatrix} \frac{di_L}{dt} \\ \frac{dv_C}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{r_L}{L} & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{R_L C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ v_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} v_i \quad (2.4)$$

Ahora, se modela la dinámica del convertidor Buck respecto al periodo de trabajo.

$$T_S \begin{bmatrix} \frac{di_L}{dt} \\ \frac{dv_C}{dt} \end{bmatrix} = d(t)T_S \begin{bmatrix} \frac{di_L}{dt} \\ \frac{dv_C}{dt} \end{bmatrix} + [1 - d(t)] T_S \begin{bmatrix} \frac{di_L}{dt} \\ \frac{dv_C}{dt} \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

$$\begin{bmatrix} \frac{di_L}{dt} \\ \frac{dv_C}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{r_L}{L} & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{R_L C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ v_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{v_i}{L} \\ 0 \end{bmatrix} d_t \quad (2.6)$$

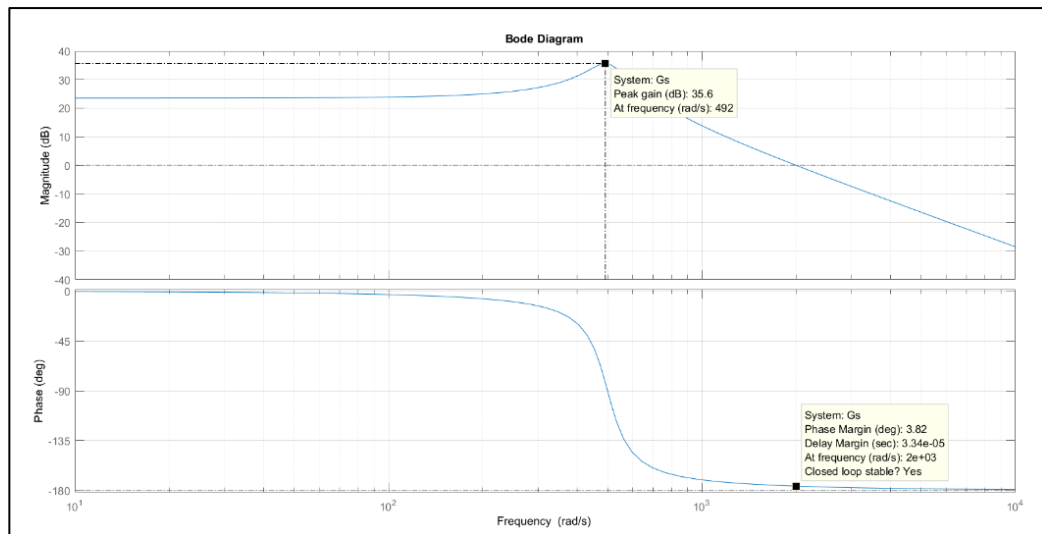
En este trabajo se controla el voltaje de salida, por lo tanto, la salida del sistema será definida por la ecuación 2.7.

$$v_o = [0 \ 1] \begin{bmatrix} i_L \\ v_C \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

$$\frac{V_o(s)}{D(s)} = C * (sI - A)^{-1} * B + D \quad (2.8)$$

$$\frac{V_o(s)}{D(s)} = \frac{Vi/LC}{s^2 + \left(\frac{1}{R_L * C}\right)s + \left(\frac{1}{LC}\right)} \quad (2.9)$$

## 2.2.2 Análisis de la dinámica en la frecuencia



**Figura 2.12: Diagrama de Bode del convertidor buck.**

El diagrama de bode nos muestra en primera instancia que el sistema en lazo cerrado será estable. Su máxima amplitud será en 492 rad/s, adicional se deberá evitar que la frecuencia de entrada coincida con este piso ya que provocaría una resonancia, análisis basado en la figura 2.14 del sistema dinámico de un convertidor Buck.

## 2.3 Tipos de controladores aplicados a convertidores de tipo buck

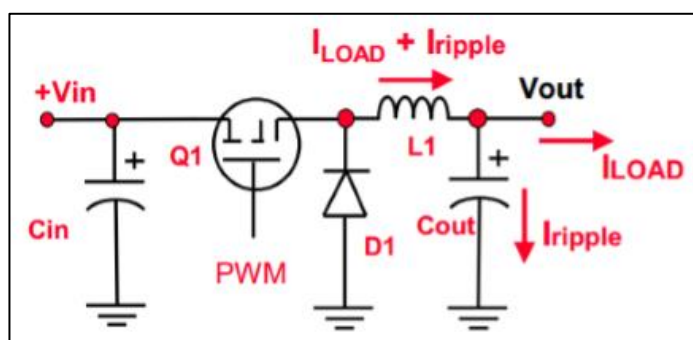
Con el crecimiento de la industria y el uso de dispositivos electrónicos de potencia, el uso del convertidor Buck sincrónico ha incrementado. Siendo un sistema no lineal y variante en el tiempo, su dinámica puede ser aproximada con un sistema no lineal dentro de un rango de operación [21].

Un controlador digital del tipo Proporcional-Integral (PI) aplicado a un convertidor Buck en MCD es muy usado en la práctica, ya que disminuyen los errores en el estado estacionario ante perturbaciones con un costo computacional ligeramente superior al del controlador proporcional [22].

El diseño de un controlador del tipo Proporcional-Integral-Derivativo (PID) basado en control robusto paramétrico (RPC por sus siglas en inglés) es empleado en [18]

para mejorar el desempeño del sistema en lazo cerrado, además de mantener la salida regulada incluso si opera fuera del rango de operación previamente definido.

Circuitos de alta potencia son tratados matemáticamente como sistemas híbridos, desde un switch eléctrico, relays y MOSFET los cuales producen eventos de tipo discretos. Con el fin de reducir la ondulación conocida como “ripple” se aplica un controlador con modulación de pulso de frecuencia capaz de suprimir en ancho de pulso PWM [23], tal como se muestra en la figura 2.15 [24].



**Figura 2. 13: Efecto de la corriente “ripple” sobre un convertidor Buck.**

Los convertidores electrónicos de potencia son responsables de controlar la conversión de potencia CC-CC en muchas de las aplicaciones actuales como: generación fotovoltaica, vehículos eléctricos, almacenamiento de energía y sistemas de energía renovable. La precisión de la regulación del voltaje de salida en un convertidor Buck se ha llevado a cabo con buenos resultados en muchos estudios propuestos en la literatura. Varios de estos estudios han empezado desde control basado en observador de perturbaciones (DOBC), luego observadores de estado extendido (ESO), finalmente con el desarrollo de un esquema de un control robusto basado en GPI observador con el objetivo de mantener constante las variaciones de la carga [25], [26].

Un controlador neuro-adaptativo con retroceso paso a paso (NABSC) usando el método polinomial de Chebyshev basado en redes neuronales es propuesto para la controlar un convertidor Buck [27], [28].

## CAPÍTULO 3

# TEORÍA DE CONTROL DE VARIANZA MÍNIMA GENERALIZADA

### 3.1 Introducción

La teoría del control generalizado de mínima varianza (GMVC por sus siglas en inglés) fue desarrollado por Clarke y Gawthrop entre 1975 y 1979, para sistemas lineales e invariantes en el tiempo (LTI por sus siglas en inglés) y sistemas de control estocásticos adaptativos y predictivos [2].

El diseño del GMVC en tiempo discreto es uno de los métodos de diseño del control de autoajuste (STC por sus siglas en inglés). Tiene el enfoque para diseñar predictores con tiempos de retardo, pero existe la posibilidad de generar ceros inestables y tiempos de retardos impares [29].

Esta metodología aplicada en la industria gana importancia ya que pueden adquirir diferentes características en lazo cerrado tales como: modelo de referencia, comportamiento desafinado y compensación del tiempo muerto [30].

### 3.2 Teoría del control GMVC

En la actualidad la industria busca minimizar costos de operación, optimización de recursos, rapidez en comunicación, y mejoras de técnicas de algoritmos con capacidad de autoajuste predictoras y adaptativas. Dentro de las diversas técnicas de control predictivo se encuentra el GMVC [30] con la capacidad de describir la parte determinista y estocástica de un sistema, así como predecir el comportamiento futuro del sistema.

La dinámica de un sistema Single input - Single output (SISO por sus siglas en inglés) es representada mediante polinomios LTI, con sus respectivos coeficientes, tal como se muestra en la ecuación 3.1.

$$A(z^{-1}) = 1 + a_1z^{-1} + a_2z^{-1} + \dots + a_{na}z^{-na} \quad (3.1)$$

$$B(z^{-1}) = b_0 + b_1z^{-1} + b_2z^{-1} + \dots + b_{nb}z^{-nb}$$

$$C(z^{-1}) = 1 + c_1z^{-1} + c_2z^{-1} + \dots + c_{nc}z^{-nc}$$

$$D(z^{-1}) = 1 + d_1z^{-1} + d_2z^{-1} + \dots + d_{nd}z^{-nd}$$

$$G(z^{-1}) = 1 + g_1z^{-1} + g_2z^{-1} + \dots + g_{ng}z^{-ng}$$

La identificación de un sistema mediante el modelo “Auto Regressive Moving Average Models with eXogenous inputs” (ARMAX por sus siglas en inglés) es una estructura de polinomios lineales que modela datos en tiempo discreto, así como tiempos variables. La estructura de su modelo se muestra en la ecuación 3.2.

$$A(z^{-1}) * y(k) = z^{-d} * \frac{B(z^{-1})}{G(z^{-1})} * u(k) + \frac{C(z^{-1})}{D(z^{-1})} * \xi(k) \quad (3.2)$$

Tal que,  $d \in \mathbb{N}$ ,  $y(k) \in \mathbb{R}$ ,  $u(k) \in \mathbb{R}$ ,  $\xi(k) \in \mathbb{R}$  que son: el retardo en tiempo discreto, la salida, la entrada y ruido blanco con una varianza  $\sigma_\xi^2$ , respectivamente. Recordando que en un modelo ARMAX se cumple que  $D(z^{-1}) = G(z^{-1}) = 1$ , la ecuación 3.2 en término de la salida del sistema, quedaría de la siguiente forma:

$$y(k) = \frac{B(z^{-1})}{A(z^{-1})} * z^{-d} * u(k) + \frac{C(z^{-1})}{A(z^{-1})} * \xi(k) \quad (3.3)$$

La expresión  $\frac{B(z^{-1})}{A(z^{-1})} * z^{-d} * u(k)$  de la ecuación 3.3, representa la parte determinista del sistema.

La expresión  $\frac{C(z^{-1})}{A(z^{-1})} * \xi(k)$  de la ecuación 3.3, representa la parte estocástica del sistema.

Por lo tanto, la dinámica del sistema esta descrita por los polinomios  $A(z^{-1})$ ,  $B(z^{-1})$ ,  $C(z^{-1})$ , tal que:  $A(z^{-1})$  tiene términos autorregresivos,  $B(z^{-1})$  tiene entradas exógenas,  $C(z^{-1})$  tiene términos promediados dinámicos.

El GMVC tiene la capacidad de considerar tanto la parte determinista como la estocástica de un sistema.



Es importante definir tres variables importantes, las cuales son:

- 1.- Una salida generalizada  $\phi(k)$ .
- 2.- La referencia deseada  $y_r(k)$ .
- 3.- La señal con la ley de control  $u(k)$ .

La salida generalizada se define mediante la siguiente ecuación 3.4.

$$\phi(k) = P(z^{-1})y(k) - T(z^{-1})y_r(k + d) + Q(z^{-1})u(k) \quad (3.4)$$

Tal que,  $P(z^{-1})$ ,  $T(z^{-1})$ ,  $Q(z^{-1})$  son polinomios de grado  $n_p$ ,  $n_t$ ,  $n_q$ , siendo los filtros para la salida del sistema, la referencia y señal de control, respectivamente. También llamados polinomios de costos que son usados para mejorar el desempeño del sistema y obtener los polos de lazo cerrado en estado estable.

La función de costo del GMVC tiene que ser minimizado, por lo que, para resolver este problema la salida generalizada es introducida en el campo de optimización estocástico, definida en la ecuación 3.5.

$$J = \mathbf{E}[\phi^2(k)] \quad (3.5)$$

El polinomio  $P(z^{-1})$  es el filtro para la salida del sistema, por lo tanto,  $P(z^{-1})$  deberá ser incluido en el modelo ARMAX del sistema. Además, cambiar los “d - pasos en adelante” que no tiene el modelo ARMAX para compensar el tiempo de retardo. La ecuación 3.3 se redefine por 3.6.

$$P(z^{-1})y(k + d) = \frac{P(z^{-1})B(z^{-1})}{A(z^{-1})}u(k) + \frac{P(z^{-1})C(z^{-1})}{A(z^{-1})}\xi(k + d) \quad (3.6)$$

La ecuación 3.6 evidencia que el término  $\xi(k + d)$  es desconocido, ya que representa la parte futura del ruido. Puede ser expresada con su parte presente y su parte futura en la ecuación 3.7.

$$\frac{P(z^{-1})C(z^{-1})}{A(z^{-1})}\xi(k + d) = \frac{F(z^{-1})}{A(z^{-1})}\xi(k) + E(z^{-1})\xi(k + d) \quad (3.7)$$

La expresión  $\frac{F(z^{-1})}{A(z^{-1})}\xi(k)$  representa la parte presente del sistema.

La expresión  $E(z^{-1})\xi(k + d)$  representa la parte futura del sistema.

Debido a que la salida del sistema  $y(k+d)$  es predictiva, esta no podrá ser observada en el tiempo  $k$  [3], por lo que se introduce la ecuación 3.8 llamada ecuación diafónica:

$$P(z^{-1}) * C(z^{-1}) = A(z^{-1}) * E(z^{-1}) + z^{-d} * F(z^{-1}) \quad (3.8)$$

Tal que:

$$E(z^{-1}) = 1 + e_1 z^{-1} + \dots + e_{d-1} z^{-(d-1)} \quad (3.9)$$

$$F(z^{-1}) = f_0 + f_1 z^{-1} + \dots + f_{n_f} z^{-n_f}$$

$$n_f = \max\{n_a - 1, n_p + n_c - d\}$$

Ahora solo se usan los datos conocidos, la salida predictiva representada por  $\hat{y}(k+d|k)$ , es:

$$P(z^{-1})\hat{y}(k+d|k) = \frac{P(z^{-1})B(z^{-1})}{A(z^{-1})} u(k) + \frac{F(z^{-1})}{A(z^{-1})} \xi(k) \quad (3.10)$$

Entonces, la señal estocástica  $\xi(k)$ , obtenida desde la estimación del error, es:

$$\xi(k) = \frac{P(z^{-1})}{E(z^{-1})} [y(k) - \hat{y}(k|k)] \quad (3.11)$$

Sustituyendo la ecuación 3.11 en 3.10, y mediante manipulación matemática se muestra “d-pasos en adelante” del predictor, se obtiene la siguiente ecuación:

$$\hat{y}(k+d|k) = \frac{B(z^{-1})E(z^{-1})}{P(z^{-1})C(z^{-1})} u(k) + \frac{F(z^{-1})}{P(z^{-1})C(z^{-1})} y(k) \quad (3.12)$$

Resolviendo el problema de optimización, se tiene:

$$\frac{\partial J}{\partial u(k)} = \frac{\partial(\Phi^2(k+d))}{\partial u(k)} \quad (3.13)$$

Por lo tanto, la ley del control del GMVC es:

$$u(k) = \frac{C(z^{-1})T(z^{-1})y_r(k+d) - F(z^{-1})y(k)}{B(z^{-1})E(z^{-1}) + C(z^{-1})Q(z^{-1})} \quad (3.14)$$

La ecuación 3.14 muestra la señal de control en el tiempo  $k$ . Sin embargo, para garantizar el error nulo del sistema en lazo cerrado, la señal de control se convierte en una señal incremental de control definida por:

$$\Delta u(k) = u(k) - u(k - 1) \quad (3.15)$$

La modificación de este incremento se ve reflejado en el incremento de la parte determinista del modelo, ya que la parte Gaussiana no puede modificarse. El modelo tomara la siguiente forma:

$$\Delta A(z^{-1})y(k) = z^{-1}B(z^{-1})\Delta u(k) + C(z^{-1})\xi(k) \quad (3.16)$$

La ecuación 3.15 muestra la parte incremental de la señal de control, pero esta no puede ser admitida de esta forma. Para resolver este problema se despeja  $u(k)$  y la ecuación 3.15 se escribe como la ecuación 3.17.

$$u(k) = u(k - 1) + \Delta u(k) \quad (3.17)$$

De esta manera, la salida generalizada definida en 3.4, quedaría de la siguiente forma:

$$\phi(k + d) = P(z^{-1})y(k + d) - T(z^{-1})y_r(k + d) + Q(z^{-1})\Delta u(k) \quad (3.18)$$

$$\frac{\partial J}{\partial \Delta u(k)} = \frac{\partial(\phi^2(k + d))}{\partial \Delta u(k)} = 0$$

También se ve afectada la ecuación diafónica, por lo que la ecuación 3.8 se redefine como:

$$P(z^{-1}) * C(z^{-1}) = \Delta A(z^{-1}) * E(z^{-1}) + z^{-d} * F(z^{-1}) \quad (3.19)$$

Finalmente, la ley de control incremental se obtiene en la ecuación 3.20

$$\Delta u(k) = \frac{C(z^{-1})T(z^{-1})y_r(k + d) - F(z^{-1})y(k)}{B(z^{-1})E(z^{-1}) + C(z^{-1})Q(z^{-1})} \quad (3.20)$$

### 3.3 Analogía entre el controlador RST y GMV

Los polinomios  $P(z^{-1})$ ,  $T(z^{-1})$ ,  $Q(z^{-1})$  del GMVC que son los filtros de la salida del sistema, la referencia y señal de control, respectivamente. Los cuales son descritos mediante los siguientes polinomios:

$$P(z^{-1}) = p_0 + p_1z^{-1} + p_2z^{-1} + \dots + p_{np}z^{-np} \quad (3.21)$$

$$T(z^{-1}) = t_0 + t_1z^{-1} + t_2z^{-1} + \dots + t_{nt}z^{-nt}$$

$$Q(z^{-1}) = q_0 + q_1z^{-1} + q_2z^{-1} + \dots + q_{nq}z^{-nq}$$

Considerando el modelo ARMAX del sistema definido en 3.16 y recordando que, para garantizar una mejora en la señal de salida del sistema, se necesita del modelo incremental de la ley de control del GMVC.

Con la ley de control idónea que establezca el modelo ARMAX se puede llegar a que la salida generalizada sea cero ( $\emptyset(\infty) \rightarrow 0$ ). Por lo tanto, ambas estructuras: el GMVC y RST son presentadas como:

$$Q(z^{-1}) \Delta u(k) = T(z^{-1})y_r(k+d) - P(z^{-1})y(k+d) \quad (3.22)$$

$$R(z^{-1}) \Delta u(k) = T_{RST}(z^{-1})y_r(k+d) - S(z^{-1})y(k)$$

Notándose que se puede lograr una analogía entre los polinomios del RST y GMVC, tal como se detalla:

$$Q(z^{-1}) = R(z^{-1}) \quad (3.23)$$

$$P(z^{-1}) = S(z^{-1})$$

$$T(z^{-1}) = T_{RST}(z^{-1})$$

Bajo un mismo diseño de colocación de polos en lazo cerrado del sistema, el GMVC posee características predictivas a diferencia del RST que no lo posee. Además, trabaja con las mismas señales entrada/salida de tipo predictivas debido al uso de “d - pasos en adelante”.

### 3.4 Sintonía del controlador

Para el presente trabajo se usaron los datos del convertidor Buck que son mostrados en la tabla 1 [18].

PARAMETRO	VALOR
$V_i$	$15V \pm 15\%$
$r_L$	$0.05 \Omega \pm 15\%$
$L$	$2mH \pm 15\%$
$f_s$	$5 kHz$
$V_o$	$5 V$
$R_L$	$4 \Omega \pm 50\%$
$C$	$2000 \mu F \pm 15\%$

Tabla 1: Datos del convertidor Buck.

Los parámetros del diseño del controlador robusto tipo PID optimizado son:

$$t_{set} = 100 ms \pm 25\% \quad (3.24)$$

$$O_s = 5\% \pm 25\%$$

Por lo cual se obtiene la función de transferencia del controlador robusto óptimo [18], el cual se describe a continuación:

$$C(s)_{optimo} = PID(s) = \frac{K_d s^2 + K_p s + K_i}{s(s + \alpha)} \quad (3.25)$$

$$C(s)_{optimo} = PID(s) = \frac{0.0007019s^2 + 0.03504s + 225.6}{s(s + 99.5)}$$

Aplicando aproximación de Tustin, se discretiza el controlador definido en (3.25), con el fin de obtener un controlador digital que pueda ser implementado en un sistema embebido, además de poder realizar la comparación con el GMVC que es un controlador digital. La ecuación (3.26) presenta el controlador robusto óptimo discreto.

$$PID_z = \frac{s_0 - s_1 z^{-1} + s_2 z^{-2}}{\Delta (1 + \alpha_d z^{-1})} \quad (3.26)$$

$$C(z^{-1})_{Optimo} = PID_z = \frac{0.007019 - 0.01149 z^{-1} + 0.008919 z^{-2}}{1 - 1.608z^{-1} + 0.608z^{-2}}$$

$$C(z^{-1})_{Optimo} = PID_z = \frac{0.007019 - 0.01149 z^{-1} + 0.008919 z^{-2}}{(1 - z^{-1})(1 - 0.608z^{-1})}$$

En primer lugar, se realiza la analogía entre el PIDz y RST. Por lo que, El denominador del controlador PIDz se vuelve  $\Delta R(z^{-1})$  y el numerador del controlador PIDz se vuelve  $T(z^{-1}) = S(z^{-1})$ , tal como se detalla en la ecuación 3.27.

$$R(z^{-1}) = 1 - 0.6080z^{-1} \quad (3.27)$$

$$T(z^{-1}) = S(z^{-1}) = 0.007019 - 0.01149 z^{-1} + 0.008919 z^{-2}$$

Luego se realiza la analogía entre RST y GMVC, descrita en la ecuación 3.28.

$$Q(z^{-1}) = R(z^{-1}) = 1 - 0.6080z^{-1} \quad (3.28)$$

$$P(z^{-1}) = S(z^{-1}) = 0.007019 - 0.01149 z^{-1} + 0.008919 z^{-2}$$

$$T(z^{-1}) = S(z^{-1})$$

Finalmente, para el diseño de un controlador GMVC es necesario encontrar los polinomios  $F(z^{-1})$  y  $E(z^{-1})$  mediante el uso de la ecuación diafontina, el cual da la solución mostrada en la siguiente ecuación:

$$E(z^{-1}) = e_0 \quad (3.29)$$

$$F(z^{-1}) = f_0 + f_1 z^{-1} + f_2 z^{-2}$$

Tal que:

$$M(z^{-1}) = P(z^{-1})C(z^{-1}) = m_0 + m_1 z^{-1} + m_2 z^{-2} + m_3 z^{-3} + m_4 z^{-4} \quad (3.30)$$

$$e_0 = m_0$$

$$f_0 = m_1 - e_0 \bar{a}_1$$

$$f_1 = m_2 - e_0 \bar{a}_2 - e_1 \bar{a}_1$$

$$f_2 = m_3 - e_0 \bar{a}_3 - e_1 \bar{a}_2$$

$$f_3 = m_4 - e_1 \bar{a}_3$$

## CAPÍTULO 4

### SIMULACIÓN Y ANÁLISIS DE RESULTADOS

#### 4.1 Descripción de los experimentos

El presente trabajo inició con la identificación de la planta, un convertidor tipo BUCK, mediante un modelo ARMAX. En [18] se obtuvo la función de transferencia de un controlador PID robusto óptimo, el cual se discretizó para obtener un controlador digital (PIDz). Luego, se realizó la analogía entre el PIDz y el controlador incremental RST. Finalmente, se sintonizaron los filtros predictivos del controlador GMV [14].

Se realizaron tres experimentos: Variaciones de carga resistiva ( $R_L$ ), variaciones de la fuente de voltaje de entrada ( $v_i$ ), variaciones del voltaje de referencia ( $V_{REF}$ ). Cada uno con perturbación (ruido con varianza de  $1e-4$ ) y sin perturbación del sistema. Con la ayuda de Matlab/Simulink se ejecutó la simulación desde un tiempo inicial ( $t_o = 0$ ) hasta un tiempo final ( $t_f = 1.2$  s).

**PRIMERO:** Al convertidor tipo Buck se aplicó variaciones de carga resistiva para su análisis. La fuente de voltaje de entrada y el voltaje de referencia se mantuvieron constantes. Las variaciones de carga resistiva fueron las siguientes:  $R_o = [0 \rightarrow 4] \Omega$ ;  $R_1 = [4 \rightarrow 6] \Omega$ ;  $R_2 = [6 \rightarrow 4] \Omega$ ;  $R_3 = [4 \rightarrow 2] \Omega$ , en los tiempos:  $t_o = 0$ ;  $t_1 = 0.3$ ;  $t_2 = 0.6$ ;  $t_3 = 0.9$ , respectivamente. Con el objetivo de demostrar que el controlador mantiene regulado el voltaje de salida a pesar de las variaciones en la carga resistiva.

**SEGUNDO:** Al convertidor tipo Buck se aplicó variaciones de la fuente de voltaje de entrada para su análisis. La carga resistiva y el voltaje de referencia se mantuvieron constantes. Las variaciones de la fuente de voltaje de entrada fueron las siguientes:  $v_{i0} = [0 \rightarrow 15] V$ ;  $v_{i1} = [15 \rightarrow 16.5] V$ ;  $v_{i2} = [16.5 \rightarrow 15] V$ ;  $v_{i3} = [15 \rightarrow 13.5] V$ , en los tiempos:  $t_o = 0$ ;  $t_1 = 0.3$ ;  $t_2 = 0.6$ ;  $t_3 = 0.9$ , respectivamente. con el objetivo de demostrar que el controlador es capaz de compensar las oscilaciones causadas por

las perturbaciones de la fuente de voltaje de entrada, manteniendo el nivel de voltaje deseado en la salida.

**TERCERO:** Al convertidor tipo Buck se aplicó variaciones del voltaje de referencia para su análisis. La carga resistiva y la fuente de voltaje de entrada se mantuvieron constantes. Las variaciones del voltaje de referencia fueron las siguientes:  $v_{REF0} = [0 \rightarrow 5] \text{ V}$ ;  $v_{REF1} = [5 \rightarrow 2] \text{ V}$ ;  $v_{REF2} = [2 \rightarrow 8] \text{ V}$ ;  $v_{REF3} = [8 \rightarrow 4] \text{ V}$ , en los tiempos:  $t_0 = 0$ ;  $t_1 = 0.3$ ;  $t_2 = 0.6$ ;  $t_3 = 0.9$ , respectivamente. Con el objetivo de demostrar que el controlador es capaz de seguir al cambio de referencia, manteniendo las condiciones de desempeño preestablecidas.

Con los resultados obtenidos de cada experimento se analizará el desempeño del controlador GMV respecto al controlador PIDz mediante el uso de índices de desempeños ISE y ISCS, y la varianza de la señal de control.

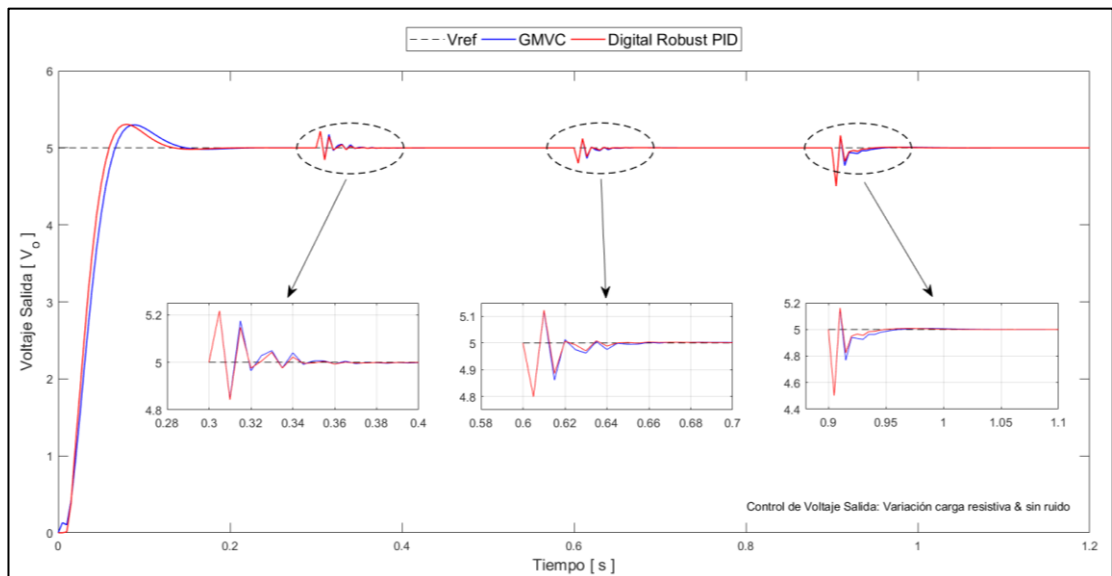


## 4.2 Análisis bajo variaciones de carga.

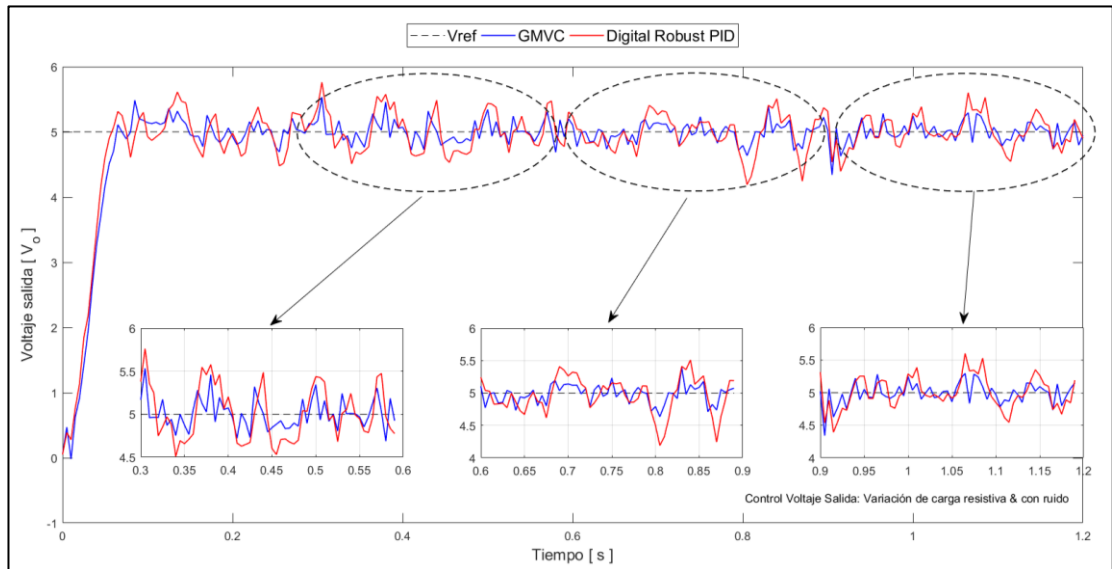
En la subsección previa se presentó la descripción de este experimento. El sistema no lineal es desarrollado en Matlab/Simulink el cual es usado para evaluar el desempeño de las estrategias de control abordadas en este trabajo.

### 4.2.1 Análisis experimental de datos

Las Figuras 4.1 y 4.2 muestran los resultados obtenidos de la simulación no lineal, sin y con ruido, respectivamente, del convertidor buck controlado por el controlador GMV y el controlador digital robusto. El sistema es sujeto a variaciones de la carga resistiva en 0.3, 0.6 y 0.9 segundos, lo que causa oscilaciones en la salida tal como se puede apreciar en la Figura 4.1.

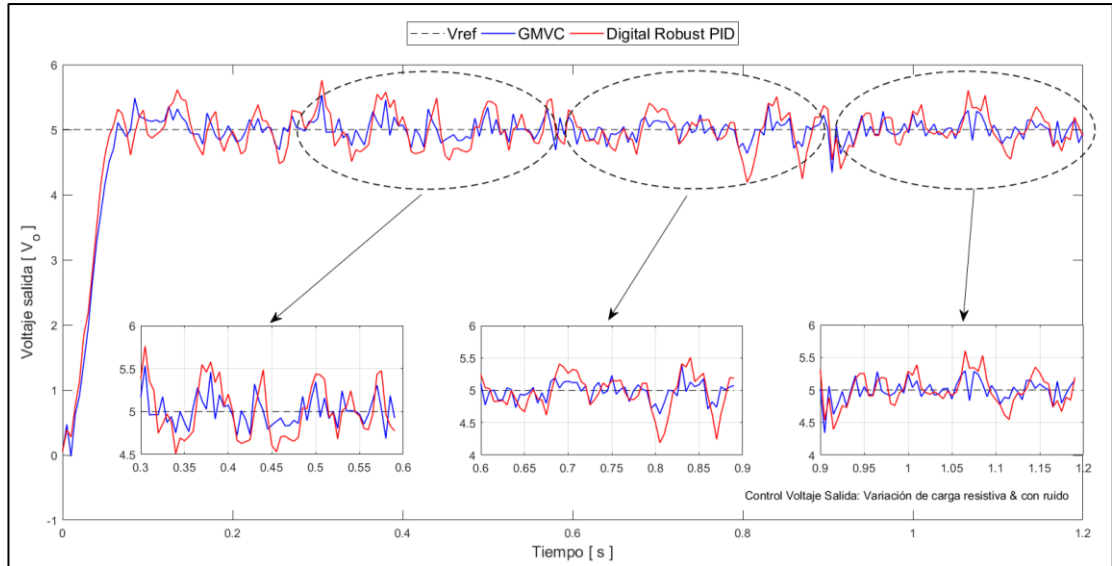


**Figura 4.1: Control de voltaje de salida: Variaciones de carga resistiva & sin ruido.**

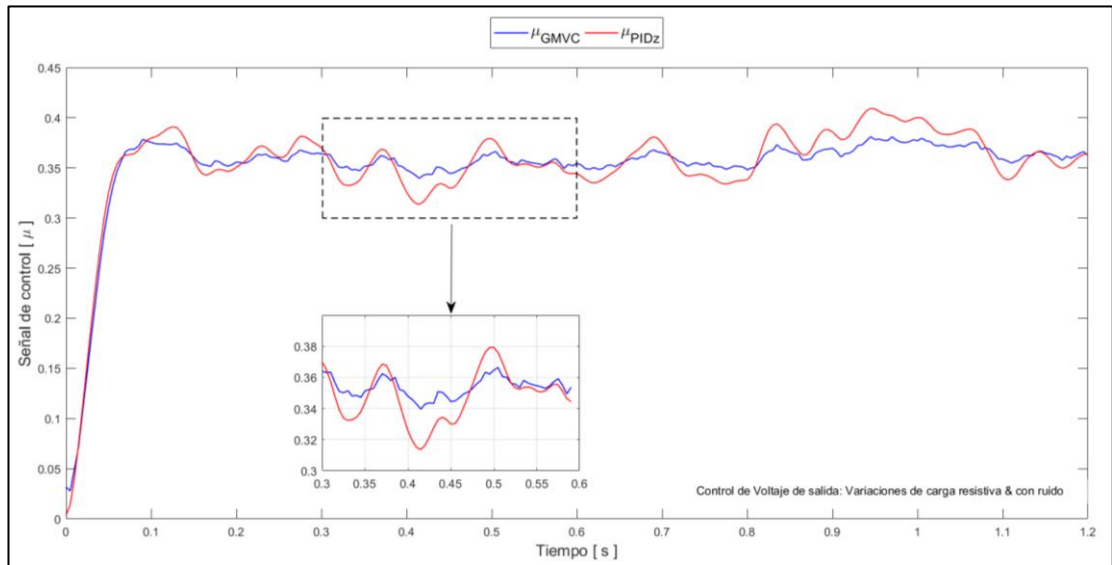


**Figura 4.2: Control de voltaje de salida: Variaciones de carga resistiva & con ruido.**

Las Figuras 4.3 y 4.4, muestran el esfuerzo de control del controlador GMV y del controlador digital robusto, para el sistema sin y con ruido, respectivamente.



**Figura 4.3: Señal de control de voltaje de salida: Variaciones de carga resistiva & sin ruido.**



**Figura 4.4: Señal de control de voltaje de salida: Variaciones de carga resistiva & con ruido.**

### 4.2.2 Análisis del índice de desempeño

Las Tablas 2 y 3 presentan los índices de desempeño ISE, ISCS, de los controladores (GMV y PIDz), además de la energía consumida por cada uno de ellos dada por la varianza, para el sistema sin y con ruido, respectivamente.

	Varianza GMVC	Varianza PIDz	ISE GMVC	ISE PIDz	ISCS GMVC	ISCS PIDz
t = 0.3 s	0.001845	0.001663	0.108329	0.097193	7.484586	7.481274
t = 0.6 s	0.001302	0.001188	0.076822	0.069648	7.562255	7.565591
t = 0.9 s	0.005720	0.005264	0.343420	0.311795	7.839640	7.850044

Tabla 2: Control de voltaje de salida: Variación carga resistiva & sin ruido.

	Varianza GMVC	Varianza PIDz	ISE GMVC	ISE PIDz	ISCS GMVC	ISCS PIDz
t = 0.3 s	0.032703	0.100662	1.900435	5.846876	7.437246	7.333735
t = 0.6 s	0.021536	0.079714	1.268368	4.687709	7.552066	7.549135
t = 0.9 s	0.028192	0.063873	1.638784	3.705265	7.926413	8.106092

Tabla 3: Control de voltaje de salida: Variación carga resistiva & con ruido.

### 4.2.3 Análisis comparativo de resultados

Los resultados muestran que ambos controladores compensan las oscilaciones causadas por la variación de la carga, manteniendo la salida en el nivel de voltaje deseado. Para el sistema sin ruido, el desempeño de ambos controlares es similar (ver Figura 4.1), con una leve mejora para el controlador digital robusto, tal como muestran los índices de desempeños calculados en la Tabla 2. Sin embargo, cuando el sistema es afectado por el ruido, el controlador GMV consigue atenuar de forma más eficiente las oscilaciones causadas por el ruido (ver Figura 4.2) debido a los filtros predictores que contienen el comportamiento dinámico del ruido, consiguiendo de esta manera, predecir el valor futuro de la salida, evitando una

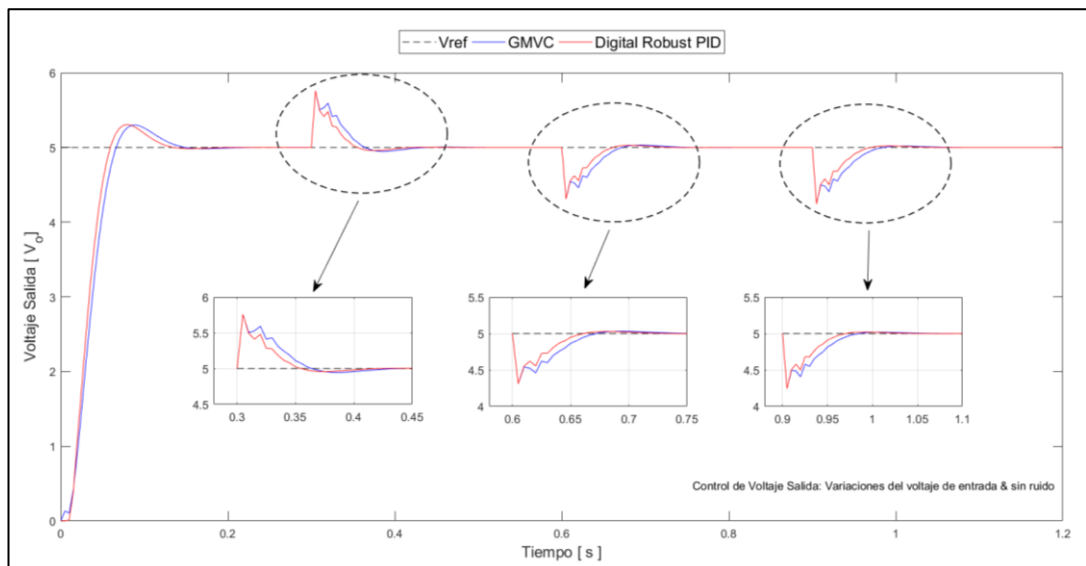
acción de control innecesaria. El controlador GMV supera en desempeño al controlador digital robusto, tal como lo muestran los índices de desempeño calculados en la Tabla 3. Por lo tanto, se puede afirmar que el controlador GMV compensa mejor las oscilaciones, reduciendo la amplitud lo que causa menos deterioro en el sistema de control. Además, El consumo de energía del controlador GMV es menor que el controlador digital robusto.

### 4.3 Análisis bajo variaciones del voltaje de entrada.

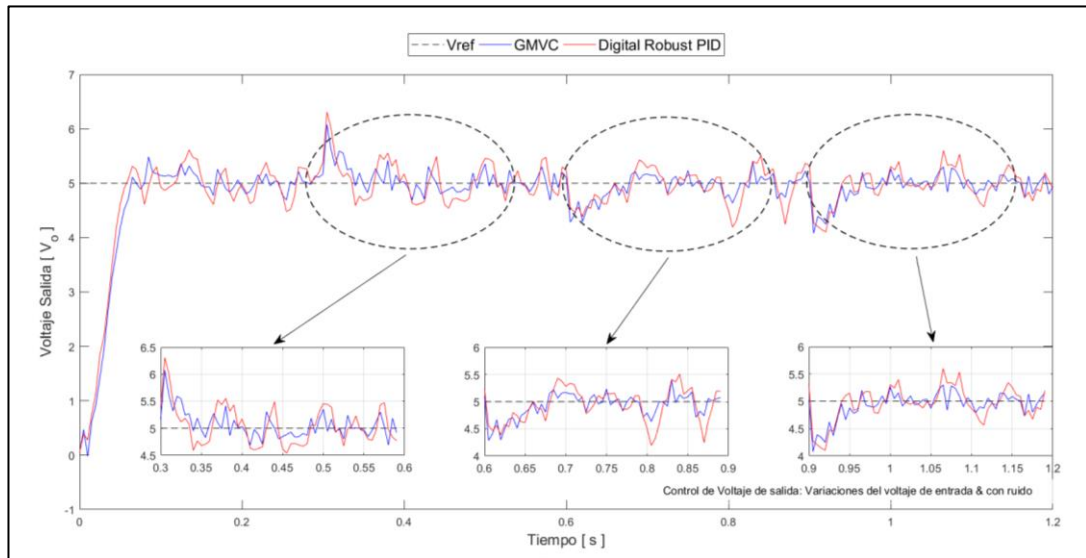
En la subsección previa se presentó la descripción de este experimento. El sistema desarrollado en Matlab/Simulink ha sido cambiado la configuración de la fuente de voltaje de entrada, para evaluar el desempeño de las estrategias de control abordadas en este trabajo.

#### 4.3.1 Análisis experimental de datos

Las Figuras 4.5 y 4.6 muestran los resultados obtenidos de la simulación no lineal, sin y con ruido, respectivamente, del convertidor buck controlado por el controlador GMV y el controlador digital robusto. El sistema es sujeto a variaciones de la fuente de voltaje de entrada en 0.3, 0.6 y 0.9 segundos, lo que causa un cambio de estado en forma de perturbación en la salida tal como se puede apreciar en la Figura 4.5.

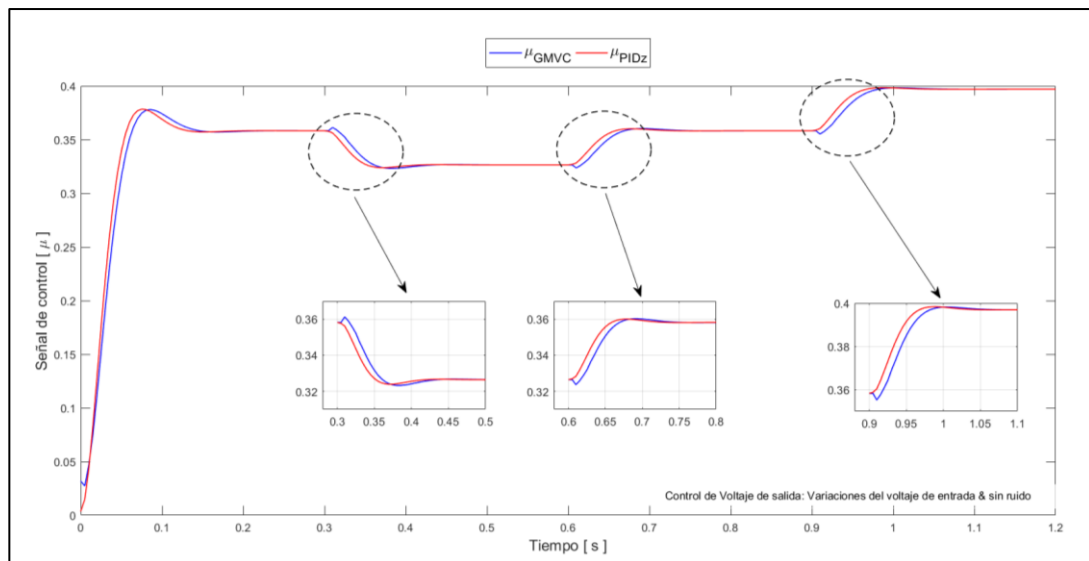


**Figura 4.5: Control de voltaje de salida: Variaciones del voltaje de entrada & sin ruido.**

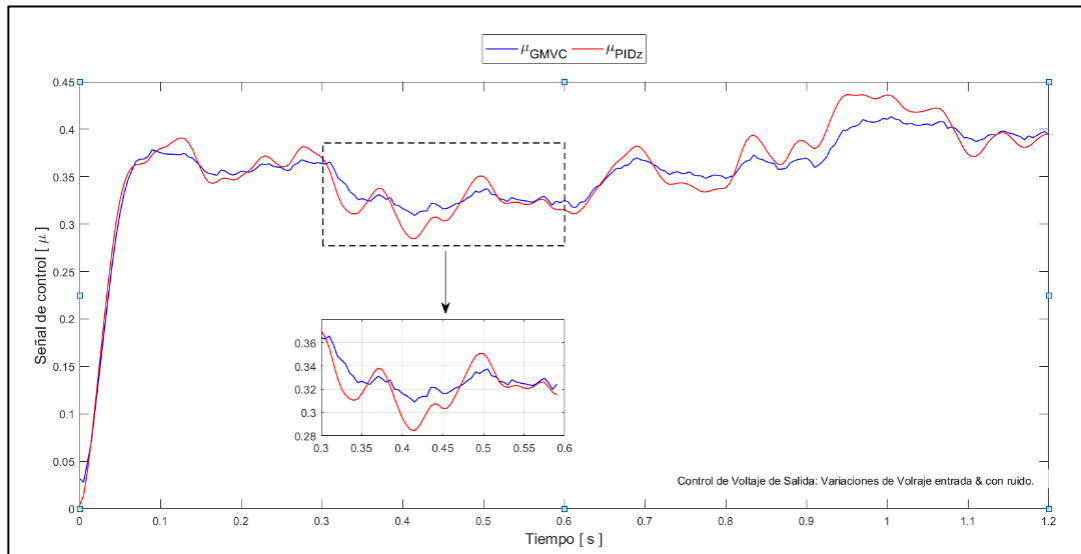


**Figura 4.6: Control de voltaje de salida: Variaciones de voltaje de entrada & con ruido.**

Las Figuras 4.7 y 4.8, muestran el esfuerzo de control del controlador GMV y del controlador digital robusto, para el sistema sin y con ruido, respectivamente.



**Figura 4.7: Señal de control de voltaje de salida: Variaciones de voltaje de entrada & sin ruido.**



**Figura 4.8: Señal de control de voltaje de salida: Variaciones de voltaje de entrada & con ruido.**



### 4.3.2 Análisis del índice de desempeño

	Varianza GMVC	Varianza PIDz	ISE GMVC	ISE PIDz	ISCS GMVC	ISCS PIDz
t = 0.3 s	0.031031	0.022422	2.040565	1.434077	6.442681	6.402396
t = 0.6 s	0.025883	0.019108	1.742000	1.241883	7.400016	7.443616
t = 0.9 s	0.031435	0.023699	2.179445	1.572133	9.039949	9.105083

Tabla 4: Control de voltaje de salida: Variaciones del voltaje de entrada & sin ruido.

	Varianza GMVC	Varianza PIDz	ISE GMVC	ISE PIDz	ISCS GMVC	ISCS PIDz
t = 0.3 s	0.062771	0.133582	3.905330	7.931276	6.402192	6.276570
t = 0.6 s	0.052869	0.101648	3.417279	6.242923	7.391581	7.431411
t = 0.9 s	0.062717	0.101179	3.936615	5.980605	9.140967	9.403544

Tabla 5: Control de voltaje de salida: Variaciones del voltaje de entrada & con ruido.

### 4.3.3 Análisis comparativo de resultados

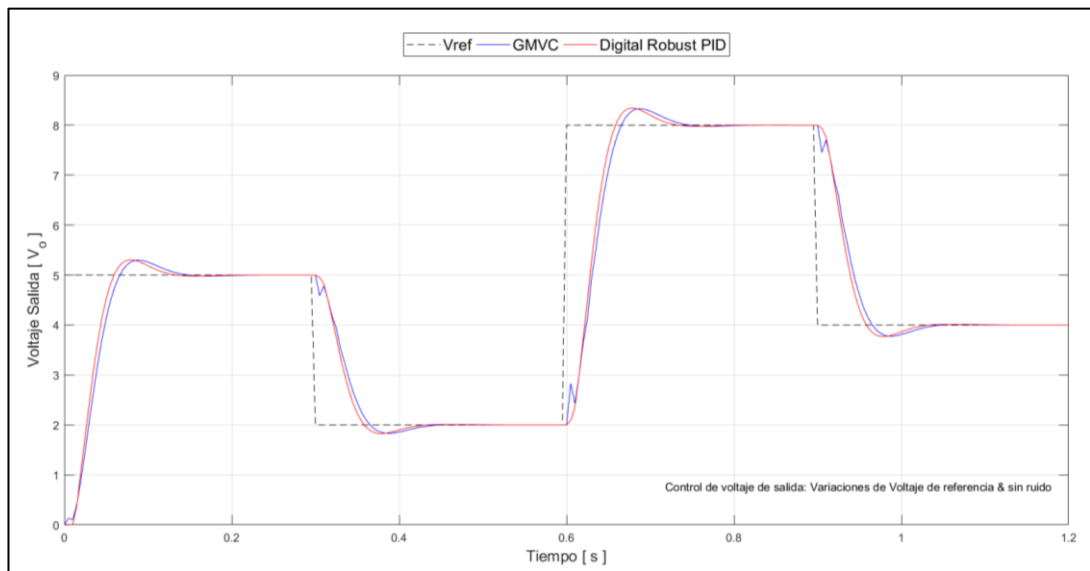
Los resultados muestran que ambos controladores compensan las oscilaciones causadas por las variaciones de la fuente de voltaje de entrada, manteniendo el voltaje de salida en el nivel deseado. Para el sistema sin ruido, el desempeño de ambos controlares es similar (ver Figura 4.5), con una leve mejora para el controlador digital robusto, tal como muestran los índices de desempeños calculados en la Tabla 4. Sin embargo, cuando el sistema es afectado por el ruido, el controlador GMV consigue atenuar de forma más eficiente las oscilaciones causadas por el ruido (ver Figura 4.6) debido a los filtros predictores que contienen el comportamiento dinámico del ruido, consiguiendo de esta manera, predecir el valor futuro de la salida, evitando una acción de control innecesaria. El controlador GMV supera en desempeño al controlador digital robusto, tal como lo muestran los índices de desempeño calculados en la Tabla 5. Por lo tanto, se puede afirmar que el controlador GMV compensa mejor las oscilaciones, reduciendo la amplitud lo que causa menos deterioro en el sistema de control. Además, El consumo de energía del controlador GMV es menor que el controlador digital robusto

#### 4.4 Análisis bajo variaciones del punto de operación.

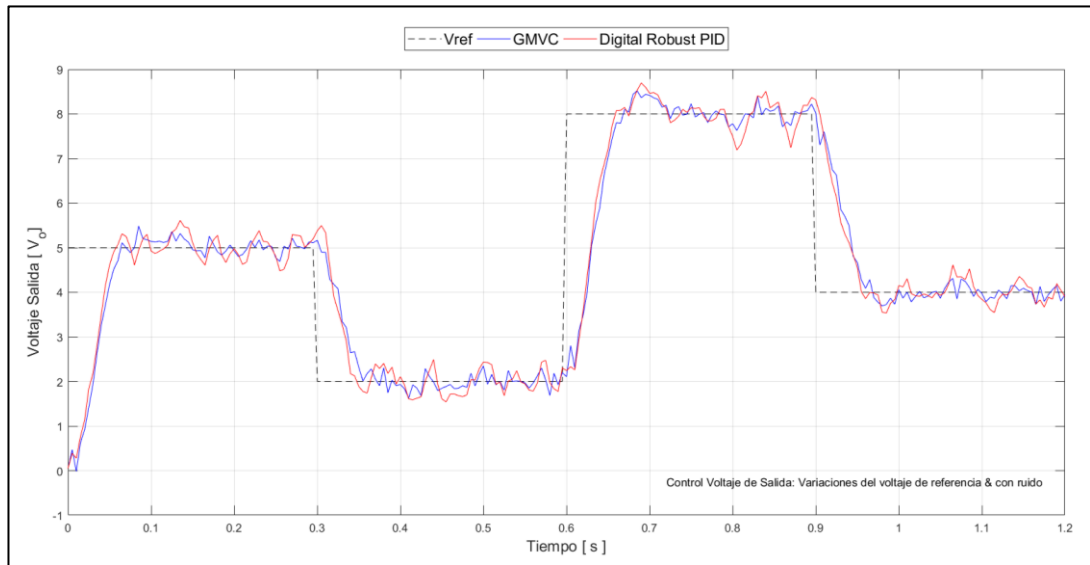
En la subsección previa se presentó la descripción de este experimento. El sistema desarrollado en Matlab/Simulink ha sido cambiado la configuración del voltaje de referencia, para evaluar el desempeño de las estrategias de control.

##### 4.4.1 Análisis experimental de datos

Las Figuras 4.9 y 4.10 muestran los resultados obtenidos de la simulación no lineal, sin y con ruido, respectivamente, del convertidor buck controlado por el controlador GMV y el controlador digital robusto. El sistema es sujeto a variaciones del voltaje de referencia en 0.3, 0.6 y 0.9 segundos, lo que causa un cambio de estado en el voltaje de salida tal como se puede apreciar en la Figura 4.9.

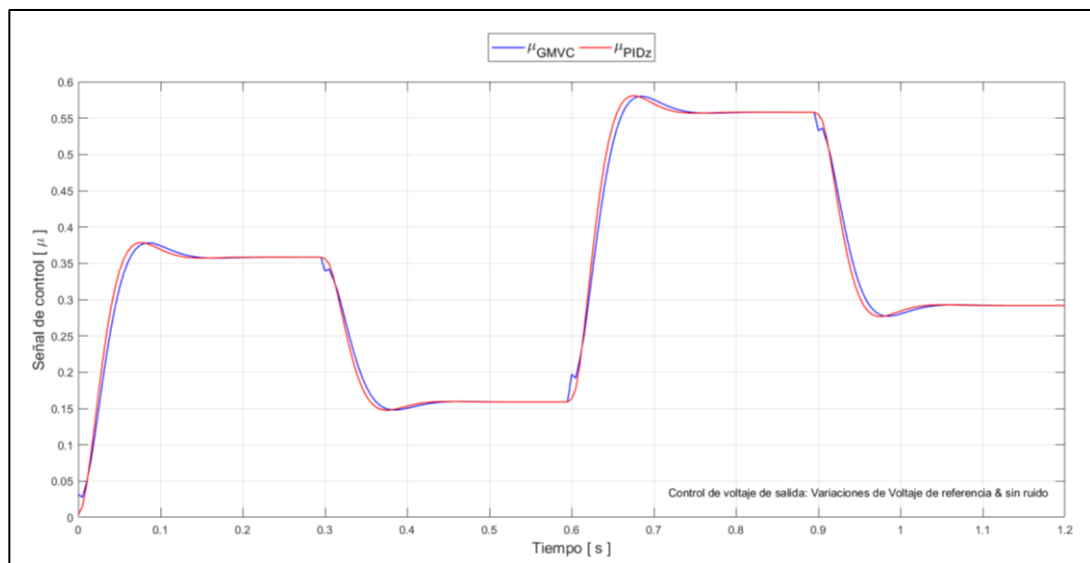


**Figura 4.9: Control de voltaje de salida: Variaciones del voltaje de referencia & sin ruido.**

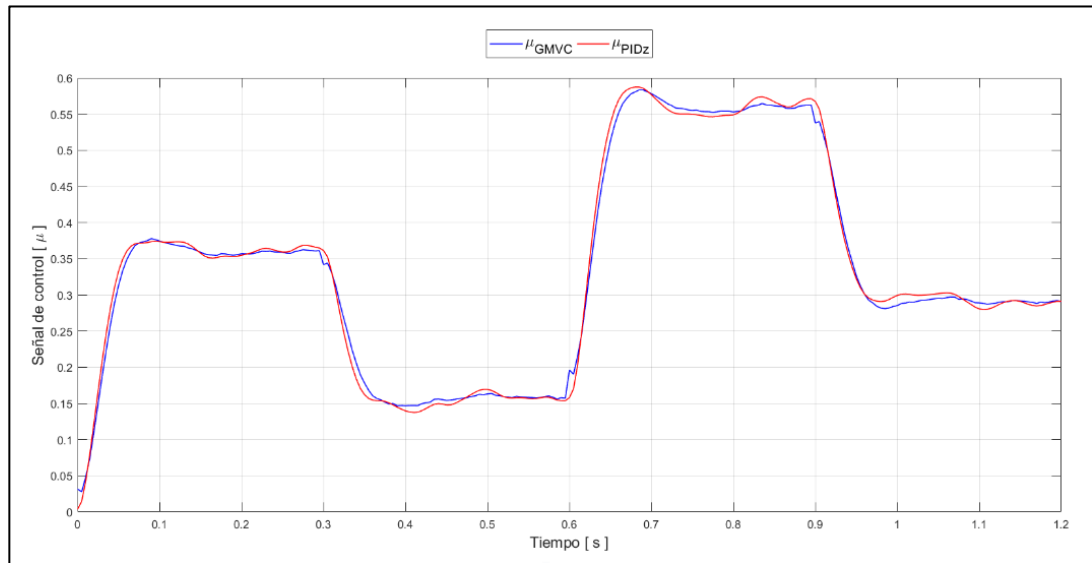


**Figura 4.10: Control de voltaje de salida: Variaciones del voltaje de referencia & con ruido.**

Las Figuras 4.11 y 4.12, muestran el esfuerzo de control del controlador GMV y del controlador digital robusto, para el sistema sin y con ruido, respectivamente.



**Figura 4.11: Control de voltaje de salida: Variaciones del voltaje de referencia & sin ruido.**



**Figura 4.12: Control de voltaje de salida: Variaciones del voltaje de referencia & con ruido.**

#### 4.4.2 Análisis del índice de desempeño

	Varianza GMVC	Varianza PIDz	ISE GMVC	ISE PIDz	ISCS GMVC	ISCS PIDz
t = 0.3 s	0.652205	0.654078	43.808196	43.179873	2.010765	1.982780
t = 0.6 s	2.607540	2.615556	1.752077e+02	1.727102e+02	16.53449	16.701735
t = 0.9 s	1.161534	1.164671	78.036380	76.897382	6.191674	6.124407

Tabla 6: Control de voltaje de salida: Variaciones del voltaje de referencia & sin ruido.

	Varianza GMVC	Varianza PIDz	ISE GMVC	ISE PIDz	ISCS GMVC	ISCS PIDz
t = 0.3 s	0.701841	0.833900	46.809879	53.914964	1.989023	1.913080
t = 0.6 s	2.654399	2.679637	1.789443e+02	1.785639e+02	16.530576	16.710368
t = 0.9 s	1.116988	1.118253	75.764089	74.854984	6.270394	6.356090

Tabla 7: Control de voltaje de salida: Variaciones del voltaje de referencia & con ruido.

#### 4.4.3 Análisis comparativo de resultados

Los resultados muestran que ambos controladores siguen al voltaje de referencia, manteniendo el voltaje de salida en el nivel deseado. Para el sistema sin ruido, el desempeño de ambos controlares es similar (ver Figura 4.9), con una leve mejora para el controlador digital robusto, tal como muestran los índices de desempeños calculados en la Tabla 6. Sin embargo, cuando el sistema es afectado por el ruido, el controlador GMV consigue atenuar de forma más eficiente las oscilaciones causadas por el ruido (ver Figura 4.10) debido a los filtros predictores que contienen el comportamiento dinámico del ruido, consiguiendo de esta manera, predecir el valor futuro de la salida, evitando una acción de control innecesaria. El controlador GMV supera en desempeño al controlador digital robusto, tal como lo muestran los índices de desempeño calculados en la Tabla 7. Por lo tanto, se puede afirmar que

el controlador GMV compensa mejor las oscilaciones, reduciendo la amplitud lo que causa menos deterioro en el sistema de control. Además, El consumo de energía del controlador GMV es menor que el controlador digital robusto.

## CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

En el presente estudio, se propone un controlador de varianza mínima para controlar el voltaje de salida de un convertidor Buck bajo perturbaciones causadas por la variación de los parámetros de la planta y el ruido.

Se comprobó que a un controlador determinístico se le puede introducir un parte estocástico mediante el uso de la técnica de aumentación estocástica.

El controlador propuesto supera al controlador robusto en el sentido del consumo de energía debido a su diseño basado en el modelo estocástico, que admite el modelo completo del ruido.

De acuerdo a los índices de desempeño, se puede concluir que el controlador GMV presenta características suavizadas, causando menos estrés en la señal de control. Por lo tanto, se obtuvieron mejores características, reduciendo significativamente sus variaciones, es decir, el controlador GMV usa menos energía y causa menos pérdidas de conmutación.

## REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

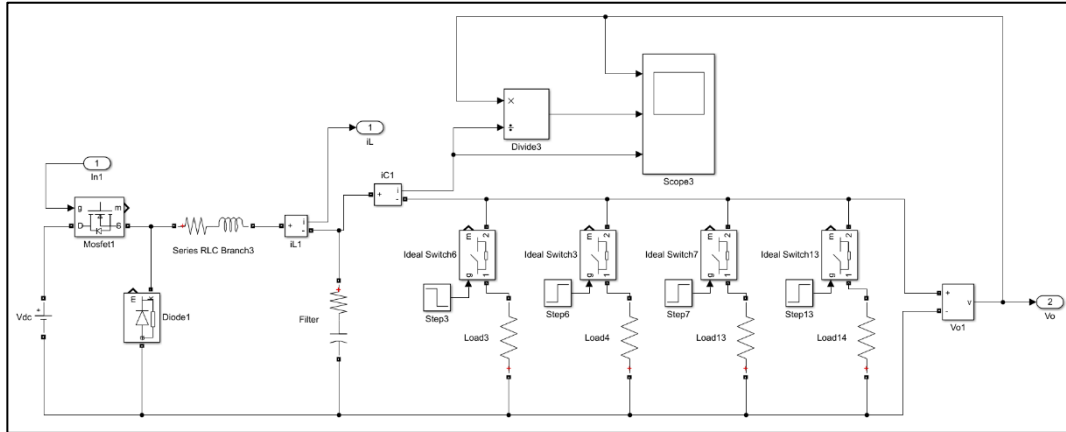
- [1] T. Sato, A. Inoue, T. Yamamoto, and S. L. Shah, "Self-Tuning PID Controllers Based on the Strongly Stable Generalized Minimum Variance Control Law", in *IFAC Proc.. Vol.*, vol. 33, no. 4, pp. 511–516, 2000.
- [2] Z. Li and C. Schmid, "A generalised minimum variance controller for time-varying systems", in *IFAC Proc.*, vol. 38, no. 1. pp. 37-40, 2005.
- [3] M. Doi and Y. Mori, "Generalized Minimum Variance Control With Time Shift Multiplications", in *IFAC Proc.*, vol. 35, no. 1. pp. 163-668, 2002.
- [4] K. E. Lucas *et at.*, "Stochastic Control for DC-DC Power Converters: A Generalized Minimum Variance Control Approach", 2020, unpublished manuscript.
- [5] K. E. Lucas *et at.*, "Stochastic Augmentation by Generalized Minimum Variance Control applied to a DC-DC buck converter", 2020, unpublished manuscript.
- [6] K. J. Åström and B. Wittenmark, "On self tuning regulators", *Automata*, vol. 9, no. 2, pp. 185–199, 1973.
- [7] A. Silveira, R. Trentini, A. Coelho, R. Kutzner, and L. Hofmann, "Generalized minimum variance control under long-range prediction horizon setups," *ISA Trans.*, vol. 62, pp. 325–332, 2016.
- [8] D. W. Clarke and P. J. Gawthrop, "Self-tuning controller", in *Proceedings of the Institution of Electrical Engineers*, 1975, vol. 122, no. 9, pp. 929–934.
- [9] W. Ganbing, "Adaptive controller of blood pressure using model with fraction time delays," in *Proceedings of the Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society*, 1988, pp. 1309–1310.
- [10] C. O. R. Reynolds and M. Pachter, "System identification algorithm using phasors," in *1997 European Control Conference (ECC)*, 1997, pp. 840–845.
- [11] T. Shiino, K. Kawada, T. Yamamoto, M. Komichi, and T. Nishioka, "Gimbals



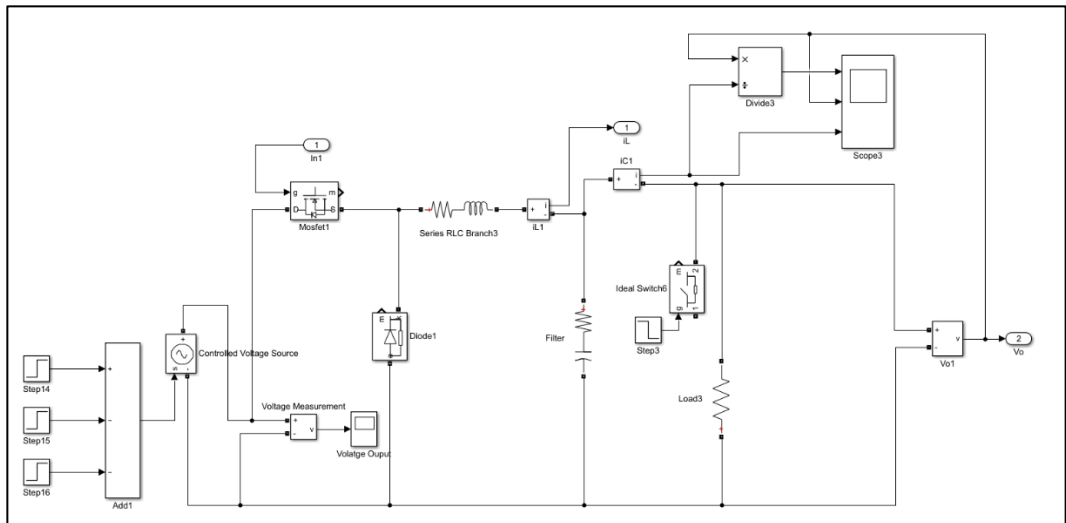
- control with the camera for aerial photography in RC helicopter,” in *Proc. Inter. Conf. on Control, Automation and Systems*, 2008, pp. 1135–1139.
- [12] T. Yamamoto and S. L. Shah, “Design and experimental evaluation of a multivariable self-tuning PID controller”, *IEE Proceedings-Control Theory Appl.*, vol. 151, no. 5, pp. 645–652, 2004.
- [13] Y. Mitsukura, T. Yamamoto, and M. Kaneda, “A design of self-tuning PID controllers using a genetic algorithm”, in *Proc. American Control Conference (Cat. No. 99CH36251)*, 1999, vol. 2, pp. 1361–1365.
- [14] R. Trentini, A. Silveira, M. T. Bartsch and R. Kutzner, “On the design of stochastic RST controllers based on the Generalized Minimum Variance”, in *Proc. International Conference on Control*, 2016, pp. 1–6.
- [15] K. J. Åström and B. Wittenmark, *Adaptive control*. Courier Corporation, 2013.
- [16] J. James, M. Durango, J. J. Ordoñez, L. Fernando, and M. Machado, “Design and construction of a Boost type dc / dc converter with adjustable PWM”, *Scientia et Technica Año XXII*, vol. 22, no. 1, pp. 9–14, 2017.
- [17] N. Mohan, T.M. Undeland and W. P. Robbins, *Power Electronic: Converters, Application, and Design*, 3rd ed. 2002.
- [18] K. E. Lucas *et al.*, “Parameter Optimization of an Interval Robust Controller of a Buck Converter Subject to Parametric Uncertainties,” in *Proc. IEEE 3 ed. Ecuador Tech. Chapters Meet. (ETCM), Ecuador, 2018*, pp. 1–6.
- [19] K. E. Lucas, “Performance evaluation of robust parametric control strategies applied on suppression of oscillations effects due to constant power loads in multi-converter buck-buck system”, M.S. thesis, Federal University of Pará, Instituto de Tecnologia, Belém, Brazil, 2018, [Online] Available: <http://repositorio.ufpa.br/jspui/handle/2011/10257>.
- [20] J. P. Contreras, “Modulación por ancho de pulso (PWM) y modulación vectorial (SVM). Una introducción a las técnicas de modulación”, in *El Hombre y la Máquina*, no. 25, 2005, pp. 70–83, Ed. Universidad Autónoma de Occidente.

- [21] A. S. Samosir and A. H. M. Yatim, "Dynamic evolution control for synchronous buck DC – DC converter : Theory , model and simulation", in *Simul. Model. Pract. Theory*, vol. 18, no. 5, pp. 663–676, 2010.
- [22] M. B. D'Amico, N. Guerin, A. Oliva, E. E. Paolini, "Dinámica de un convertidor buck con controlador pi digital", in *Rev. Iberoamericana de Automática e Informática Industrial RIAI*, vol. 4, pp. 126–131, 2007.
- [23] D. Ito, H. Asahara, T. Kousaka, and T. Ueta, "Clock pulse modulation for ripple reduction in buck-converter circuits", in *Chaos, Solitons Fractals*, vol. 111, pp. 138–145, 2018.
- [24] J. Cerón, "Fuente conmutada tipología buck con fines pedagógicos", Tesis de Ingeniería, Universidad Católica de Colombia, Bogota D.C., 2013.
- [25] Z. Wang, S. Li, J. Wang, and Q. Li, "Robust control for disturbed buck converters based on two GPI observers", in *Control Engineering Practice*, vol. 66, pp. 13–22, 2017.
- [26] M. S. Shaker and A. A. Kraidi, "Robust observer-based DC-DC converter control", in *Jour. King Saud Univ. - Eng. Sci.*, vol. 31, no. 3, pp. 238–244, 2019.
- [27] T. K. Nizami, A. Chakravarty, and C. Mahanta, "Design and implementation of a neuro-adaptive backstepping controller for buck converter fed PMDC-motor" in *Control Eng. Pract.*, vol. 58, pp. 78–87, 2017.
- [28] T. Khan and C. Mahanta, "An intelligent adaptive control of DC – DC buck converters," *J. Franklin Inst.*, vol. 353, no. 12, pp. 2588–2613, 2016.
- [29] R. Hoshino and Y. Mori, "Self-tuning Continuous-time Generalized Minimum Variance Control", in *IFAC Proc. Vol.*, vol. 41, no. 2. pp. 5751-5755, 2008.
- [30] A. S. Silveira, A. A. R. Coelho, and F. J. Gomes, "GMV-PID Controller Design with Gradient Method for the Energy Weighting Factor in Nonlinear Plants", in *IFAC Proc. Vo.*, vol. 45, pp. 394-399, 2012.

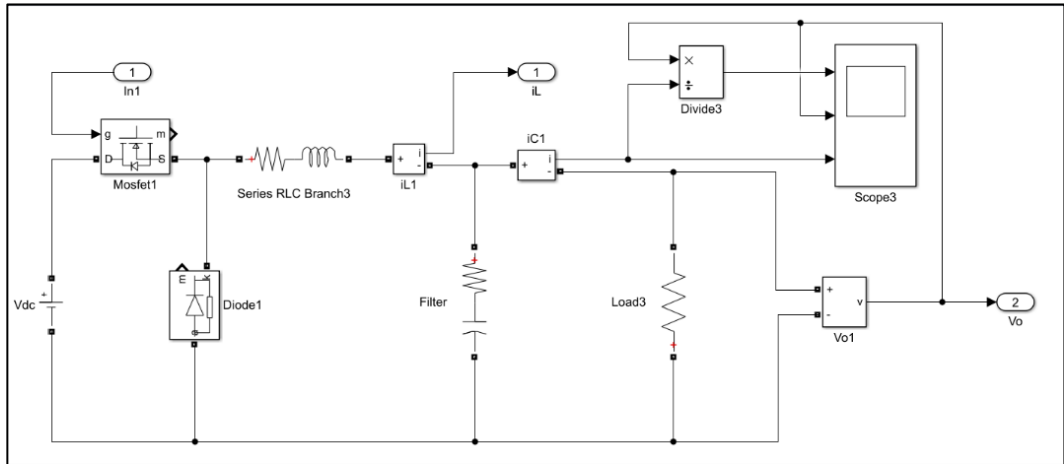
## ANEXOS



Simulink del esquema del convertidor Buck con variaciones de carga resistiva  $R_L$ .

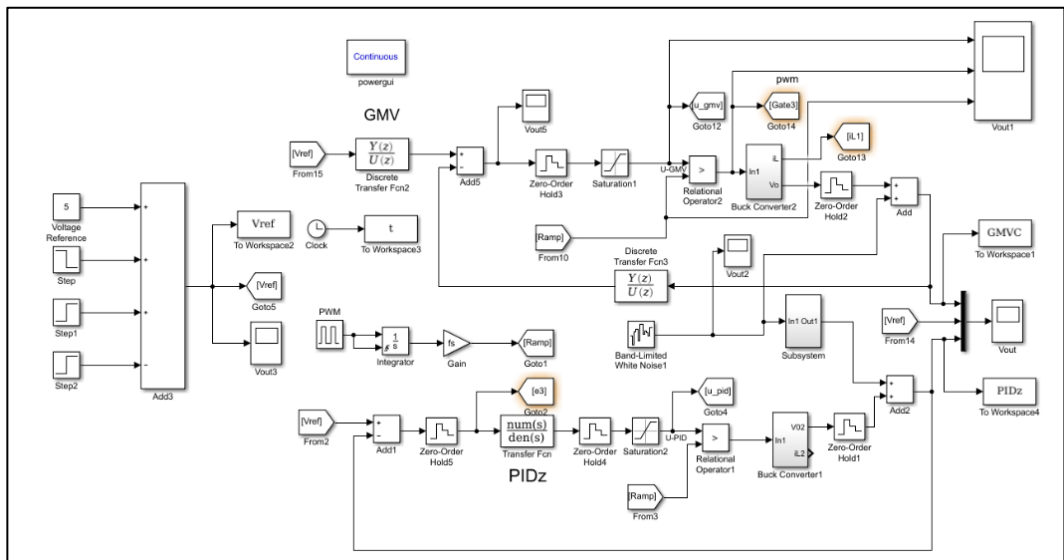


Simulink del esquema del convertidor Buck con variaciones de Voltaje de entrada  $v_i$ .



Simulink del esquema del convertidor Buck con variaciones de Voltaje de referencia

$$V_{REF}$$



Esquema en lazo cerrado del controlador PIDz y GMVC del convertidor Buck.