



ESCUELA SUPERIOR POLITÉCNICA DEL LITORAL

Facultad de Ingeniería en Electricidad y Computación

“DISEÑO Y EVALUACIÓN EXPERIMENTAL DE UN
CONTROLADOR ROBUSTO PARA REDUCIR EL IMPACTO DE
UNA CARGA DE POTENCIA CONSTANTE EN UN
CONVERTIDOR REDUCTOR”

TRABAJO DE TITULACIÓN

Previo a la obtención del Título de:

MAGÍSTER EN AUTOMATIZACIÓN Y CONTROL

Presentado por:

Ronald Joel García Arcos

Angel Alfredo Lara Candelario

GUAYAQUIL – ECUADOR

AÑO: 2019

AGRADECIMIENTOS

Mis más sinceros agradecimientos a todas las personas que colocaron su granito de arena para cumplir una meta más en este largo camino de vida.

Kevin Lucas y David Vaca por ser la guía en la elaboración de este proyecto además de toda la paciencia que han tenido en el traspaso de conocimientos, por brindarme una amistad que nació desde épocas universitarias muy valorada por mí.

Mg. Alberto Larco por el incentivo en seguir mi formación y brindarme toda la ayuda posible, en el ámbito laboral y académico, siendo un ejemplo a seguir por todo lo que ha cimentado en sus años como profesional.

Ronald Joel García Arcos

Le doy gracias a Dios, a mis Padres Abg. Angel Lara, MSc. Rusia Candelario, mi esposa Ing. Erika Ávila y mi familia, por acompañarme y guiarme a lo largo de la maestría, ser siempre mi fortaleza en los momentos de debilidad y por brindarme una vida llena de aprendizaje, experiencia y felicidad.

MSc. David Vaca y MSc. Kevin Lucas al ser los guías del proyecto que estamos elaborando, por su dedicación, paciencia, y sabiduría para la correcta generación del mismo.

Angel Alfredo Lara Candelario

DEDICATORIA

A Dios por brindarme salud y vida en esta nueva etapa profesional.

A mi mamá y papá, soy testigo del esfuerzo y sacrificio que han tenido que hacer para que yo pudiera convertirme en profesional, me han enseñado a salir adelante en esta vida con perseverancia y buenos valores. Todos mis logros siempre serán para ustedes.

A mis hermanos, para poder ser su ejemplo a seguir como persona y profesional.

Ronald Joel García Arcos

A mi madre y mi esposa con todo mi amor y cariño, les dedico todo mi esfuerzo en este trabajo.

Angel Alfredo Lara Candelario

TRIBUNAL DE EVALUACIÓN

Ph.D. César Martín Moreno
SUBDECANO DE LA FIEC

M.Sc. David Alejandro Vaca Benavides
DIRECTOR DEL TRABAJO DE TITULACIÓN

M.Sc. Ronald David Solís Mesa
MIEMBRO PRINCIPAL DEL TRIBUNAL

DECLARACIÓN EXPRESA

"La responsabilidad y la autoría del contenido de este Trabajo de Titulación, nos corresponde exclusivamente; y damos 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"

Ronald Joel García Arcos

Angel Alfredo Lara Candelario

RESUMEN

En el Capítulo 1 se da una reseña de la problemática a tratar, planteando los objetivos de este proyecto, dando paso a la metodología que se va a implementar y hasta que alcance tendrá el proyecto, en el cual se realizará una comparación de desempeño entre controladores robustos y un controlador clásico.

En el capítulo 2 se presenta la teoría de los convertidores DC – DC, en donde haremos énfasis en los de modos de operación y dinámica del convertidor reductor usado para el desarrollo de este proyecto de Tesis. Además, se presenta el modelo promedio obtenido mediante el análisis de las ecuaciones dinámicas del convertidor operando en modo de conducción continua.

En el Capítulo 3 se muestran las metodologías de diseño para sintonizar los parámetros de dos diferentes controladores robustos, uno de ellos basado en el rectángulo de Kharitonov y el otro se basa en la esfera de Chebyshev. También se introdujeron breves conceptos teóricos y matemáticos de la teoría de control robusto.

En el Capítulo 4 se presenta la metodología utilizada a más detalle para el desarrollo de este trabajo, así como la implementación y obtención de datos reales para su comparación.

ÍNDICE GENERAL

AGRADECIMIENTOS.....	ii
DEDICATORIA	iii
TRIBUNAL DE EVALUACIÓN	iv
DECLARACIÓN EXPRESA.....	v
RESUMEN	vi
ÍNDICE DE FIGURAS.....	3
ÍNDICE DE TABLAS.....	5
ABREVIATURAS.....	6
CAPÍTULO 1	7
1. PLANTEAMIENTO DE LA PROBLEMÁTICA.....	7
1.1 Identificación del problema.....	7
1.2 Justificación.....	8
1.3 Solución propuesta.....	8
1.4 Objetivos.....	9
1.4.1 Objetivo general.....	9
1.4.2 Objetivos específicos.....	9
1.5 Metodología.....	9
1.6 Alcance.....	10
CAPÍTULO 2.....	11
2. ESTADO DEL ARTE.....	11
2.1 Convertidores de potencia cc-cc.....	11
2.1.1 Topologías de convertidores cc-cc.....	11
2.1.2 Modos de operación.....	13
2.1.3 Conmutación controlada por PWM.....	18
2.2 Comportamiento dinámico del convertidor reductor.....	18
2.3 Análisis de estabilidad incluyendo una CPL.....	20

2.4	Diseño del convertidor reductor.....	22
2.4.1	Software.....	22
2.4.2	Diseño del PCB.....	23
CAPÍTULO 3.....		25
3.	TEORÍA DEL CONTROL ROBUSTO.....	25
3.1	Introducción.....	25
3.2	Representación de plantas por intervalos.....	26
3.3	Diseño de un controlador robusto atreves de ubicación de intervalos de polos.....	27
3.4	Programación lineal basada en el rectángulo de Kharitonov.....	30
3.5	Programación lineal basada en el teorema de Chebyshev.....	31
3.6	Sintonía del controlador.....	33
CAPÍTULO 4.....		37
4.	RESULTADOS EXPERIMENTALES.....	37
4.1	Configuración del sistema.....	37
4.2	Experimentación y análisis bajo variaciones de carga.....	42
4.2.1	Análisis experimental de datos.....	44
4.2.2	Análisis del índice de desempeño.....	45
4.2.3	Análisis comparativo de resultados.....	47
4.3	Experimentación y análisis bajo variaciones del voltaje de entrada. 48	
4.3.1	Análisis experimental de datos.....	49
4.3.2	Análisis del índice de desempeño.....	50
4.3.3	Análisis comparativo de resultados.....	51
CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES.....		53
BIBLIOGRAFÍA.....		55

ÍNDICE DE FIGURAS

Figura 2.1: Esquema de convertidor reductor.	11
Figura 2.2: Esquema de convertidor elevador.	12
Figura 2.3: Esquema de convertidor reductor elevador.	12
Figura 2.4: Esquema de convertidor cuk.....	13
Figura 2.5. Estados de la etapa de poder del Convertidor Buck.	14
Figura 2.6. Formas de ondas típica para los estados de la etapa de poder del convertidor Buck.	15
Figura 2.7. Límite entre el modo continuo y el modo discontinuo.	16
Figura 2.8. Modo de corriente discontinua.	16
Figura 2.9. Formas de onda del Estado de poder del convertidor Buck en modo discontinuo.....	17
Figura 2.10: Esquema convertidor reductor.	23
Figura 2.11: Diseño de tarjeta electrónica.....	24
Figura 2.12: Modelo 3D de tarjeta electrónica.	24
Figura 3.1: Simulación de respuesta de controladores robustos.	25
Figura 3.2: Diagrama de bloques del sistema de circuito cerrado.	27
Figura 3.3: La esfera más grande B inscrita en P	32
Figura 3.4: Diagrama de flujo de la metodología para el diseño de controladores robustos [6].....	36
Figura 4.1. Diagrama de bloques generalizado del control que se aplica al sistema de buck-buck multiconvertidor.	37
Figura 4.2. Circuito eléctrico del sistema buck-buck multiconvertidor.....	38
Figura 4.3. Placas Convertidores de Voltaje y Potencia.	39
Figura 4.4. MT4W-DV-4O, Medidor Digital para Panel, con indicador de 4 dígitos.	40
Figura 4.5. Transductor de Corriente ACS712.....	40
Figura 4.6: Arduino Uno.....	41
Figura 4.7. Multi-Convertidor Buck-Buck.....	41

Figura 4.8. Convertidor de Voltaje con variaciones en la carga.....	43
Figura 4.9. Convertidor de Potencia con variaciones en la carga.	44
Figura 4.10: Graficas Convertidor de Voltaje con variaciones en su entrada.	49
Figura 4.11: Diagrama de Fase V_C vs I_L	50

ÍNDICE DE TABLAS

Tabla 3.1: Valores de ganancias para los controladores.	34
Tabla 4.1: Elementos usados para la creación de las tarjetas electrónicas de los convertidores reductores.....	38
Tabla 4.2: ISE, Convertidor de voltaje al ingresar el convertidor de Potencia.	45
Tabla 4.3: ISE, Convertidor de voltaje al aumentar la carga en el convertidor de Potencia.....	46
Tabla 4.4: ISE, Convertidor de voltaje al disminuir la carga en el convertidor de Potencia.....	46
Tabla 4.5: ISE, Convertidor de Potencia al Aumentar la carga.....	47
Tabla 4.6. ISE, Convertidor de Potencia al Disminuir la carga.....	47
Tabla 4.7: ISE, Convertidor de Voltaje al Aumentar su voltaje de Entrada 25 voltios dc.....	51
Tabla 4.8. ISE, Convertidor de Voltaje al disminuir su voltaje de Entrada 15 voltios dc.....	51

ABREVIATURAS

DC	Direct Current (“Corriente Directa”)
AC	Alternating Current (“Corriente Alterna”)
CPL	Constant Power Load (“Carga de Potencia Constante”)
PID	Proporcional Integrativo Diferencial
PI	Proporcional Integrativo
PD	Proporcional Diferencial
SMC	Sliding Mode Control (“Control en modo deslizante”)
ISE	Integral of the Square Error (“Error Cuadrático Medio”)
Vi	Voltage Input (“Voltaje de entrada”)
Vo	Voltage Output (“Voltaje de Salida”)
DCM	Discontinuous Conduction Mode (“Modo de Conducción Discontinua”),
CCM	Continuous Conduction Mode (“Modo de Conducción Continua”)
PWM	Pulse width modulation (“Modulación de ancho de pulso”)
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor (“Transistor Bipolar de Puerta Aislada”)
PCB	Printed Circuit Board (“Placa de Circuito Impreso”)
RPC	Robust Parametric Control (“Control Paramétrico Robusto”)
CKR	Control based on Kharitonov’s Rectangle (“Control basado en el rectángulo de Kharitonov”)
CCS	Control based on Chebyshev’s Sphere (“Control basado en la esfera de Chebyshev”)

CAPÍTULO 1

1. PLANTEAMIENTO DE LA PROBLEMÁTICA.

1.1 Identificación del problema.

En la actualidad, los convertidores de potencia DC-DC son empleados en diversas aplicaciones industriales tales como vehículos eléctricos [1], energías renovables [2], sistemas de navegación [3], etc. En todas estas aplicaciones el convertidor es usado para generar, distribuir y transmitir de forma eficiente la energía eléctrica. Por lo tanto, la mayoría de las cargas son: accionamientos de motores eléctricos, convertidores DC-DC, inversores DC-AC y rectificadores AC-DC.

Estas cargas cuando se encuentran reguladas presentan un comportamiento de carga constante (CPL, por sus siglas en inglés). A diferencia de una carga resistiva, la CPL es una carga no lineal con características de impedancia negativa variable, es decir, la corriente de entrada aumenta/disminuye con una disminución/aumento en la tensión de su terminal [4]. Debido a las características de impedancia negativa de la CPL, el sistema puede volverse inestable, llevando al sistema a oscilaciones o fallas, ocasionando daños en los componentes electrónicos del sistema [5].

Varios métodos se han propuesto para hacer frente al efecto desestabilizador de la CPL. Los métodos para superar el problema de inestabilidad de impedancia incremental negativa CPL se clasifican en dos categorías principales: Métodos de modificación de hardware (métodos pasivos) y técnicas de control (métodos activos). Utilizando el método pasivo, se agregan elementos físicos (resistencia o, en su mayoría, condensador) al convertidor del lado de carga para superar el problema de impedancia incremental negativa [6]. Sin embargo, esto no es algo recomendable en muchos casos donde cambiar partes físicas del proceso es complicado. Por lo que se desea utilizar una técnica de control tal que, únicamente cambiando los parámetros del controlador (ganancias del PID, PI o

PD), sin involucrar cambios físicos, se logre minimizar los efectos antes mencionados.

1.2 Justificación.

Para mitigar el efecto de inestabilidad de la CPL, se han propuesto varios métodos, tales como, amortiguación pasiva y activa [7] [8], control mediante Lyapunov [9], linealización de realimentación no lineal, control en modo deslizante (SMC) [10] [11], control fuzzy [12] y control robusto [6][13].

Por lo general, el diseño del controlador se basa en la aproximación lineal de la dinámica no lineal del convertidor. Los controladores lineales se usan generalmente para regular la tensión de salida [14] de los convertidores. Sin embargo, los controladores convencionales pueden experimentar un deterioro del rendimiento debido a diferentes condiciones de funcionamiento [6], se puede mencionar la más común que es el desgaste mecánico de actuadores.

Para garantizar la robustez frente a incertidumbres de los parámetros, los controladores lineales deben diseñarse basados en teoría de control robusto [6]. Por lo tanto, el controlador puede diseñarse para hacer frente a un rango preestablecido de incertidumbre de los parámetros, variaciones de carga o una amplia variación de puntos de operación. Además de eso, el rendimiento de los convertidores DC-DC también se ve afectado por perturbaciones externas, que pueden causar inestabilidad que generalmente son debidos a los ruidos de medición [6]. Por lo tanto, el proceso de diseño del controlador debe garantizar la robustez del rendimiento.

1.3 Solución propuesta.

Técnicas de control que abordan el problema de sistemas dinámicos con incertidumbres paramétricas, se han estudiado ampliamente en los últimos 40 años [15], [16]. En este contexto, las estrategias de control, que tienen como objetivo implementar algoritmos de control adaptativos, predictivos y difusos, han sido estudiadas para la resolución de problemas de control de sistemas con incertidumbres paramétricas. Sin embargo, las estrategias adaptativas y difusas,

que pueden ofrecer resultados eficientes y satisfactorios, pueden hacer que la implementación y el funcionamiento del proceso sea más complejo [17].

Otra forma de lidiar con las incertidumbres paramétricas en los sistemas de control es la técnica de ubicación robusta de polos [6]. En esta técnica, el controlador es diseñado para asignar los polos de lazo cerrado a una región específica del plano complejo, S , frente a las incertidumbres paramétricas relacionadas con el modelado matemático del sistema [6].

1.4 Objetivos.

1.4.1 Objetivo general.

Diseñar un controlador robusto que garantice la estabilidad sistema cuando se alimenta una carga de potencia constante.

1.4.2 Objetivos específicos.

- Analizar la dinámica del convertidor DC-DC alimentando una carga de potencia constante.
- Determinar el intervalo de operación del sistema en el que va a trabajar el controlador robusto.
- Comparar el desempeño mediante simulación e implementación de un controlador convencional con un controlador robusto medido por el índice de desempeño de error cuadrático medio (ISE, por sus siglas en inglés).
- Verificar el comportamiento de resistencia negativa de la carga.

1.5 Metodología

Se realizará el estudio de teoría de control clásico mediante ubicación de polos bajo un intervalo de desempeño deseado. Y mediante la aplicación de la técnica de control robusto, se sintonizará el controlador que atienda los requerimientos de trabajo requerido, especificados por una familia de polinomios característicos. Se realizará la discretización de los parámetros del controlador continuo con el fin de embeberlo en un micro-controlador.

Las pruebas se realizarán de forma simulada mediante el uso de Matlab/Simulink y de manera práctica mediante el diseño e implementación de un convertidor reductor DC-DC alimentando una CPL.

Con los resultados obtenidos se analizará cuál controlador obtuvo mejor desempeño bajo variaciones en sus condiciones de operación, mediante el índice de desempeño de error cuadrático medio (ISE). Se medirá la impedancia a la salida del conversor para demostrar que está operando con carga de impedancia negativa.

1.6 Alcance

En la literatura se pueden encontrar técnicas avanzadas de control para solucionar esta problemática, pero conlleva a una implementación compleja y costosa dependiendo de la técnica de control. El uso del control de parámetros fijos hace la implementación más sencilla, ya que solo se re-sintonizan los parámetros del controlador ya establecido, logrando un desempeño parecido al de técnicas avanzadas de control comparadas en las mismas condiciones de operación.

Se espera que el controlador robusto atenúe de forma más eficiente, con menos esfuerzo de control, las oscilaciones causadas por perturbaciones que se presentan cuando existen cambios en sus condiciones de operación, y que a su vez garantice la estabilidad ante el efecto de la impedancia negativa causada por la CPL.

CAPÍTULO 2

2. ESTADO DEL ARTE.

2.1 Convertidores de potencia DC-DC.

Un convertidor de potencia DC-DC es un dispositivo que convierte un nivel de corriente continua de magnitud constante a una tensión continua pulsante de magnitud promedio variable, teniendo control sobre el nivel de voltaje en la salida del convertidor.

1.4.1 Topologías de convertidores dc-dc

Existen cuatro topologías básicas de convertidores DC-DC:

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 .

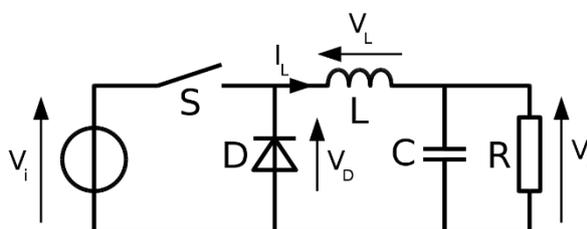


Figura 2.1: Esquema de convertidor reductor.

Esta topología solo necesita un transistor, teniendo una eficiencia superior al 90%. En la entrada la corriente es discontinua, El voltaje en su salida es unipolar y corriente unidireccional [18].

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.

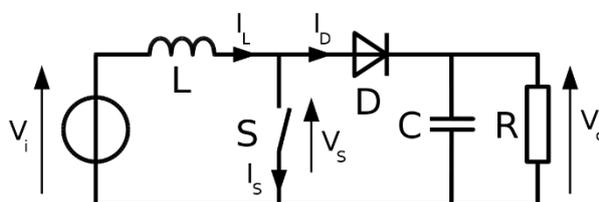


Figura 2.2: Esquema de convertidor elevador.

El convertidor elevador puede subir el voltaje de salida V_o , sin usar un transformador, al usar solo un transistor tiene alta eficiencia [18].

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 .

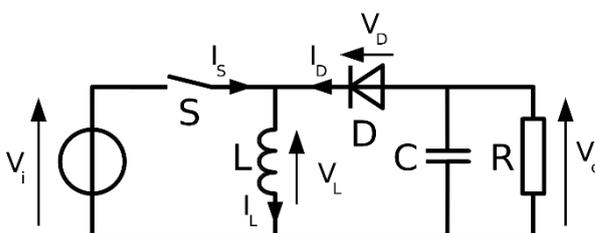


Figura 2.3: Esquema de convertidor reductor elevador.

El convertidor reductor elevador brinda una inversión de voltaje a la salida V_o sin usar transformador, teniendo una alta eficiencia [18].

Convertidores cuk: Este convertidor 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 .

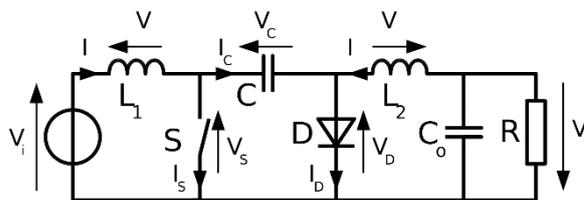


Figura 2.4: Esquema de convertidor cuk.

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 [18].

1.4.2 Modos de operación.

Según la variación de la corriente del inductor, el convertidor Buck puede presentar tres modos de conducción diferentes: conducción continua, discontinua y crítica [18].

Modo Continuo Convertidor Reductor: En el modo de conducción continua, el convertidor Buck asume dos estados por ciclo de conmutación. Primero, el estado ENCENDIDO que es cuando $Q1$ está "encendido" y $D1$ está "apagado" como se puede apreciar en la Figura 2.5, de esta manera la corriente del inductor, iL , fluye desde la fuente de entrada, V_i , a través de $Q1$ y al condensador de salida y la combinación de resistencia de carga. Durante el estado ENCENDIDO, el voltaje aplicado a través del inductor es constante y aumenta linealmente. Segundo, el estado de apagado es cuando $Q1$ está "apagado" y $D1$ está "encendido".

Durante el estado de APAGADO, la magnitud del voltaje aplicado a través del inductor es constante. Manteniendo la misma convención de polaridad, esta tensión aplicada es negativa (u opuesta en polaridad a la tensión aplicada durante el tiempo de encendido).

Por lo tanto, la corriente del inductor disminuye durante el tiempo de apagado. Un circuito lineal simple puede representar cada uno de los dos

estados donde los interruptores en el circuito son reemplazados por sus circuitos equivalentes durante cada estado. El diagrama de circuito para cada uno de los dos estados se muestra en la Figura 2.5. El aumento y la disminución de la corriente del inductor, durante T_{ON} y T_{OFF} respectivamente, se ilustran en la Figura 2.6 [19].

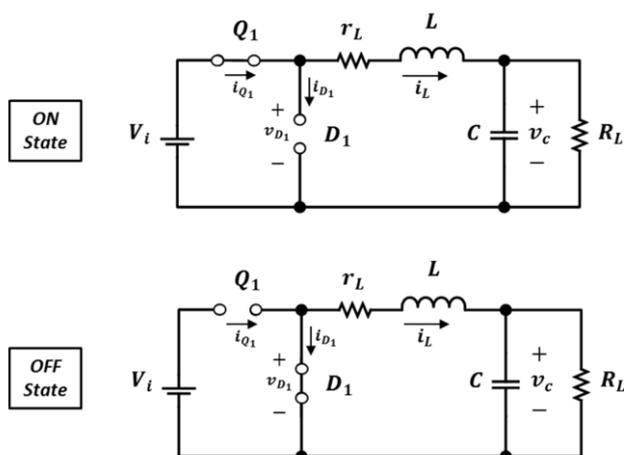


Figura 2.5. Estados de la etapa de poder del Convertidor Buck.

La duración del estado ENCENDIDO es $D = T_{ON}$ donde D es el ciclo de trabajo, establecido por el circuito de control. La duración del estado APAGADO se llama T_{OFF} donde $T_{OFF} = (1 - D) T_s$, $D' = (1 - D)$. Dado que solo hay dos estados por ciclo de conmutación para el modo continuo. Estos tiempos se muestran junto con las formas de onda en la Figura 2.6, expresadas como una relación entre el tiempo de encendido y el tiempo de un ciclo de cambio completo, T_s .

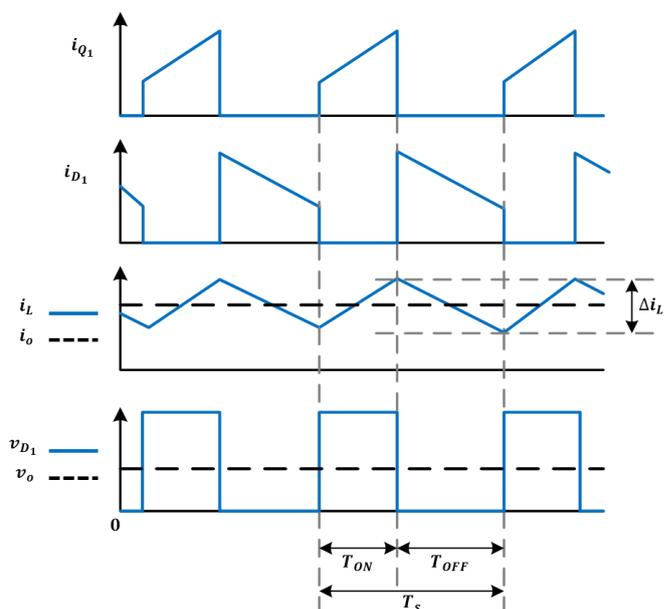


Figura 2.6. Formas de ondas típica para los estados de la etapa de poder del convertidor Buck.

Modo Discontinuo Convertidor Reductor: En el modo de conducción discontinua (DCM), la corriente del inductor es cero para una parte del ciclo de conmutación debido a la reducción de la corriente de carga por debajo del nivel de corriente crítica. En una etapa de potencia el convertidor Buck (no síncrona), si la corriente del inductor intenta caer por debajo de cero, simplemente se detiene en cero (debido al flujo de corriente unidireccional en $D1$) y permanece allí hasta el comienzo del próximo ciclo de conmutación.

Una etapa de potencia que funciona en modo de conducción discontinua tiene tres estados únicos durante cada ciclo de conmutación en lugar de dos estados para el modo de conducción continua.

La condición de corriente de carga donde la etapa de potencia se encuentra en el límite entre el modo continuo y el modo discontinuo se muestra en la Figura 2.7 [19]. Aquí es donde la corriente del inductor cae a cero y el siguiente ciclo de conmutación comienza inmediatamente después de que la corriente llega a cero.

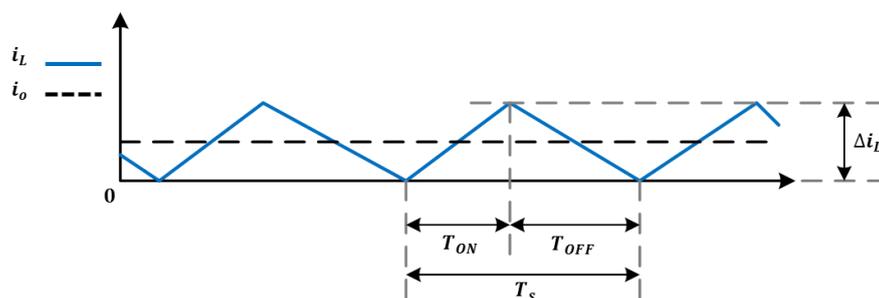


Figura 2.7. Límite entre el modo continuo y el modo discontinuo.

La reducción adicional en la corriente de carga de salida pone la etapa de potencia en modo de conducción discontinua. Esta condición se ilustra en la figura 2.8.

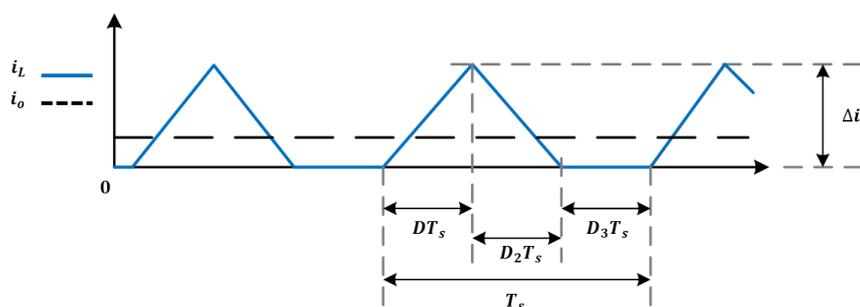


Figura 2.8. Modo de corriente discontinua.

La etapa de potencia asume tres estados únicos durante la operación en modo de corriente discontinua. Primero, el estado ENCENDIDO es cuando $Q1$ está "on" y $D1$ está "off". Segundo, el estado de APAGADO es cuando $Q1$ está "apagado" y $D1$ está "encendido". Y, finalmente, el estado IDLE es cuando ambos $Q1$ y $D1$ están "apagados".

Los primeros dos estados son idénticos a los del caso de modo continuo y los circuitos de la Figura 2.5 [19] son aplicables, excepto que $T_{OFF} \neq (1 - D) T_s$. El resto del ciclo de conmutación es el estado IDLE. Además, se supone que la resistencia de corto circuito del inductor de salida, la caída de tensión directa del diodo de salida y la caída de tensión de estado de

encendido del MOSFET de potencia son lo suficientemente pequeñas como para omitirlas. La duración del estado ENCENDIDO es $DT_s = T_{ON}$, donde D es el ciclo de trabajo, establecido por el circuito de control, expresado como una relación del tiempo de ENCENDIDO del interruptor al tiempo de un ciclo de conmutación completo, T_s .

La duración del estado OFF es $T_{OFF} = D_2T_s$. El tiempo de ralentí es el resto del ciclo de conmutación y se da como $D_3T_s = T_s - T_{ON} - T_{OFF}$. Estos tiempos se muestran con las formas de onda en la Figura 2.9.

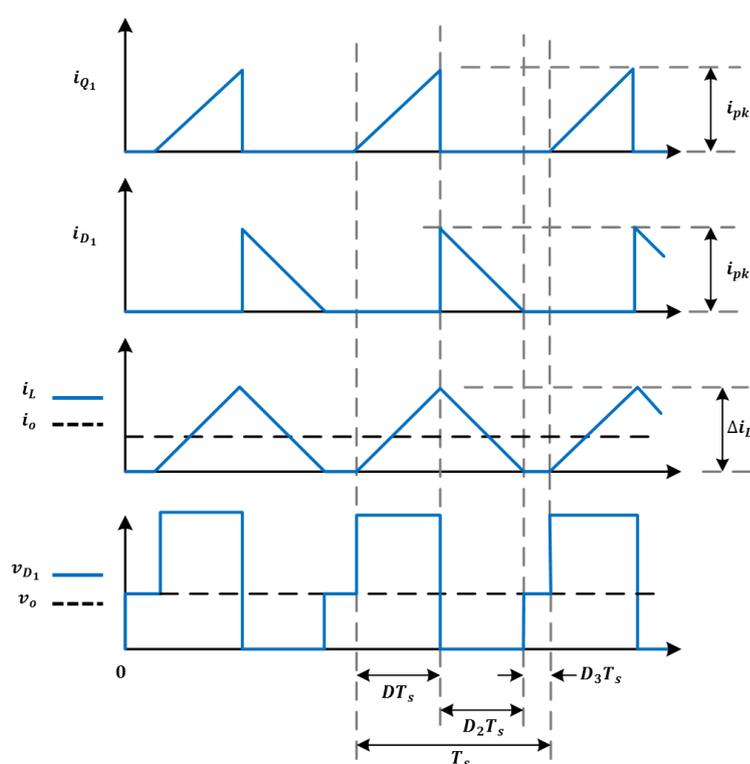


Figura 2.9. Formas de onda del Estado de poder del convertidor Buck en modo discontinuo.

Donde i_{pk} es la corriente del inductor pico.

Se debe tener en cuenta que la etapa de potencia del convertidor buck rara vez se opera en modo de conducción discontinua en situaciones normales, pero el modo de conducción discontinua ocurrirá cada vez que la corriente de carga esté por debajo del nivel crítico.

En el modo de conducción crítica, la corriente del inductor alcanza el valor cero en el momento exacto de un nuevo ciclo de conmutación, aumentando de nuevo inmediatamente. Por lo tanto, una etapa de potencia del convertidor Buck puede diseñarse para operar en modo continuo para corrientes de carga por encima de un cierto nivel, generalmente del 5% al 10% de la carga completa.

Generalmente, el rango de voltaje de entrada, el voltaje de salida y la corriente de carga están definidos por la especificación de la etapa de potencia. Esto deja el valor del inductor como parámetro de diseño para mantener el modo de conducción continua [20].

1.4.3 Conmutación controlada por PWM

Los convertidores DC-DC pueden ser usados como reguladores de modo de conmutación, donde la regulación se suele obtener con PWM (modulación de ancho de pulsos), a una frecuencia determinada, donde el dispositivo de conmutación suele ser un Mosfet o IGBT [18].

Estos dispositivos tienden a ser semiconductores de alta velocidad para no generar 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.

2.2 Comportamiento dinámico del convertidor reductor.

Las ecuaciones que describen el comportamiento dinámico de un convertidor reductor en conducción continua son las siguientes [19]:

$$\begin{cases} L \frac{di_L(t)}{dt} = d(t)V_i - v_C(t) - r_L i_L(t) \\ C \frac{dv_C(t)}{dt} = i_L(t) - \frac{v_C(t)}{R_L} \end{cases} \quad (2.1)$$

Siendo V_C el voltaje en el capacitor, i_L corriente del inductor, L inductor, C capacitor y dt el ciclo de trabajo. Se analizarán los intervalos de las ecuaciones

en modo de operación conducción continua. Para el intervalo ENCENDIDO, $0 < t < T_{ON}$ y $dt = 1$ se tiene las ecuaciones de estado 2.2 y 2.3 a continuación [19].

$$\frac{di_L(t)}{dt}_{ON} = -\frac{r_L}{L}i_L(t) - \frac{1}{L}V_C(t) + \frac{V_i}{L} \quad (2.2)$$

$$\frac{dv_C(t)}{dt}_{ON} = \frac{1}{C}i_L(t) - \frac{1}{R_L C}v_C(t) \quad (2.3)$$

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

Para el intervalo APAGADO, $T_{ON} < t < T_S$ y $dt = 0$, se tiene las ecuaciones de estado 2.5 y 2.6 a continuación [19].

$$\frac{di_L(t)}{dt}_{OFF} = -\frac{r_L}{L}i_L(t) - \frac{1}{L}V_C(t) \quad (2.5)$$

$$\frac{dv_C(t)}{dt}_{OFF} = \frac{1}{C}i_L(t) - \frac{1}{R_L C}v_C(t) \quad (2.6)$$

$$\begin{bmatrix} \frac{di_L}{dt} \\ \frac{dv_C}{dt} \end{bmatrix}_{OFF} = \begin{bmatrix} -\frac{r_L}{L} & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{R_L C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ v_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} V_i \quad (2.7)$$

Las matrices que representan los espacios de estado de convertidor reductor son 2.4 y 2.7. Por lo que se puede aproximar el comportamiento dinámico con las siguientes ecuaciones [19].

$$T_S \begin{bmatrix} \frac{di_L}{dt} \\ \frac{dv_C}{dt} \end{bmatrix} = d(t) T_S \begin{bmatrix} \frac{di_L}{dt} \\ \frac{dv_C}{dt} \end{bmatrix} + [1 - d(t)] T_S \begin{bmatrix} \frac{di_L}{dt} \\ \frac{dv_C}{dt} \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

$$\begin{bmatrix} \frac{di_L(t)}{dt} \\ \frac{dv_C(t)}{dt} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{r_L}{L} & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{R_L C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L(t) \\ v_C(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{V_i}{L} \\ 0 \end{bmatrix} d(t) \quad (2.9)$$

La función de transferencia del control de voltaje en la salida del convertidor, es calculada por la ecuación 2.11, se define como salida al voltaje del capacitor [19].

$$y(t) = [0 \quad 1] \begin{bmatrix} i_L(t) \\ v_C(t) \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

$$\frac{V_C(s)}{D(s)} = C (sI - A)^{-1} B + D \quad (2.11)$$

$$\frac{V_C(s)}{D(s)} = \frac{V_i/LC}{s^2 + \left(\frac{1}{R_L C} + \frac{r_L}{L}\right)s + \left(\frac{1}{LC} + \frac{r_L}{R_L L C}\right)} \quad (2.12)$$

2.3 Análisis de estabilidad incluyendo una CPL.

El sistema en cascada se usa para mostrar la inestabilidad de un convertidor DC-DC con una carga de potencia constante. Para obtener el comportamiento de grandes señales del convertidor de carga, la CPL está representada por una fuente de corriente dependiente, $i_{CPL}(t) = \frac{P_o}{v_c^{(1)}(t)}$, por lo que la corriente instantánea total extraída del convertidor de origen viene dada por:

$$i_o^{(1)}(t) = \frac{v_c^{(1)}(t)}{R_{L1}} + \frac{P_o}{v_c^{(1)}(t)} \quad (2.13)$$

$$i_o^{(1)}(t) = i_{R_{L1}}(t) + i_{CPL}(t) \quad (2.14)$$

Donde, P_o es la potencia de salida del convertidor la cual es constante.

Dependiendo de la conmutación del convertidor fuente, el modelo de señal-grande del convertidor en CCM se puede obtener en base a las siguientes ecuaciones:

$$\begin{cases} \frac{di_L^{(1)}(t)}{dt} = -\frac{r_L^{(1)}}{L^{(1)}} i_L^{(1)}(t) + \frac{1}{L^{(1)}} (V_i - v_c^{(1)}(t)) \\ \frac{dv_c^{(1)}(t)}{dt} = \frac{1}{C^{(1)}} i_L^{(1)}(t) - \frac{1}{C^{(1)}} \left(\frac{v_o^{(1)}(t)}{R_{L_1}} + \frac{P_o}{v_c^{(1)}(t)} \right) \end{cases} \text{cuando } 0 < t < d^{(1)}T_{s_1} \quad (2.15)$$

$$\begin{cases} \frac{di_L^{(1)}(t)}{dt} = -\frac{r_L^{(1)}}{L^{(1)}} i_L^{(1)}(t) + \frac{1}{L^{(1)}} (-v_c^{(1)}(t)) \\ \frac{dv_c^{(1)}(t)}{dt} = \frac{1}{C^{(1)}} i_L^{(1)}(t) - \frac{1}{C^{(1)}} \left(\frac{v_o^{(1)}(t)}{R_{L_1}} + \frac{P_o}{v_c^{(1)}(t)} \right) \end{cases} \text{cuando } d^{(1)}T_{s_1} < t < T_{s_1} \quad (2.16)$$

Donde $d^{(1)}$ y T_{s_1} son el ciclo de trabajo y el período de conmutación del convertidor de fuente, respectivamente.

Usando el método de promediado de espacio de estado [19], la dinámica del convertidor Buck se puede escribir como.

$$\begin{cases} \frac{di_L^{(1)}(t)}{dt} = -\frac{r_L^{(1)}}{L^{(1)}} i_L^{(1)}(t) + \frac{1}{L^{(1)}} (V_i \cdot d^{(1)} - v_c^{(1)}(t)) \\ \frac{dv_c^{(1)}(t)}{dt} = \frac{1}{C^{(1)}} i_L^{(1)}(t) - \frac{1}{C^{(1)}} \left(\frac{v_c^{(1)}(t)}{R_{L_1}} + \frac{P_o}{v_c^{(1)}(t)} \right) \end{cases} \quad (2.17)$$

Considere pequeñas perturbaciones en las variables de estado debido a pequeñas perturbaciones en el voltaje de entrada y el ciclo de trabajo.

$$\begin{cases} V_i = \bar{V}_i + \tilde{V}_i \\ d^{(1)} = D^{(1)} + \tilde{d}^{(1)} \\ v_c^{(1)} = V_c^{(1)} + \tilde{v}_c^{(1)} \\ i_L^{(1)} = I_L^{(1)} + \tilde{i}_L^{(1)} \end{cases} \quad (2.18)$$

Donde \bar{V}_i , $D^{(1)}$, $V_c^{(1)}$ y $I_L^{(1)}$ son los valores promedio de V_i , $d^{(1)}$, $v_c^{(1)}$ y $i_L^{(1)}$, respectivamente.

Sustituyendo (2.18) in (2.17) y relegando la resistencia interna del inductor para simplificar los cálculos, la dinámica del convertidor se convierte en:

$$\begin{cases} \frac{d\tilde{i}_L^{(1)}(t)}{dt} = \frac{1}{L^{(1)}} (\bar{V}_i \cdot \tilde{d}^{(1)} + D^{(1)} \tilde{V}_i - \tilde{v}_c^{(1)}(t)) \\ \frac{d\tilde{v}_c^{(1)}(t)}{dt} = \frac{1}{C^{(1)}} \left(\tilde{i}_L^{(1)}(t) - \frac{P_o \tilde{v}_c^{(1)}(t)}{V_c^2} \right) \end{cases} \quad (2.19)$$

Las siguientes aproximaciones fueron realizadas en (2.19), $\bar{V}_i \gg \tilde{V}_i$ y $V_c^{(1)} \gg \tilde{v}_c^{(1)}$.

La función de transferencia puede ser obtenida desde (2.19) de la siguiente manera:

$$\begin{cases} G_1(s) = \frac{\tilde{v}_c^{(1)}(s)}{\tilde{d}^{(1)}(s)} = \frac{\bar{V}_i/LC}{s^2 - \left(\frac{P_o}{CV_c^2}\right)s + \frac{1}{LC}} \\ G_2(s) = \frac{\tilde{v}_c^{(1)}(s)}{\tilde{V}_i(s)} = \frac{D^{(1)}/LC}{s^2 - \left(\frac{P_o}{CV_c^2}\right)s + \frac{1}{LC}} \end{cases} \quad (2.20)$$

Debido a la CPL, las funciones de transferencia en (2.20) tienen polos en el semiplano derecho, por lo que el sistema es inestable.

Los controladores lineales pueden diseñarse para estabilizar el sistema alrededor de un punto de operación específico basado en un modelo linealizado de pequeña-señal, como el descrito en (2.20). Sin embargo, cuando el punto de operación (es decir, el voltaje de entrada V_i o la potencia de carga P_o) cambia significativamente, el sistema, que todavía contiene polos inestables, puede no ser capaz de estabilizarse utilizando el mismo controlador lineal.

2.4 Diseño del convertidor reductor.

2.4.1 Software.

Para el diseño de las PCB se usó la herramienta Proteus 8.7, que es un potente software que permite crear un proyecto desde la simulación hasta la creación del circuito impreso.

Es un software intuitivo al momento de usar, tiene en sus librerías la mayoría de componentes usados en proyectos electrónicos, además de permitir crear los componentes de no estar en las librerías.

En el caso de esta tesis se tuvo que crear el capacitor y las borneras de conexión para tener las dimensiones correctas de los componentes en el PCB. La visualización 3D, ajuste automático de red, enrutador automático con características de mucha ayuda al momento del diseño.

2.4.2 Diseño del PCB.

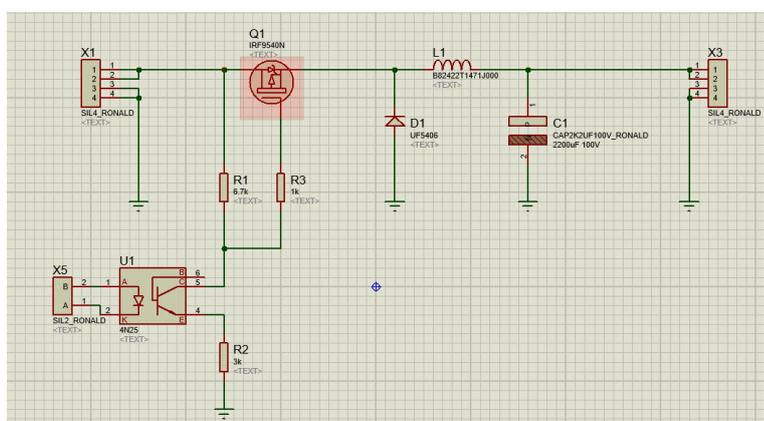


Figura 2.10: Esquema convertidor reductor.

En la figura 2.10 se muestra el esquema de un convertidor reductor en el software Proteus 8.7.

Este esquema está conformado por un (1) Mosfet canal P de conmutación Q1 IRF9540N con especificaciones $V_{DSS} = -100V$ y $I_D = -23A$, tres (3) resistencias R1, R2 y R3 de $\frac{1}{2}$ vatio para manejo de compuerta del Mosfet, un (1) capacitor electrolítico C1 de 2200uF 100V, un (1) inductor L1 de 2.5mH, un diodo de paso libre D1 UF5406 $I_{F(AV)} = 3A$, un (1) optoacoplador U1 4N25 que recibe la señal PWM de activación del Mosfet.

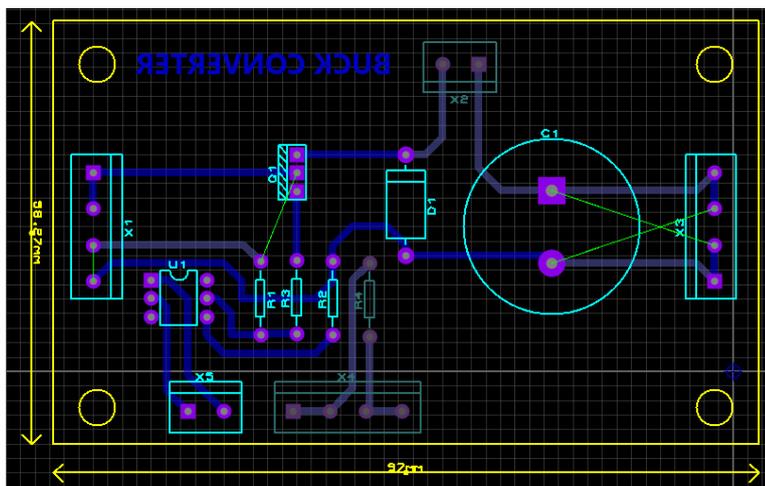


Figura 2.11: Diseño de tarjeta electrónica.

El software Proteus tiene la herramienta PCB Layout para crear el diseño de la tarjeta electrónica, las dimensiones de la tarjeta y la ubicación de los componentes son de acuerdo al criterio del diseñador, como se aprecia en la Figura 2.11 se ha tratado de distribuir los componentes de la mejor manera para lograr crear una tarjeta electrónica de convertidor reductor para pruebas de uso didáctico.

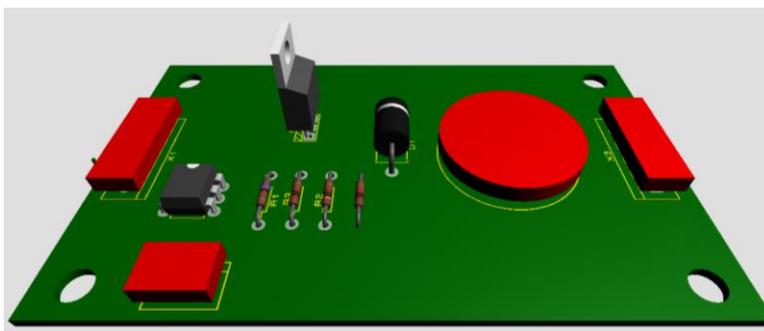


Figura 2.12: Modelo 3D de tarjeta electrónica.

Para tener una mejor visión de cómo quedará la tarjeta electrónica, Proteus tiene una herramienta de visualización 3D Visualizer, en la Figura 2.12 los elementos que fueron creados y no se les ha añadido el modelo 3D a la librería aparecen en rojo.

CAPÍTULO 3

3. TEORÍA DE CONTROL ROBUSTO.

3.1 Introducción.

Los sistemas de control convencionales generalmente están diseñados para cumplir ciertas características de desempeño deseado en lazo cerrado. Por ello un conjunto de variables del proceso son controladas para obtener los comportamientos dinámicos previamente establecidos, cumpliendo así con ciertas restricciones tales como: cero errores de estado estable, requisitos de tiempo y frecuencia, para obtener un rendimiento dinámico deseado.

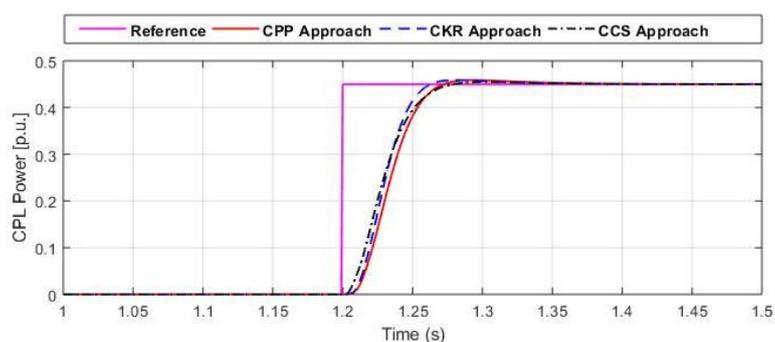


Figura 3.1: Simulación de respuesta de controladores robustos.

El diseño del controlador habitualmente se basa en una aproximación lineal de sistemas dinámicos no lineales. Sin embargo, los controladores convencionales pueden experimentar un deterioro sensible en condiciones de operación variable [6]. Para asegurar su robustez frente a variaciones de condiciones de operación, los controladores lineales pueden diseñarse utilizando una teoría de control robusta.

La teoría de control robusto paramétrico (RPC, por sus siglas en inglés), surge como un conjunto de técnicas de control modernas, con el objetivo de evitar los efectos negativos causados por las incertidumbres presentes en los parámetros del sistema [15], [16].

El RPC ha venido ganando una mayor atención dentro de las técnicas de control desde la década de 1980 debido a la experiencia y trabajo de Kharitonov, que desarrolló el llamado Teorema de estabilidad seminal de Kharitonov [16], [21].

En este capítulo, se presentan algunas metodologías, para el diseño de controladores robustos paramétricos, teniendo en cuenta una variación paramétrica en una determinada región de incertidumbres previamente determinadas por el diseñador.

3.2 Representación de plantas por intervalos.

Un sistema con incertidumbres paramétricas, es un sistema definido dentro de un intervalo que generalmente se describe por polinomio con intervalos inciertos $B(s)$ y $A(s)$, restringidos dentro de un intervalo real previamente intervalos reales cerrados pre especificados, como los mostrados en (3.1) [22].

$$G(s) = \frac{B(s)}{A(s)} = \frac{\sum_{i=0}^m [b_i^-, b_i^+] s^i}{\sum_{i=0}^m [a_i^-, a_i^+] s^i} \quad (3.1)$$

Muchas pruebas de estabilidad robusta se basan en el análisis del polinomio característico, representados como una familia de polinomios dentro de un intervalo [22], como:

$$P(s, p) = \sum_{i=0}^N [p_i^-, p_i^+] s^i \quad (3.2)$$

Donde: $p = ([p_0^-, p_0^+], [p_1^-, p_1^+], \dots, [p_N^-, p_N^+])$ es un vector de elementos de intervalo.

El polinomio $P(s, p)$ es estable si todas sus raíces están contenidas en el lado izquierdo del plano complejo s-plano. Entonces, $P(s, p)$ es robustamente estable si todos sus polinomios son estables para un conjunto del punto de operación diferente del punto nominal pero dentro de sus límites mínimos y máximos de operación

Así, según [22], se pueden concretar dos definiciones que caracterizan el concepto de estabilidad de las familias de polinomios.

Definición 3.1 (Estabilidad): Un polinomio fijo $P(s)$ es estable si todas sus raíces son estrictamente ubicadas en el semiplano izquierdo del plano complejo.

Definición 3.2 (Estabilidad robusta): Una cierta familia de polinomios $P(s, p)$ es robustamente estable si $P(s, p)$ es estable para todo $a \in \mathbb{R}$, es decir, todas las raíces de $P(s, a)$ están ubicadas estrictamente en la izquierda del plano complejo s -plano.

3.3 Diseño de un controlador robusto a través de ubicación de intervalos de polos.

Para diseñar el controlador, se define previamente una región de incertidumbre, considerando que la incertidumbre está contenida en la variación del parámetro del modelo de la planta. El diseño del controlador robusto utiliza dos procedimientos diferentes considerando el sistema de control de lazo cerrado en la Figura 3.2. La primera es la herramienta desarrollada en [46], asociada con una formulación de programación de objetivo lineal, lo que conducirá a un conjunto de restricciones de desigualdad lineal.

El segundo procedimiento es el Teorema de Chebyshev, desarrollado en [24], que proporciona una región de máxima estabilidad, caracterizada por una bola de centro X_c y radio R , cuya norma es euclidiana.

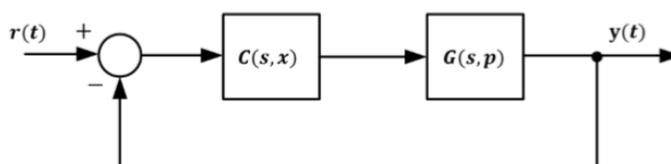


Figura 3.2: Diagrama de bloques del sistema de circuito cerrado.

Donde $G(s, p)$ es la planta incierta de orden n y $C(s, x)$ es el controlador de orden r , definido en (3.3) y (3.4) respectivamente. Tenga en cuenta que a_i y b_i definen la región de tipo *Hyperbox* de las incertidumbres indicadas por $a_i^- \leq a_i \leq a_i^+$ y $b_j^- \leq b_j \leq b_j^+$ donde $i = 1, 2, \dots, n$; $j = 1, 2, \dots, m$.

$$G(s, p) = \frac{n(s)}{d(s)} = \frac{b_m s^{m-1} + \dots + b_{m-1} s + b_m}{s^n + a_1 s^{n-1} + \dots + a_{n-1} s + a_n} \quad (3.3)$$

$$C(s) = \frac{n_c(s)}{d_c(s)} = \frac{x_0 s^r + x_1 s^{r-1} + \dots + x_{r-1} s + x_r}{s^r + y_1 s^{r-1} + \dots + y_{r-1} s + y_r} \quad (3.4)$$

Sea p el vector de parámetros que representan la planta y x el vector de parámetros reales que representan el controlador definido en (3.5) y (3.6) respectivamente. Además, p^o representa el valor nominal de los parámetros de la planta definidos en una región de tipo *Hyperbox* de incertidumbres.

$$p := [b_1 \ b_2 \ \dots \ b_{m-1} \ b_m \ a_1 \ a_2 \ \dots \ a_{n-1} \ a_n] \quad (3.5)$$

$$X := [x_0 \ x_1 \ \dots \ x_{r-1} \ x_r \ y_1 \ y_2 \ \dots \ y_{r-1} \ y_r] \quad (3.6)$$

Según [25], [26], la solución de la ecuación diofántica (3.7) resume el problema de la colocación de polos.

$$d(s) = d(s)d_c(s) + n(s)n_c(s) \quad (3.7)$$

Donde $d(s)$ es el polinomio característico del lazo cerrado. Por lo tanto, los parámetros del polinomio característico de lazo cerrado se representan de la siguiente manera:

$$d_i = d_i(x, p) \quad (3.8)$$

Suponiendo que la dinámica deseada del sistema de lazo cerrado está representada por:

$$\Delta_d(s) = s^i + \phi_1 s^{i-1} + \dots + \phi_{i-1} s + \phi_i \quad (3.9)$$

Donde ϕ_i representa los parámetros del polinomio deseado en lazo cerrado. Con el objetivo de sintonizar el controlador, los parámetros de lazo cerrado obtenidos se comparan con los parámetros del polinomio deseado de lazo cerrado, que representan la dinámica deseada del sistema como resultado de la ec. (3.10)

$$d_i(x, p^0) = \phi_i, i = 1, 2, \dots, l \quad (3.10)$$

Este problema puede ser escrito de manera matricial, presentándolo en la siguiente relación:

$$\begin{bmatrix} [b_1] & 0 & \dots & 0 & 0 & | & 1 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ [b_2] & [b_1] & \ddots & \vdots & 0 & | & [a_1] & 1 & \ddots & \vdots & 0 \\ \vdots & [b_2] & \ddots & 0 & \vdots & | & \vdots & [a_1] & \ddots & 0 & \vdots \\ [b_{m-1}] & \vdots & \ddots & [b_1] & 0 & | & [a_{n-1}] & \vdots & \ddots & 1 & 0 \\ [b_m] & [b_{m-1}] & \ddots & [b_2] & [b_1] & | & [a_n] & [a_{n-1}] & \ddots & [a_1] & 1 \\ 0 & [b_m] & \ddots & \vdots & [b_2] & | & 0 & [a_n] & \ddots & \vdots & [a_1] \\ \vdots & 0 & \ddots & [b_{m-1}] & \vdots & | & \vdots & 0 & \ddots & [a_{n-1}] & \vdots \\ 0 & \vdots & \ddots & [b_m] & [b_{m-1}] & | & 0 & \vdots & \ddots & [a_n] & [a_{n-1}] \\ 0 & 0 & \dots & 0 & [b_m] & | & 0 & 0 & \dots & 0 & [a_n] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_0 \\ x_1 \\ \vdots \\ x_{r-1} \\ x_r \\ \vdots \\ y_0 \\ y_1 \\ \vdots \\ y_{r-1} \\ y_r \end{bmatrix} \\ = \begin{bmatrix} [\phi_1] - [a_1] \\ [\phi_2] - [a_2] \\ \vdots \\ [\phi_n] - [a_n] \\ [\phi_{n+1}] \\ \vdots \\ [\phi_m] \end{bmatrix} \quad (3.11)$$

Cuando el sistema está sujeto a incertidumbres paramétricas, el desempeño del controlador puede deteriorarse. Por lo tanto, el controlador debe garantizar un

desempeño robusto dentro de una región de operación. Una región de operación deseada se define a continuación:

$$\Phi := \{\phi_i^- \leq \phi_i \leq \phi_i^+\} \quad (3.12)$$

Por lo tanto, de acuerdo con [23], reemplazando los parámetros de la ecuación (3.12) en la ecuación (3.10), es posible formular un conjunto de desigualdades lineales, que restringen al controlador y los coeficientes polinomiales deseados en los intervalos predefinidos, como se muestra en la ecuación. (3.13). De esta manera, el sistema en lazo cerrado tiene sus polos dentro del intervalo deseado en el espacio de las raíces del polinomio, lo que garantiza la robusta estabilidad [25].

$$\phi_i^- \leq d_i(x, p) \leq \phi_i^+, i = 1, 2, \dots, l \quad (3.13)$$

La condición en la ec. (3.13) puede ser ilustrada por la ec. (3.14), asegurando estabilidad y requisitos de rendimiento [25].

$$\Re(d(s)) \subseteq \Re(\Delta_d(s)) \quad (3.14)$$

Cuando $\Re(d(s))$ denote las raíces del espacio o los polos del polinomio de $d(s)$ y $\Re(\Delta_d(s))$ denotara las raíces de la familia del polinomio deseado de $\Delta_d(s)$

La solución de este problema se puede idealizar, como solución a un problema de programación lineal, por lo tanto, se pueden utilizar diferentes técnicas para resolverlo.

3.4 Programación lineal basada en el rectángulo de Kharitonov.

Los Coeficientes del vector X pueden ser calculados usando las técnicas de programación lineal como se muestra a continuación.

$$X = \arg(\min f(X))$$

$$s. t. \begin{bmatrix} A_{superior} \\ -A_{inferior} \end{bmatrix} X \leq \begin{bmatrix} B(\phi^+) \\ -B(\phi^-) \end{bmatrix} \quad (3.15)$$

Donde:

$$A_{superior} = \left[\begin{array}{cccc|cccc} b_1^+ & 0 & \dots & 0 & 0 & 1 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ b_2^+ & b_1^+ & \ddots & \vdots & 0 & a_1^+ & 1 & \ddots & \vdots & 0 \\ \vdots & b_2^+ & \ddots & 0 & \vdots & \vdots & a_1^+ & \ddots & 0 & \vdots \\ b_{m-1}^+ & \vdots & \ddots & b_1^+ & 0 & a_{n-1}^+ & \vdots & \ddots & 1 & 0 \\ b_m^+ & b_{m-1}^+ & \ddots & b_2^+ & b_1^+ & a_n^+ & a_{n-1}^+ & \ddots & a_1^+ & 1 \\ 0 & b_m^+ & \ddots & \vdots & b_2^+ & 0 & a_n^+ & \ddots & \vdots & a_1^+ \\ \vdots & 0 & \ddots & b_{m-1}^+ & \vdots & \vdots & 0 & \ddots & a_{n-1}^+ & \vdots \\ 0 & 0 & \ddots & b_m^+ & b_{m-1}^+ & 0 & \vdots & \ddots & a_n^+ & a_{n-1}^+ \\ 0 & \vdots & \dots & b_m^+ & b_m^+ & 0 & 0 & \dots & 0 & a_n^+ \\ 0 & 0 & \dots & 0 & b_m^+ & 0 & 0 & \dots & 0 & a_n^+ \end{array} \right] \quad (3.16)$$

$$A_{inferior} = \left[\begin{array}{cccc|cccc} b_1^- & 0 & \dots & 0 & 0 & 1 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ b_2^- & b_1^- & \ddots & \vdots & 0 & a_1^- & 1 & \ddots & \vdots & 0 \\ \vdots & b_2^- & \ddots & 0 & \vdots & \vdots & a_1^- & \ddots & 0 & \vdots \\ b_{m-1}^- & \vdots & \ddots & b_1^- & 0 & a_{n-1}^- & \vdots & \ddots & 1 & 0 \\ b_m^- & b_{m-1}^- & \ddots & b_2^- & b_1^- & a_n^- & a_{n-1}^- & \ddots & a_1^- & 1 \\ 0 & b_m^- & \ddots & \vdots & b_2^- & 0 & a_n^- & \ddots & \vdots & a_1^- \\ \vdots & 0 & \ddots & b_{m-1}^- & \vdots & \vdots & 0 & \ddots & a_{n-1}^- & \vdots \\ 0 & 0 & \ddots & b_m^- & b_{m-1}^- & 0 & \vdots & \ddots & a_n^- & a_{n-1}^- \\ 0 & \vdots & \dots & b_m^- & b_m^- & 0 & 0 & \dots & 0 & a_n^- \\ 0 & 0 & \dots & 0 & b_m^- & 0 & 0 & \dots & 0 & a_n^- \end{array} \right] \quad (3.17)$$

$$B^+(\phi) = \begin{bmatrix} \phi_1^+ - a_1^- \\ \phi_2^+ - a_2^- \\ \vdots \\ \phi_n^+ - a_n^- \\ \phi_{n+1}^+ \\ \vdots \\ \phi_m^+ \end{bmatrix} \quad B^-(\phi) = \begin{bmatrix} \phi_1^- - a_1^+ \\ \phi_2^- - a_2^+ \\ \vdots \\ \phi_n^- - a_n^+ \\ \phi_{n+1}^- \\ \vdots \\ \phi_m^- \end{bmatrix} \quad (3.18)$$

3.5 Programación lineal basada en el teorema de Chebyshev.

El Teorema de Chebyshev demuestra que es posible inscribir una región circular B de centro X_C y de radio máximo R, cuya norma es euclidiana, dentro de un politopo P, descrita por el conjunto de restricciones de desigualdades lineales. El centro x_c de la región se llama Centro Chebyshev, como se muestra en la Figura 3.3 [24].

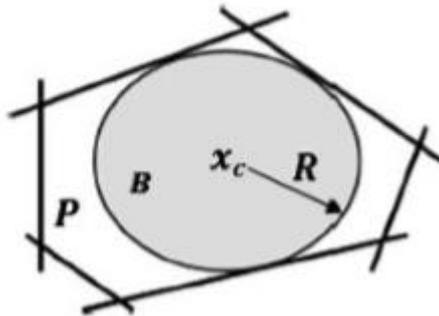


Figura 3.3: La esfera más grande B inscrita en P

Cuando el conjunto P es convexo, el cálculo de X_c se convierte en un problema de optimización convexo. Más específicamente, Supongamos que $P \subseteq R^n$ definido por un conjunto de desigualdades convexas. $P = \{a_i x \leq b_i, i = 0, 1, \dots, m\}$. Si $R \geq 0$, podemos encontrar X_c resolviendo la Programación lineal acorde a la siguiente relación:

$$X' = \arg(\min f(X'))$$

$$s. t. \begin{bmatrix} A'_{superior} \\ -A'_{inferior} \end{bmatrix} X' \leq \begin{bmatrix} B(\phi^+) \\ -B(\phi^-) \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.19)$$

Donde,

$$X' = \begin{bmatrix} X \\ R \end{bmatrix} \quad (3.20)$$

$$A' = \begin{bmatrix} A_i & \|a_i\| \\ -A_i & \|a_i\| \\ 0_{1 \times i} & -1 \end{bmatrix}, \|a_i\| \text{ es la norma de coeficientes de } A_i \quad (3.21)$$

$$A'_{superior} = \begin{bmatrix} A_{superior} & \|a_{superior}\| \\ -A_{superior} & \|a_{superior}\| \\ 0_{1 \times n} & -1 \end{bmatrix} \quad (3.22)$$

$$A'_{inferior} = \begin{bmatrix} A_{inferior} & \|a_{inferior}\| \\ -A_{inferior} & \|a_{inferior}\| \\ 0_{1 \times n} & -1 \end{bmatrix} \quad (3.23)$$

3.6 Sintonía del controlador.

En la Figura 3.4 ilustra un diagrama de flujo simplificado de la metodología para diseñar el controlador robusto basado la ubicación robusta los polos dentro de una región de desempeño previamente establecida. La estrategia adoptada es una adaptación del algoritmo propuesto en [27]. El proceso comienza en el paso 1, definiendo la planta nominal con sus condiciones de operación; en el paso 2, se especifica la región de incertidumbre. Dicha región es especificada por el diseñador.

El polinomio de lazo cerrado se obtiene utilizando los parámetros del controlador y el modelo nominal seleccionado en el paso 1, y luego reemplazando los valores máximos y mínimos de la planta nominal definidos en el paso 2, se calcula el intervalo del polinomio de lazo cerrado (paso 3). En el paso 4, se define la región de desempeño, dando como resultado al intervalo del polinomio característico deseado en lazo cerrado.

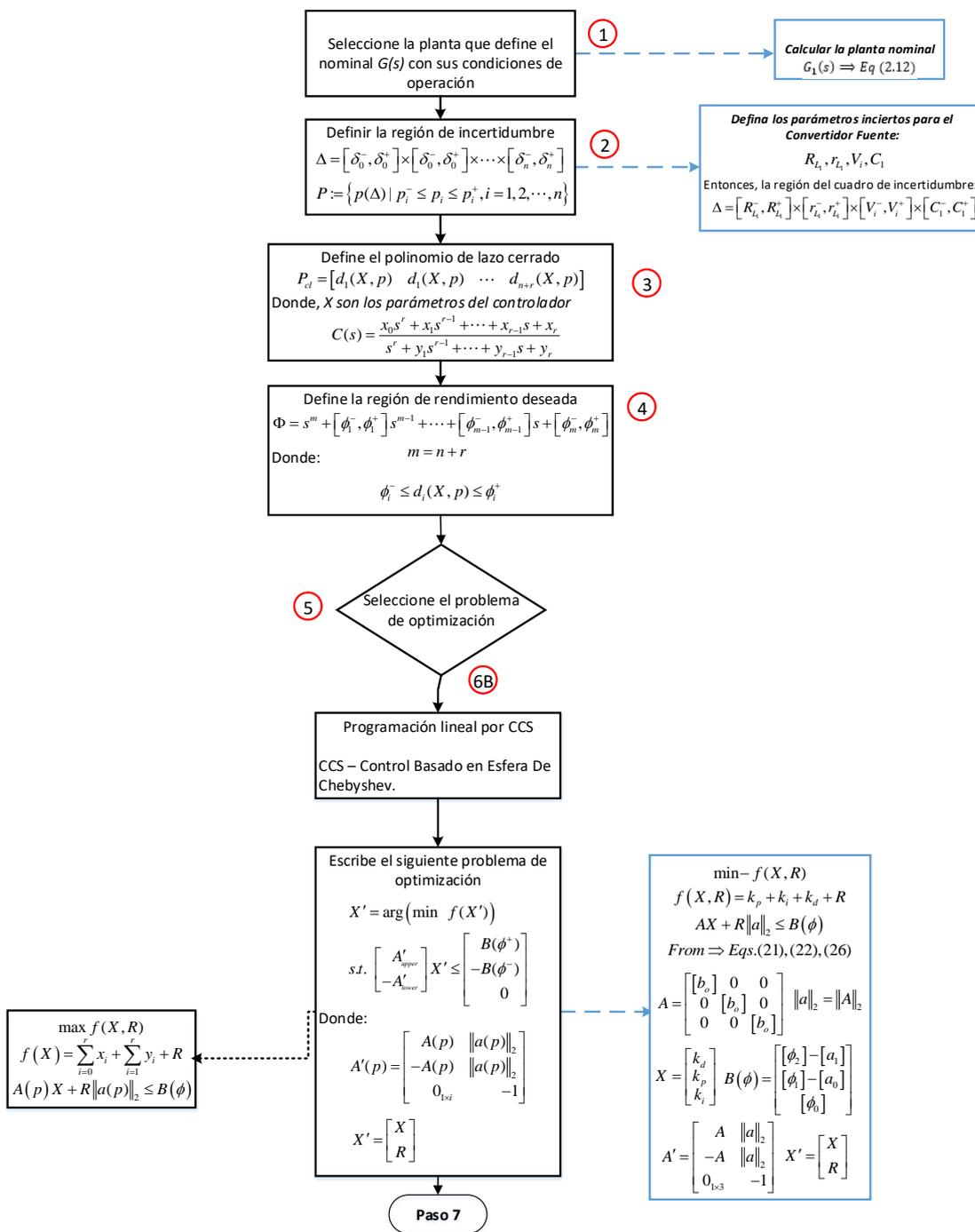
El problema de optimización se selecciona en el paso 5 y en el paso 6 se resuelve. En el paso 6 (A), la función de costo se define como la suma de las ganancias del controlador contenidas por el vector de parámetros X. En el paso 6 (B), la función de costo se define como la suma de las ganancias del controlador con el radio R y el vector de parámetros X contiene las ganancias del controlador y el radio de la esfera de Chebyshev. El paso 7 valida que las ganancias encontradas sean una solución factible dentro del intervalo de desempeño previamente establecido, en caso de ser una solución factible se avanza al paso 8, sino se regresa al paso 2 donde se debe redefinir la región de incertidumbres. La solución factible X* (obtenida en el paso 6) se usa para establecer la estructura de control (paso 7).

Usando Matlab se obtienen las siguientes ganancias para cada uno de los controladores que son descritas en la tabla 3.1 a continuación.

		CPP	CKR	CCS
Convertidor de Voltaje	Kp	-0.0049199957 33255	0.010353163111 631	0.0189299541452 78
	Ki	6.59359907928 7200	8.145317647059 528	8.1453176470595 28
	Kd	3.59888111280 2836e-05	3.908687881448 714e-05	4.6600434870924 80e-05

Convertidor de Potencia	Kp	-0.0348903766 25211	0.016934177345 547	0.3067521522862 08
	Ki	70.8641329047 93763	90.72150687046 4736	90.721506870464 736
	Kd	3.77996931861 3150e-04	3.481663322872 919e-04	5.7131451558234 40e-04

Tabla 3.1: Valores de ganancias para los controladores.



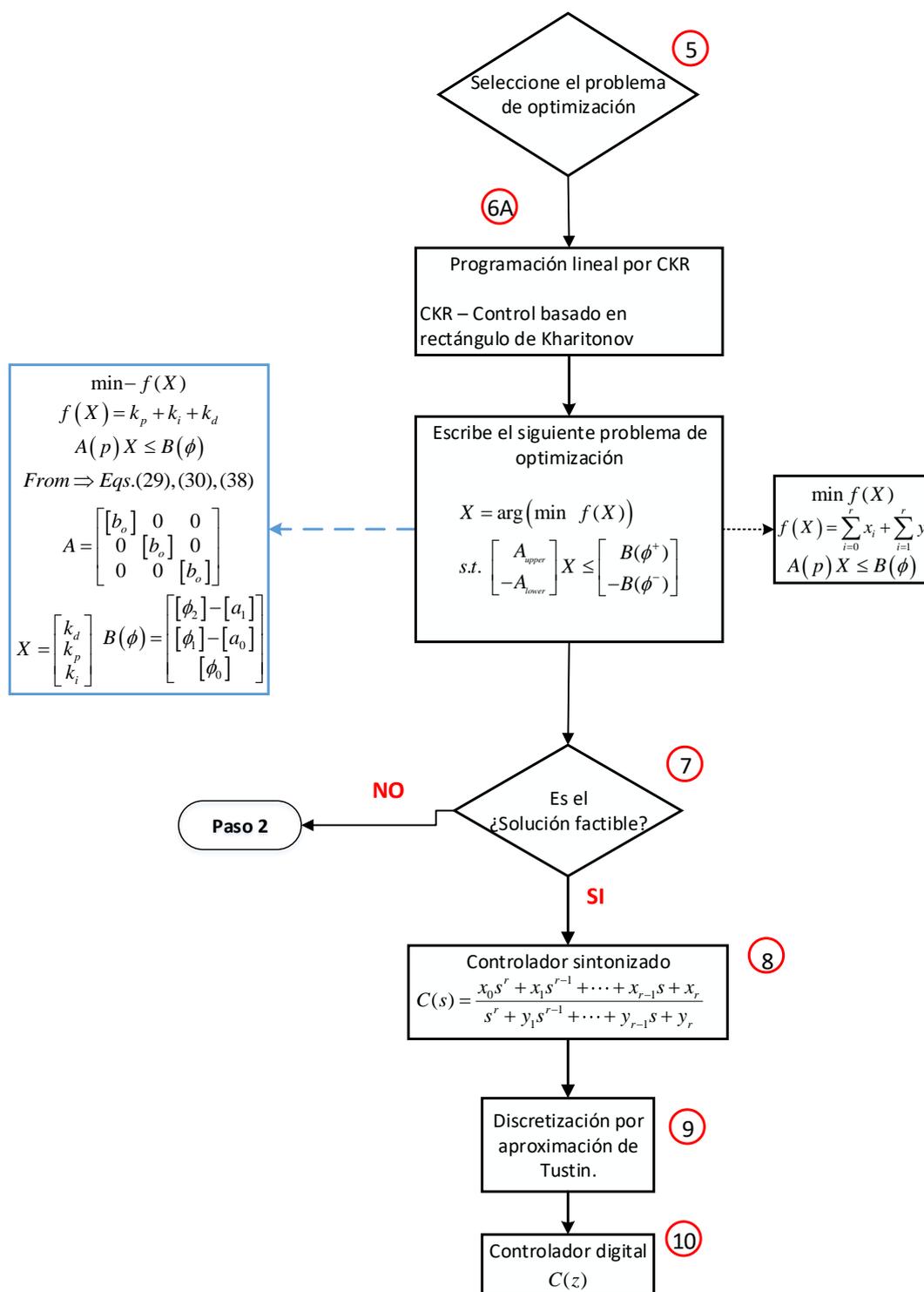


Figura 3.4: Diagrama de flujo de la metodología para el diseño de controladores robustos [6].

CAPÍTULO 4

4. RESULTADOS EXPERIMENTALES.

4.1 Configuración del sistema.

Usaremos para el desarrollo del sistema buck-buck multi-convertidor, dos controladores SISO para regular las salidas del sistema, el primero para controlar el voltaje de salida del convertidor de voltaje y el segundo para controlar la potencia de salida del convertidor de carga.

La Figura. 4.1 presenta un diagrama de bloques generalizado de control que se aplica al sistema buck-buck multi-convertidor, utilizando filtros en las salidas del sistema para evitar que las ondulaciones de las salidas interfieran en el rendimiento del controlador diseñado.

Estos filtros deben diseñarse de manera que no afecten la dinámica del sistema. La Figura. 4.2 presenta el circuito eléctrico del sistema buck-buck multi-convertidor, así como la aplicación de un control robusto al sistema.

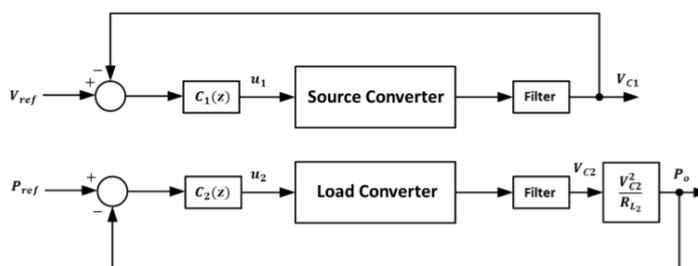


Figura 4.1. Diagrama de bloques generalizado del control que se aplica al sistema de buck-buck multiconvertidor.

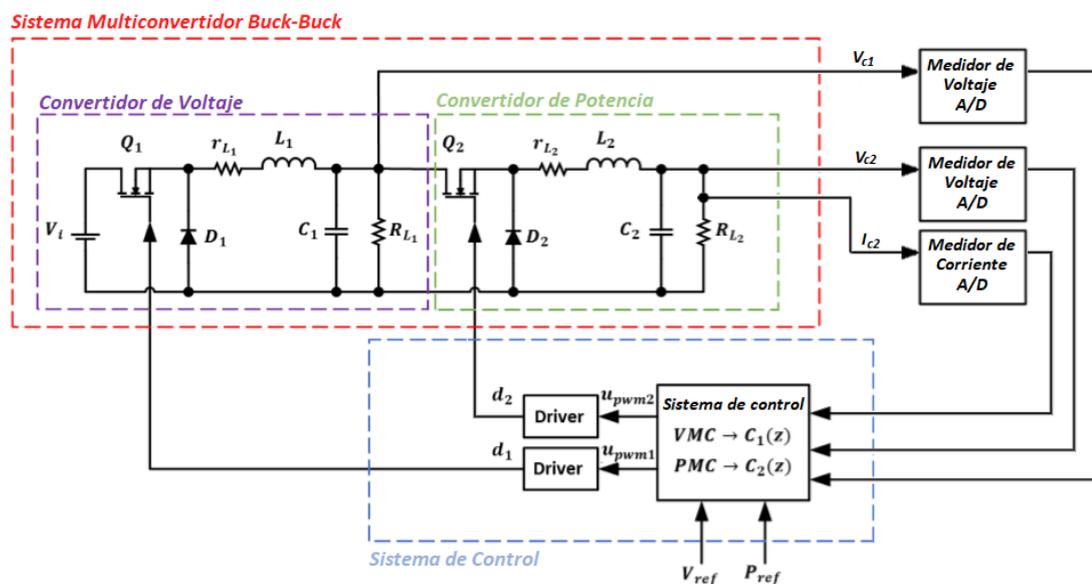


Figura 4.2. Circuito eléctrico del sistema buck-buck multiconvertidor.

Para el convertidor de Voltaje y convertidor de Potencia se diseñarán tarjetas electrónicas independientes con los siguientes elementos, que ya fueron descritos en la sección 2.2.4.

Elementos	Modelo	Etiqueta
Mosfet	IRF9540N	Q1
Optoacoplador	4n25	U1
Capacitor	2200Uf 100v	C1
Diodo	UF5406	D1
Resistencia	1k, 3k, 3.7k ohm	R1, R2, R3
Borneras	SIL 4, SIL 2	X1, X2, X3, X4

Tabla 4.1: Elementos usados para la creación de las tarjetas electrónicas de los convertidores reductores.

Las tarjetas electrónicas diseñadas se muestran en la figura 4.3, se le coloca al mosfet Q1 un disipador para mantener la temperatura durante su operación. El inductor por el tamaño es ubicado fuera de la placa y conectado con la bornera X2. La señal PWM del arduino UNO es conectada en la bornera X4. El voltaje de entrada se conecta en la bornera X1 sea este 50Vdc o 24Vdc dependiendo si se usa la tarjeta como convertidor de Voltaje o Potencia. El voltaje de salida se encuentra en la bornera X3 en donde se conectan las resistencias de carga para los convertidores.

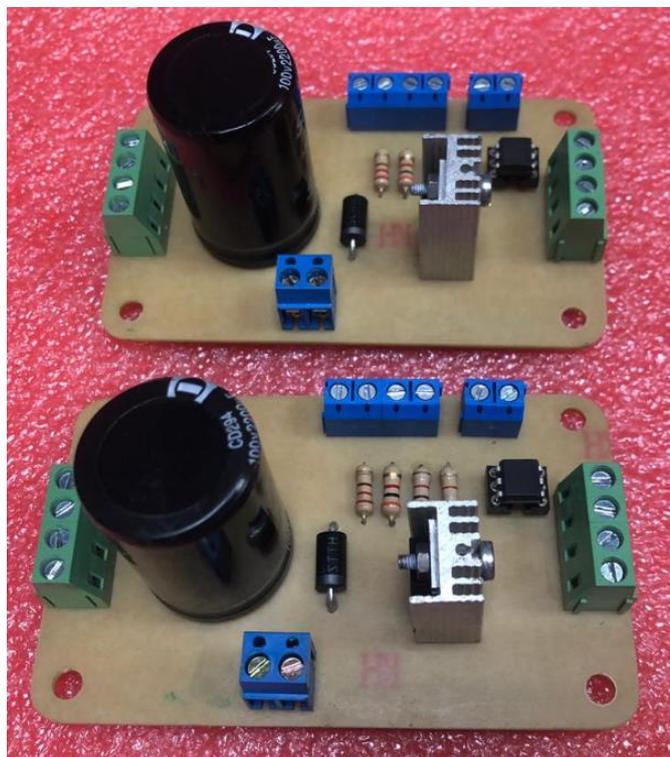


Figura 4.3. Placas Convertidores de Voltaje y Potencia.

En la lectura de Voltaje en la salida de los conversores, se integran medidores digitales modelo MT4W-DV-4O (Figura 4.4) con indicador de 4 dígitos para voltaje dc, que adquiere el voltaje dc y lo transforma en una señal de corriente de 4 a 20mA.



Figura 4.4. MT4W-DV-40, Medidor Digital para Panel, con indicador de 4 dígitos.

En la lectura de corriente del convertidor de Potencia se usará el transductor ACS712 (Figura 4.5), que tiene una lectura de hasta 5 amperios a una señal de 0 a 10 voltios que ingresa al controlador.



Figura 4.5. Transductor de Corriente ACS712.

La configuración del controlador realizada en Simulink de Matlab será descargada a un Arduino Uno Figura 4.6. El cual realizará el control del voltaje y potencia en los convertidores, enviando la señal PWM de manejo de compuerta del Mosfet.



Figura 4.6: Arduino Uno.

Con ello se procede a realizar las conexiones de los convertidores de Voltaje y Potencia como la Figura 4.7. La maqueta muestra la ubicación de los componentes que conforman este proyecto, que son los convertidores, resistencia de carga, medidores de voltaje, arduino, transductores, relé para cambios de voltaje en la entrada y una bornera principal de conexiones.

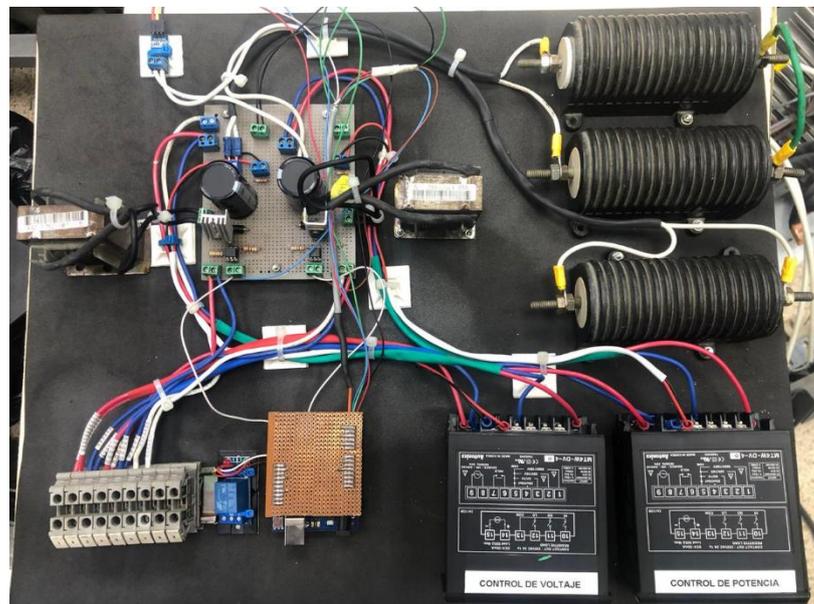


Figura 4.7. Multi-Convertidor Buck-Buck.

4.2 Experimentación y análisis bajo variaciones de carga.

Para el sistema antes descrito se van a realizar las siguientes pruebas.

Primero se va a sintonizar el controlador para el primer Convertidor con las siguientes especificaciones de desempeño: 24 Voltios dc en la salida, 0.2 segundos de tiempo de estabilización y un sobre nivel porcentual menor al 5%. Dicho convertidor regula su salida para ser utilizada como fuente de entrada para el segundo convertidor. La fuente de entrada para el primer conversor es de 50 Voltios dc. Una vez que el primer convertidor esté operando en su punto de operación se procede a conectar a la salida el segundo convertidor, el cual regula la potencia de salida. El convertidor de potencia empezará operando en lazo abierto hasta alcanzar el punto de operación, luego empezará a operar en lazo cerrado. El controlador para el convertidor de potencia se sintoniza con las siguientes especificaciones: Potencia de salida 0.45 [p.u.], tiempo de estabilización 0.05 segundos y un sobre nivel porcentual menor al 5%.

Cuando ambos controladores se estabilicen se procede a cambiar los valores de carga, primero a 0.8 [p.u.] y en otra prueba a 0.1 [p.u.], con ello se verifican sus gráficas y su indicador de rendimiento, tal como lo muestra la Figura 4.8.

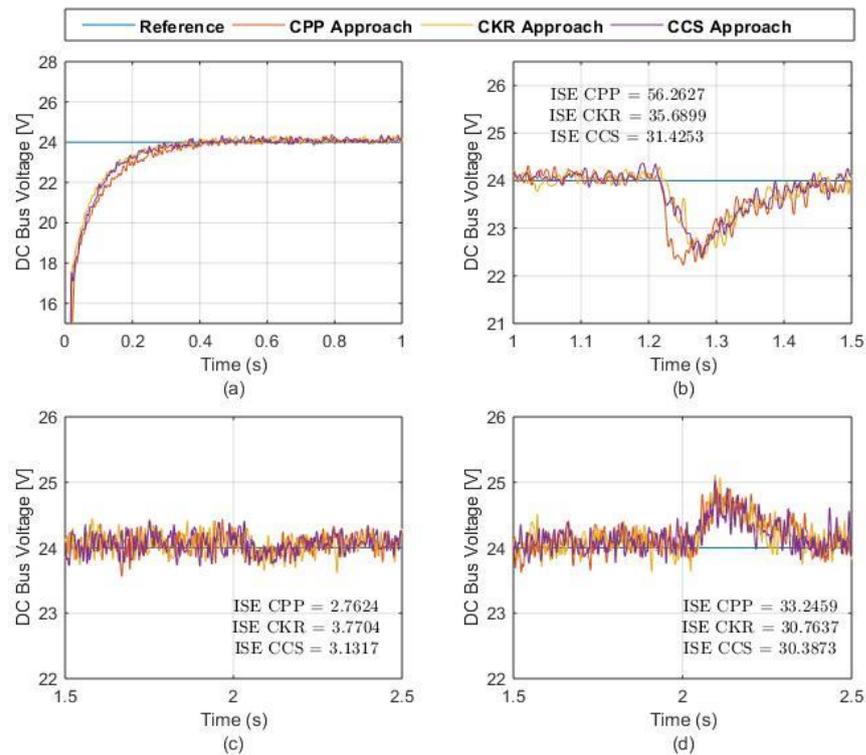


Figura 4.8. Convertidor de Voltaje con variaciones en la carga.

Bajo este mismo efecto se revisa las gráficas en el convertidor de Potencia Figura 4.9.

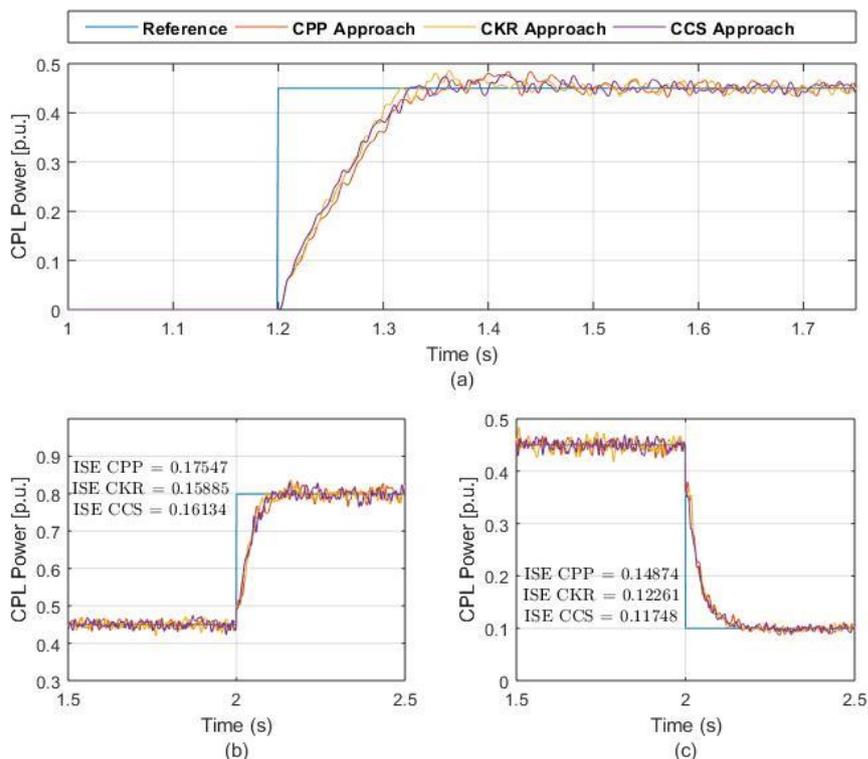


Figura 4.9. Convertidor de Potencia con variaciones en la carga.

4.2.1 Análisis experimental de datos.

Como se puede observar en la Figura 4.8., el convertidor de voltaje se estabilizo en los 0.2 segundos el cual es el tiempo deseado, es importante indicar que este convertidor opera en lazo cerrado y por ello se estabiliza en el tiempo indicado, para los tres métodos.

Al ingresar el segundo convertidor (Convertidor de Potencia), se observa la acción de reacción del convertidor para mantener el voltaje deseado, manteniendo el tiempo de estabilización, es importante recalcar que el segundo convertidor empieza operando en lazo abierto por ello en la Figura 4.9 se observa que el tiempo de estabilización no es el deseado 0.05 segundos, y esto se realiza debido a la no linealidad de la potencia, por lo tanto el sistema puede volverse inestable ya que el controlador está diseñado para trabajar alrededor de un punto de operación.

Una vez estable el sistema se observa las variaciones de carga en el segundo convertidor, y con ello se puede denotar que el segundo convertidor reacciona al tiempo sintonizado que es 0.05 segundos tanto para subida como para bajada, podemos observar además que el convertidor de voltaje tiene una pequeña variación cuando el convertidor aumenta su salida, sin embargo cuando el convertidor disminuye su salida se ve más afectado en la carga y esto se debe a la energía retenida en los componentes del sistema Buck.

En general el comportamiento de los tres controladores llega a la estabilidad deseada pero su comportamiento en las transientes por variaciones de carga se puede observar claramente.

4.2.2 Análisis del índice de desempeño.

Para realizar un análisis del desempeño se va a usar los valores ISE, que se encuentran en cada Figura, Figura 4.8 y Figura 4.9., por ello este análisis se va a realizar al generarse las variaciones de carga, correspondientes a cada convertidor.

El Análisis de desempeño del convertidor de Voltaje, inicia al conectar el Convertidor de Potencia, los indicadores de este experimento se encuentran en la siguiente tabla.

Controlador	ISE
CPP	56,2627
CKR	35,6899
CCS	31,4253

Tabla 4.2: ISE, Convertidor de voltaje al ingresar el convertidor de Potencia.

En cambio, cuando existe el primer cambio aumentando la carga los indicadores de voltaje quedan de la siguiente manera.

Controlador	ISE
CPP	2,7624
CKR	3,7704
CCS	3,1317

Tabla 4.3: ISE, Convertidor de voltaje al aumentar la carga en el convertidor de Potencia.

Y en el caso cuando el convertidor de Potencia disminuye su carga los indicadores son de la siguiente manera.

Controlador	ISE
CPP	33,2459
CKR	30,7637
CCS	30,3873

Tabla 4.4: ISE, Convertidor de voltaje al disminuir la carga en el convertidor de Potencia

Es importante recalcar que, aunque se tengan variaciones en el convertidor de Potencia de la misma magnitud, el sistema multiconvertidor

reaccione de manera diferente en caso de que aumente o disminuya su carga.

Al momento de variar la carga se verifica el ISE, en la siguiente tabla se muestran los valores cuando la carga aumenta.

Controlador	ISE
CPP	0,17547
CKR	0,15885
CCS	0,16134

Tabla 4.5: ISE, Convertidor de Potencia al Aumentar la carga

En cambio, cuando la carga disminuye en el convertidor de Potencia se obtienen los siguientes indicadores.

Controlador	ISE
CPP	0,14874
CKR	0,12261
CCS	0,11748

Tabla 4.6. ISE, Convertidor de Potencia al Disminuir la carga.

4.2.3 Análisis comparativo de resultados.

Se realizarán el análisis de la comparación de su desempeño entre controladores para verificar cual es el mejor controlador bajo estas

condiciones de operación, primero denotaremos su tiempo de estabilidad y después su reacción en el transiente correspondiente.

Se inicia el análisis con el convertido de voltaje, y según los valores en el experimento cuando ingresa el convertidor de Potencia existen valores elevados de ISE, y gráficamente podemos apreciar que el máximo valor pico lo tiene el controlador CPP, y en un principio es el que más tiempo tarda en reaccionar a la transiente no lineal del segundo convertidor, y sin embargo en este sistema el CCS, obtiene un menor valor volviendo lo más eficiente que los otros métodos. Aunque no es muy diferente de CKR.

Para la segunda parte se usa el análisis de la variación de carga en aumento en el cual podemos observar que para el convertidor de voltaje es casi imperceptible y esto se debe a la acumulación de energía en sus componentes electrónicos, aun así, es importante destacar que el valor de CPP es menor y por ello más efectivo que los otros dos controladores, aunque su diferencia no se amplía. Sin embargo, en el Convertidor de potencia el mejor controlador es el CKR, aunque no hay una diferencia notable entre este con los demás controladores.

Por ultimo al realizar el experimento de disminución de carga se puede apreciar que si se evidencia notablemente el transiente, en el convertidor de voltaje, dando lugar a un valor casi igual al del ingreso de un Convertidor de Potencia, y por ello queda de la misma manera el CCS como mejor controlador y CPP como el más ineficiente en su etapa transitoria, y es importante destacar que el mejor rendimiento del sistema se da en esta variación en la etapa de Potencia, siendo CCS el mejor controlador aunque no muy alejado de CPP, que obtiene el peor rendimiento.

4.3 Experimentación y análisis bajo variaciones del voltaje de entrada.

En el siguiente experimento se va a realizar cambios bruscos a la fuente de la entrada del multiconversor y se realizará un análisis del comportamiento de sus controladores, con ello se procederá de la siguiente manera.

Primero la fuente de entrada tiene un valor nominal 50 Voltios dc, y se realizara el primer cambio aumentando 25 Voltios a la fuente y debido a que se encuentra en lazo cerrado la fuente de reaccionar al tiempo sintonizado de 0.2 segundos. Como lo muestra la Figura 4.10., en su parte superior y en la parte inferior se realiza un cambio a su entrada de menos 15 voltios.

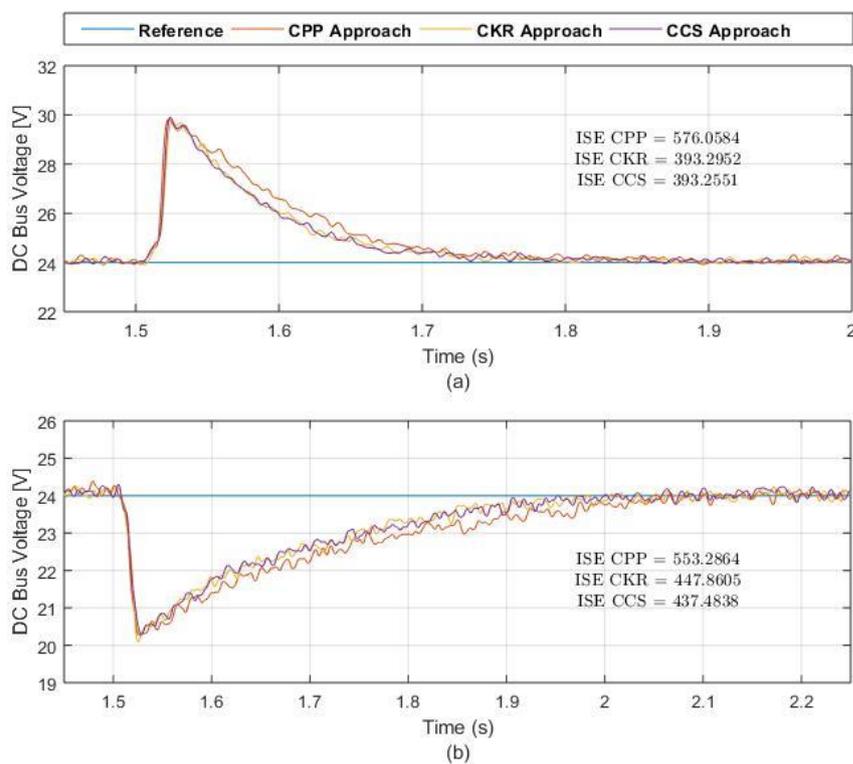


Figura 4.10: Graficas Convertidor de Voltaje con variaciones en su entrada.

Es importante destacar que esta variación de voltaje se la realizo por medio de contactos físicos usando un relé en el sistema de control.

4.3.1 Análisis experimental de datos

Gráficamente se puede observar los cambios realizados tanto en el aumento de su voltaje de entrada como en su disminución y que esto fue

realizado solo en su etapa de voltaje una vez que se encuentra en estado estable.

Y podemos verificar el CPP, es el que más se encuentra alejado del valor deseado en ambas gráficas, sin embargo, se tiene que realizar un análisis de despeño para verificar objetivamente el comportamiento de los controladores.

Ahora bien, se puede apreciar que, aunque hayan sido valores diferentes de variación en la fuente de entrada al convertidor este obtiene un valor pico muy parecido de casi 10 voltios de diferencia.

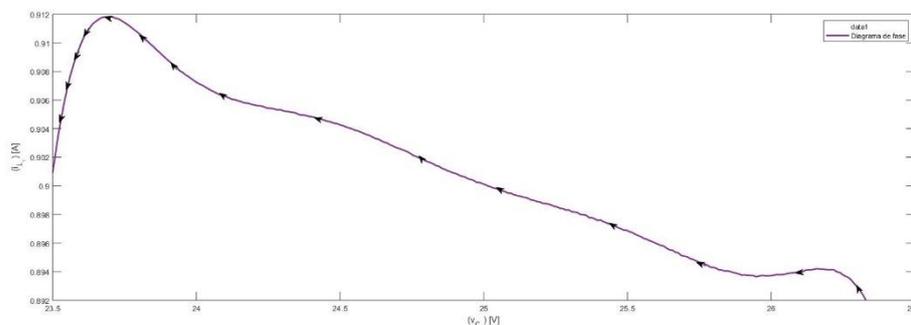


Figura 4.11: Diagrama de Fase V_C vs I_L .

En la Figura 4.11 podemos observar el diagrama de fase V_C vs I_L del Conversor fuente operando en lazo abierto alimentando a una carga de potencia constante.

4.3.2 Análisis del índice de desempeño.

Como podemos observar los valores de desempeño de los controladores son muy elevados con respecto a los del primer experimento y esto se debe a que es un cambio brusco realizado y los indicadores de desempeño quedarían de la siguiente manera.

Controlador

ISE

CPP	576,0584
CKR	393,2952
CCS	393,2551

Tabla 4.7: ISE, Convertidor de Voltaje al Aumentar su voltaje de Entrada 25 voltios dc

En cambio, cuando se disminuye su voltaje de entrada queda.

Controlador	ISE
CPP	553,2864
CKR	447,8605
CCS	437,4838

Tabla 4.8. ISE, Convertidor de Voltaje al disminuir su voltaje de Entrada 15 voltios dc

4.3.3 Análisis comparativo de resultados.

Como se puede apreciar al aumentar el voltaje de entrada el CPP, es el controlador que se aleja más del valor deseado, y con respecto a los dos controladores demás el CCS es por menor, aunque sin diferencia notoria, por ello estos controladores mantienen el mismo rendimiento en este cambio.

A diferencia de la disminución en el voltaje de entrada donde el valor de CPP se encuentra menos alejado aquí si marca una diferencia notable CCS, y es debido a su región de robustez como lo antes mencionado este

puede abarcar un mejor rendimiento en para ciertas secciones debido a su configuración esférica.

CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

Usando el estudio de los controladores Robustos se puede garantizar la estabilidad del sistema del multiconvertidor Buck, con carga de potencia constante.

Este resultado se logra del análisis de un convertidor con una carga de potencia constante, de la cual por medio de sus componentes y valores deseados se obtiene un intervalo de trabajo donde usando los controladores CKR y CCS, se realiza diversas áreas de trabajo que cumplen con las condiciones deseadas.

Su desempeño podemos compararlo con ISE en diversas pruebas en la cual se denota que existen similitudes entre los controles robustos y son mucho más efectivos que un control tradicional.

Por ello se concluye que con el sistema de convertidores Buck de voltaje con variaciones en su entrada este convertidor se estabilizara en la forma deseada, siendo más preciso usando CCS que con los controladores tradicionales y CKR, de igual manera cuando se usa el sistema multiconvertidor Buck, con voltaje estable en la primera etapa al ingresar la etapa de Potencia el convertidor CCS sigue siendo mejor en con respecto a los otros dos controladores analizados.

En el último experimento cuando existen variaciones de carga en la segunda etapa, un control convencional puede reaccionar mejor sin embargo no existe una notable diferencia. Cabe recalcar que la implementación de estos tres controladores contiene los mismos costos de implementación, sin embargo, para nuestro sistema se concluye que sobre el procesador se debería de utilizar un controlador CCS, debido a que tiene mejores prestaciones en la mayoría de etapas.

Por otro lado, se recomienda realizar la sintonización del controlador de potencia con un voltaje de entrada 24V no variable, para obtener resultados que no sean comprometidos por la disminución del voltaje de fuente.

Tener ventilación para las tarjetas de convertidores y para las resistencias que se usan de carga, puesto a que tienden a elevar su temperatura con el transcurso de las pruebas.

Para la creación de las pistas de la tarjeta electrónica en el software Proteus no es recomendable usar la herramienta “autorouting”, debido a que las pistas no suelen la mejor ubicación ni el mejor camino dentro de la tarjeta. Además de buscar apoyo en la herramienta de visualización 3D para ubicación de componentes.

BIBLIOGRAFÍA

- [1] Emadi, M. Ehsani, and J. M. Miller, "Vehicular Electric Power Systems: Land, Sea, Air, and Space Vehicles", New York: Marcel Dekker, Dec. 2003.
- [2] Fang Lin Luo and Hong Ye, "Renewable Energy Systems, Advanced Conversion Technologies and Applications", CRC Press, 2016, ISBN 1439891109, 9781439891100.
- [3] Z. Qian, O. Abdel-Rahman, H. Al-Atrash, and I. Batarseh, "Modeling and control of three-port DC/DC converter interface for satellite applications", IEEE Trans. Power Electron., vol. 25, no. 3, pp. 637–649, Mar. 2010.
- [4] A. Emadi, B. Fahimi, and M. Ehsani. "On the concept of negative impedance instability in the more electric aircraft power systems with constant power loads", In Intersociety Energy Conversion Engineering Conference, 1999.
- [5] A. Kwasinski and C. N. Onwuchekwa, "Dynamic behavior and stabilization of dc microgrids with instantaneous constant-power loads", IEEE Transactions on Power Electronics, 26(3):822–834, 2011.
- [6] K. E. Lucas et al., "Novel robust methodology for controller design aiming to ensure DC microgrid stability under CPL power variation", IEEE Access, vol. 1, no. 7, pp. 1–17, May 2019.
- [7] M. Cespedes, L. Xing, and J. Sun, "Constant-power load system stabilization by passive damping", IEEE Trans. Power Electron., vol. 26, no. 7, pp. 1832-1836, Jul. 2011.
- [8] W. Wang, X. Zhang, and H. S.-H. Chung, "Solid-state single-port series damping device for power converters in DC microgrid systems", IEEE Trans. Power Electron., vol. 34, no. 1, pp. 192-203, Jan. 2018
- [9] E. Hossain, R. Perez, S. Padmanaban, L. Mihet-Popa, F. Blaabjerg, and V. K. Ramachandramurthy, "Sliding mode controller and Lyapunov redesign controller to improve microgrid stability: A comparative analysis with CPL power variation", Energies, vol. 10, no. 12, pp. 1959-1983, Nov. 2017.

- [10] J. Solsona, S. G. Jorge, and C. Busada, "Nonlinear control of a buck converter feeding a constant power load", *IEEE Transactions on Power Electronics*, 30(12):7193–7201, 2015
- [11] Y. Zhao, W. Qiao, and D. Ha, "A sliding-mode duty-ratio controller for dc/dc buck converters with constant power loads", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 50, no. 2, pp. 1448–1458, Mar./Apr. 014
- [12] H. Kakigano, Y. Miura, and T. Ise, "Distribution voltage control for dc microgrids using fuzzy control and gain-scheduling technique", *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 28, no. 5, pp. 2246–2258, May 2013.
- [13] K. E. Lucas, W. Barra, D. A. Plaza, R. L. P. Medeiros, E. M. Rocha, and D. A. Vaca, "Interval robust controller to minimize oscillations effects caused by constant power load in a DC multi-converter buck-buck system", *IEEE Access*, vol. 7, pp. 26 324–26 342, February 2019
- [14] R. D. Middlebrook, and S. Cuk, "A general unified approach to modelling switching-converter power stages", in *Proc. of Power Electron. Spec. Conf.*, pp. 18-34, 1976.
- [15] Bhattacharyya, S.P., "Recent Results in Robust Parametric Stability and Control," in *IEEE International Symposium on Circuits and Systems*, 1992.
- [16] Bhattacharyya, S.P.; Chapellat, H.; Keel, L.H., "Robust Control: The Parametric Approach", Prentice Hall, Upper Saddle River, NJ, 1995.
- [17] Barra Junior, W.; Barreiros, J. A. L; Costa Júnior, C. T.; Ferreira, A. M. D., "Controle Fuzzy Aplicado à Melhoria da Estabilidade Dinâmica em Sistemas Elétricos de Potência", *Revista Controle & Automação*. Vol.16 no.2. Abril, Maio e Junho 2005.
- [18] R. W. Erickson and D. Maksimovic, "Fundamentals of Power Electronics", second edition ed. New York: Springer, January 2004.
- [19] K. Lucas, "Performance evaluation of robust parametric control strategies applied on suppression of oscillations effects due to constant power loads in multi-converter buck-buck systems", *Tesis de Maestría*, Instituto de Tecnología, Univerdidade Federal do Pará, Belém-Pará-Brasil, 2018
- [20] Texas Instruments, "Understanding Buck Power Stages in Switch mode Power Supplies," USA, 1999.

- [21] R. J. Minnichelli, J. J. Anagnost, and C. A. Desoer, "An elementary proof of Kharitonov's stability theorem with extensions", *IEEE Trans. Autom. Control*, vol. 34, no. 9, pp. 995-998, Sep. 1989.
- [22] B. R. Barmish, and E. Jury, "New tools for robustness of linear systems," in *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 39, no. 12, pp. 2525-2525, December 1994.
- [23] L. H. Keel and S. P. Bhattacharyya, "A linear programming approach to controller design", in *Decision and Control, 1997., Proceedings of the 36th IEEE Conference on, San Diego, USA, 12-12 December 1997*, vol. 3, IEEE, pp. 2139-2148.
- [24] S. Boyd and L. Vandenberghe, "Convex optimization," Cambridge university, in press, 2004.
- [25] A. D. S. Lordelo; P. A. V. Ferreira, "Interval Analysis and Design of Robust Pole Assignment Design", in *Decision and Control, 2002, Proceedings of the 41st IEEE Conference, Las Vegas, USA, 10-13 December 2002*; pp. 1-6.
- [26] A. D. S. Lordelo, "Análise e Projeto de Controladores Robustos por Alocação de Polos via Análise Intervalar", Tese de doutorado em engenharia elétrica, UNICAMP, Campinas, 2014.
- [27] R. P. L. Medeiros, W. Barra, I. V. Bessa, J. E. Chaves Filho, F. A. C. Ayres and C. C. Neves, "Robust decentralized controller for minimizing coupling effect in single inductor multiple output DC-DC converter operating in continuous conduction mode," in *ISA Transactions*, vol. 73, pp. 112-129, 2018.