



EDUCACIÓN

SECRETARÍA DE EDUCACIÓN PÚBLICA



TECNOLÓGICO
NACIONAL DE MÉXICO

Tecnológico Nacional de México

**Centro Nacional de Investigación
y Desarrollo Tecnológico**

Tesis de Maestría

**Evaluación de técnicas de control para un convertidor
bidireccional en un sistema de almacenamiento de
energía**

presentada por

Ing. Joan Elias Giles Vieyra

como requisito para la obtención del grado de
**Maestro en Ciencias en Ingeniería
Electrónica**

Director de tesis

Dr. Carlos Aguilar Castillo

Codirector de tesis

Dr. Carlos Daniel García Beltrán

Cuernavaca, Morelos, México. Enero de 2020.



Centro Nacional de Investigación y Desarrollo Tecnológico
Departamento de Ingeniería Electrónica

"2019, Año del Caudillo del Sur, Emiliano Zapata"

Cuernavaca, Mor.,

16/diciembre/2019

No. de Oficio:

DIE/263/2019

Asunto:

Aceptación de documentos de tesis

DR. GERARDO VICENTE GUERRERO RAMÍREZ
SUBDIRECTOR ACADÉMICO
PRESENTE

Por este conducto, los integrantes de Comité Tutorial del **Ing. Joan Elias Giles Vieyra**, con número de control **M18CE037** de la Maestría en Ciencias en Ingeniería Electrónica, le informamos que hemos revisado el trabajo de tesis profesional titulado **"Evaluación de Técnicas de Control para un Convertidor Bidireccional en un Sistema de Almacenamiento de Energía"** y hemos encontrado que se han realizado todas las correcciones y observaciones que se le indicaron, por lo que hemos acordado aceptar el documento de tesis y le solicitamos la autorización de impresión definitiva.

DIRECTOR DE TESIS

Dr. Carlos Aguilar Castillo
Doctor en Ciencias en Ingeniería Electrónica
Cédula profesional 3581040

CODIRECTOR DE TESIS

Dr. Carlos Daniel García Beltrán
Doctor en Ciencias en Ingeniería Electrónica
Cédula profesional 8699605

REVISOR 1

Dr. Abraham Claudio Sánchez
Doctor en Ciencias en Ingeniería Electrónica
Cédula profesional 7675050

REVISOR 2

Dr. Gabriel Calzada Lara
Doctor en Ingeniería Eléctrica
Cédula profesional 7599980

REVISOR 3

Dr. Jarniel García Morales
Doctor en Ciencias en Ingeniería Electrónica
Cédula profesional 11106825

C.p. M.E. Guadalupe Garrido Rivera- Jefa del Departamento de Servicios Escolares
Estudiante
Expediente
MPS/Irr.



Centro Nacional de Investigación y Desarrollo Tecnológico
Subdirección Académica

"2020, Año de Leona Vicario, Benemérita Madre de la Patria"

Cuernavaca, Morelos, 14/enero/2020

OFICIO No. SAC/011/2020
Asunto: Autorización de impresión de tesis

ING. JOAN ELIAS GILES VIEYRA
CANDIDATO AL GRADO DE MAESTRO EN CIENCIAS
EN INGENIERÍA ELECTRÓNICA
P R E S E N T E

Por este conducto, tengo el agrado de comunicarle que el Comité Tutorial asignado a su trabajo de tesis titulado "*Evaluación de Técnicas de Control para un Convertidor Bidireccional en un Sistema de Almacenamiento de Energía*", ha informado a esta Subdirección Académica, que están de acuerdo con el trabajo presentado. Por lo anterior, se le autoriza a que proceda con la impresión definitiva de su trabajo de tesis.

Esperando que el logro del mismo sea acorde con sus aspiraciones profesionales, reciba un cordial saludo.

A T E N T A M E N T E
Excelencia en Educación Tecnológica®
"Conocimiento y tecnología al servicio de México"

DR. GERARDO VICENTE GUERRERO RAMÍREZ
SUBDIRECTOR ACADÉMICO



SEP TecNM
CENTRO NACIONAL
DE INVESTIGACIÓN
Y DESARROLLO
TECNOLÓGICO
SUBDIRECCIÓN
ACADÉMICA

C.p. M.E. Guadalupe Garrido Rivera. Jefa del Departamento de Servicios Escolares.
Expediente.

GVGR/chg

Interior Internado Palmira S/N, Col. Palmira, C. P. 62490, Cuernavaca, Morelos.
Tel. (01) 777 3 62 77 70, ext. 4106, e-mail: dir_cenidet@tecnm.mx

www.tecnm.mx | www.cenidet.edu.mx



A mí madre y padre
por su inmenso amor.

Muchas gracias

AGRADECIMIENTOS

A Dios por llenar mi vida de tantas bendiciones.

A mis padres por darme todo su apoyo, amor y cariño. Todo lo que tengo y todo lo que soy es gracias a ustedes y ni una vida entera es suficiente para pagarles todo lo que me han dado. Muchas gracias.

A mi hermano y mi hermana quienes siempre me han apoyado en los momentos de dificultad.

A mi abuela quien siempre me ha apoyado y ha estado pendiente de mi carrera profesional, y por todo su amor y cariño que siempre tiene para mí.

Al mi director de tesis, el Dr. Carlos Aguilar Castillo por darme la oportunidad de trabajar con él, por ser un excelente profesor, por compartir siempre su conocimiento conmigo de la mejor forma posible y por guiarme en la realización de esta tesis.

Al mi codirector de tesis, el Dr. Carlos Daniel García Beltrán por todo el tiempo que me dedico aconsejándome para poder desarrollar de la mejor manera posible la presente tesis.

A mis revisores el Dr. Abraham Claudio Sánchez, el Dr. Gabriel Calzada Lara y el Dr. Jarniel García Morales por todos sus valiosos comentarios que ayudaron a mejorar esta tesis.

A la Dra. Gloria Lilia Osorio Gordillo por permitirme entrar a su clase de LPV y T-S para desarrollar este proyecto.

A la Lic. Lorena Ruiz Ramirez por la gran dedicación que tiene hacia todos los alumnos y por su gran apoyo para poder titularme a tiempo. Muchas gracias.

A mis profesores de electrónica de potencia por compartir su conocimiento conmigo, siempre con un alto profesionalismo.

A mis compañeros de generación por hacer mucho más amena mi estancia en CENIDET.

A mis compañeros de doctorado, Gil y Citlaly por darme siempre sus mejores consejos para la realización de este proyecto.

Al Centro Nacional de Investigación y Desarrollo Tecnológico (CENIDET) por darme la oportunidad de realizar una maestría.

Al Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología (CONACYT) por el apoyo económico otorgado para realizar mis estudios.

RESUMEN

En la actualidad existen muchos sistemas aislados los cuales proporcionan energía eléctrica en lugares donde su acceso es muy complicado. Todo sistema aislado cuenta con un elemento de almacenamiento de energía, el cual sufre descargas y recargas de energía durante ciertos periodos de tiempo. Con base en esto surge la necesidad de instalar un convertidor bidireccional. Este convertidor requiere un circuito de control al convertidor, para tener en cuenta las variaciones en la carga, las variaciones en la tensión de entrada, cambios de referencia o cambios en la dirección del flujo de potencia. Todas las características antes mencionadas aunadas a las características no lineales del convertidor bidireccional complican los esquemas de control. Para lo anterior, existen diferentes tipos de técnicas de control, pero cada una de ellas cuenta con diferentes capacidades, en cuanto a respuesta transitoria, estabilidad, facilidad de implementación y flexibilidad.

En esta tesis se presenta la comparación entre dos técnicas de control en un convertidor bidireccional Buck+Boost, mediante un control modo corriente promedio. La primera técnica de control seleccionada fue el controlador Tipo III, el cual es el controlador más utilizado para este tipo de convertidores. La segunda técnica se trata de un Tipo III basado en un modelo Takagi-Sugeno (T-S), una hipótesis es que si el controlador Tipo III, al ser un controlador lineal, es bueno en un punto de operación, un controlador Tipo III T-S debería tener un mejor desempeño dentro de un rango más amplio de puntos de operación, por decirlo así es un controlador Tipo III no lineal.

El diseño del controlador Tipo III se realizó mediante diagramas de Bode y utilizando el mismo método de sintonización para todos los controladores Tipo III. Por su parte, el controlador Tipo III T-S implicó obtener el modelo T-S del convertidor en cuestión y el diseño de un esquema de Compensación Paralela Distribuida (PDC).

La comparación de los controladores se realizó de forma experimental y todos los controladores se implementaron de manera digital. Las pruebas realizadas fueron, cambios de carga, a diferentes valores de voltaje de entrada y con diferentes valores de corriente de referencia, así como cambios de referencia con diferentes valores de voltaje de entrada y con diferentes valores de carga.

ABSTRACT

Nowadays, there are many isolated power systems which supply electricity in places where access is complicated. Every isolated power systems has an energy storage element, which to have discharges and recharges of energy during certain periods of time. For this reason there is a need to install a bidirectional converter. Because, this converter need to circuit to control to consider, load variations, variations in input voltage, reference changes or changes in power flow. All of the above in addition to the non-linear characteristics of the bidirectional converter complicate the control schemes. There are different types of control techniques, but each one has different capacities, in terms of transient response, stability, ease of implementation and flexibility.

This thesis presents the comparison of two control techniques in a bidirectional converter Buck+Boost, using an average current mode control. The first control technique selected was the Type III controller, which is the most commonly used controller for this type of converter. The second technique is a Type III controller based on a Takagi-Sugeno (T-S) model, the hypothesis is that if the Type III controller, being a linear controller, is good at an operating point, a Type III T-S controller should have a perform better inside a range more large of operating points.

The Type III controller is designed using Bode diagrams and using the same tuning method for all Type III controllers. The Type III T-S controller need obtaining the T-S model of the converter and the design of a scheme Distributed Parallel Compensation (PDC).

The controls were compared experimentally and all controls were implemented digitally. The tests consisted to doing load changes, with different input voltage values and with different reference current values, and to doing reference changes with different input voltage values and with different load values.

CONTENIDO

LISTA DE FIGURAS	X
LISTA DE TABLAS	XIII
ACRÓNIMOS	XIV
CAPÍTULO 1. INTRODUCCIÓN	1
1.1 Antecedentes.....	2
1.1.1 Aplicaciones del convertidor bidireccional.....	3
1.1.2 Planteamiento del problema.....	5
1.2 Propuesta de solución	7
1.3 Objetivos.....	9
1.3.1 Objetivo general.....	9
1.3.2 Objetivos específicos.....	9
1.4 Alcances y limitaciones	10
1.5 Organización del documento.....	10
CAPÍTULO 2. ALGUNAS TÉCNICAS DE CONTROL PARA CONVERTIDORES CD-CD	12
2.1 Introducción	13
2.2 Técnicas de control lineales	13
2.2.1 Controlador Proporcional Integral Generalizado (GPI)	13
2.2.2 Controlador retraso adelanto de fase (Tipo III)	14
2.2.3 Controlador por retroalimentación de estados	15
2.3 Algunas técnicas de control no lineales	16
2.3.1 Controlador Modo Deslizante (CMD)	16
2.3.2 Controlador en Redes Neuronales Artificiales (RNA)	16
2.3.3 Controlador por Lógica Difusa (LD).....	17
2.3.4 Controlador basado en modelo Takagi-Sugeno (T-S)	18
2.3.5 Controlador adaptable	19
CAPÍTULO 3. ANÁLISIS Y DISEÑO DEL CONVERTIDOR BIDIRECCIONAL	20
3.1 Introducción	21
3.2 Análisis del convertidor bidireccional en modo Buck.....	22
3.2.1 Análisis en CD	22
3.2.2 Análisis en pequeña señal (CA) mediante el método generalizado.....	26
3.3 Análisis del convertidor bidireccional en modo Boost.....	31

3.3.1 Análisis en CD	31
3.3.2 Análisis en pequeña señal (CA) mediante el método generalizado.....	34
3.4 Diseño del convertidor bidireccional.....	37
3.4.1 Selección de los componentes.....	39
3.4.2 Simulación del convertidor bidireccional en lazo abierto.....	40
CAPÍTULO 4. DISEÑO DEL CONTROLADOR TIPO III.....	43
4.1 Introducción	44
4.1.1 Método de sintonización del controlador Tipo III.....	45
4.2 Diseño del controlador Tipo III para el convertidor bidireccional en modo Buck	46
4.2.1 Discretización del controlador Tipo III para el convertidor Buck	48
4.2.2 Simulación del controlador Tipo III para el convertidor Buck	48
4.3 Diseño del controlador Tipo III para el convertidor bidireccional en modo Boost.....	50
4.3.1 Discretización del controlador Tipo III para el convertidor Boost	52
4.3.2 Simulación del controlador Tipo III para el convertidor Boost.....	53
CAPÍTULO 5. DISEÑO DEL CONTROLADOR TIPO III T-S	55
5.1 Introducción	56
5.1.1 Compensación Distribuida Paralela (PDC)	58
5.2 Diseño del controlador Tipo III T-S para el convertidor bidireccional en modo Buck	58
5.2.1 Modelo Takagi-Sugeno del convertidor Buck.....	58
5.2.2 Diseño PDC para el convertidor Buck.....	63
5.2.3 Discretización del controlador Tipo III T-S para el convertidor Buck	65
5.2.4 Simulación en lazo cerrado del controlador Tipo III T-S para el convertidor Buck	66
5.3 Diseño del controlador Tipo III T-S para el convertidor bidireccional en modo Boost.....	69
5.3.1 Modelo Takagi-Sugeno del convertidor Boost	69
5.3.2 Diseño PDC para el convertidor Boost.....	74
5.3.3 Discretización del controlador Tipo III T-S para el convertidor Buck	79
5.3.4 Simulación en lazo cerrado del controlador Tipo III T-S para el convertidor Boost	80
CAPÍTULO 6. IMPLEMENTACIÓN Y RESULTADOS EXPERIMENTALES	83
6.1 Construcción del prototipo del convertidor bidireccional	84
6.1.1 Pruebas del convertidor bidireccional en lazo abierto.....	85
6.2 Resultados experimentales	86
6.2.1 Protocolo de pruebas	88

6.2.2 Pruebas en lazo cerrado en el convertidor bidireccional en modo Buck	89
6.2.3 Pruebas en lazo cerrado en el convertidor bidireccional en modo Boost	95
6.3 Ventajas y limitaciones de los controladores	101
CAPÍTULO 7. CONCLUSIONES Y TRABAJOS FUTUROS	102
7.1 Conclusiones.....	103
7.2 Aportaciones del trabajo de tesis	104
7.3 Trabajos futuros.....	105
REFERENCIAS.....	106
Anexo A. Sensores del convertidor bidireccional	109
Anexo B. Control modo corriente promedio digital.....	112
Anexo C. Programación de los controladores	114
Anexo D. Suavizado de los resultados experimentales mediante <i>MATLAB</i>®.....	119

LISTA DE FIGURAS

FIGURA 1.1. CONVERTIDOR BIDIRECCIONAL EN UN SISTEMA FOTOVOLTAICO AISLADO.	4
FIGURA 1.2. DIAGRAMA A BLOQUES DE UN VEHÍCULO HÍBRIDO.	5
FIGURA 1.3. CASO 1 DE OPERACIÓN EN EL SISTEMA FOTOVOLTAICO AISLADO.	6
FIGURA 1.4. MODO 2 DE OPERACIÓN EN EL SISTEMA FOTOVOLTAICO AISLADO.	6
FIGURA 1.5. MODO 3 DE OPERACIÓN EN EL SISTEMA FOTOVOLTAICO AISLADO.	7
FIGURA 1.6. TÉCNICAS DE CONTROL SELECCIONADAS PARA EVALUAR EN EL CONVERTIDOR BIDIRECCIONAL BUCK+BOOST.	9
FIGURA 2.1. DIAGRAMA A BLOQUES DEL CONTROLADOR GPI.	14
FIGURA 2.2. ESQUEMA DE CONTROL POR RETROALIMENTACIÓN DE ESTADOS PARA UN CONVERTIDOR.	15
FIGURA 2.3. CONTROL MODO DESLIZANTE, A) SISTEMA EN LAZO CERRADO, B) TRAYECTORIA DE FASE.	16
FIGURA 2.4. DIAGRAMA ESQUEMÁTICO DE UN CONTROLADOR RNA PARA UN CONVERTIDOR BOOST.	17
FIGURA 2.5. ARQUITECTURA DE LÓGICA DIFUSA PARA UN CONVERTIDOR CD-CD.	18
FIGURA 2.6. MODELO TAKAGI-SUGENO PARA UN CONVERTIDOR BUCK-BOOST.	18
FIGURA 2.7. DIAGRAMA A BLOQUES DE UN CONTROLADOR ADAPTABLE.	19
FIGURA 3.1. CONVERTIDOR BIDIRECCIONAL BUCK+BOOST	21
FIGURA 3.2. CONVERTIDOR BIDIRECCIONAL EN MODO BUCK.	22
FIGURA 3.3. CIRCUITOS EQUIVALENTES DEL CONVERTIDOR BUCK.	22
FIGURA 3.4. FORMAS DE ONDA DEL CONVERTIDOR BUCK.	23
FIGURA 3.5. CONVERTIDOR BIDIRECCIONAL BUCK+BOOST EN MODO BOOST.	31
FIGURA 3.6. CIRCUITOS EQUIVALENTES DEL CONVERTIDOR BOOST	31
FIGURA 3.7. FORMAS DE ONDA DEL CONVERTIDOR BOOST.	32
FIGURA 3.8. DIAGRAMA ESQUEMÁTICO DEL CONVERTIDOR BIDIRECCIONAL EN MODO BUCK.	40
FIGURA 3.9. RESPUESTAS DINÁMICAS, CORRIENTE EN EL INDUCTOR (LÍNEA ROJA) Y TENSIÓN DE SALIDA (LÍNEA AZUL) EN EL CONVERTIDOR BUCK.	41
FIGURA 3.10. DIAGRAMA ESQUEMÁTICO DEL CONVERTIDOR BIDIRECCIONAL EN MODO BOOST.	41
FIGURA 3.11. RESPUESTAS DINÁMICAS, CORRIENTE EN EL INDUCTOR (LÍNEA ROJA) Y TENSIÓN DE SALIDA (LÍNEA AZUL) EN EL CONVERTIDOR BOOST.	42
FIGURA 4.1. DIAGRAMA DEL CIRCUITO ANALÓGICO DEL CONTROLADOR TIPO III.	44
FIGURA 4.2. DIAGRAMA DE BODE DE LA GANANCIA DE LAZO DEL CONVERTIDOR BUCK (LÍNEA ROJA CONTINUA) Y DIAGRAMA DE BODE DE LA FUNCIÓN DE TRANSFERENCIA CORRIENTE EN EL INDUCTOR CICLO DE TRABAJO (LÍNEA AZUL DISCONTINUA).	47
FIGURA 4.3. RESPUESTA DINÁMICA DE LA CORRIENTE EN EL INDUCTOR DEL CONTROLADOR TIPO III EN EL CONVERTIDOR BUCK.	49
FIGURA 4.4. SEÑAL DE CONTROL DEL CONTROLADOR TIPO III EN EL CONVERTIDOR BUCK LA LÍNEA AZUL CORRESPONDE AL TIEMPO CONTINUO Y LA LÍNEA ROJA CORRESPONDE AL TIEMPO DISCRETO.	50

FIGURA 4.5. DIAGRAMA DE BODE DE LA GANANCIA DE LAZO DEL CONVERTIDOR BOOST (LÍNEA ROJA CONTINUA) Y DIAGRAMA DE BODE DE LA FUNCIÓN DE TRANSFERENCIA CORRIENTE EN EL INDUCTOR CICLO DE TRABAJO (LÍNEA AZUL DISCONTINUA).....	52
FIGURA 4.6. RESPUESTA DINÁMICA DE LA CORRIENTE EN EL INDUCTOR DEL CONTROLADOR TIPO III EN EL CONVERTIDOR BOOST.....	53
FIGURA 4.7. SEÑAL DE CONTROL DEL CONTROLADOR TIPO III EN EL CONVERTIDOR BUCK, LA LÍNEA AZUL CONTINUA CORRESPONDE AL TIEMPO CONTINUO Y LA LÍNEA ROJA PUNTEADA CORRESPONDE AL TIEMPO DISCRETO.....	54
FIGURA 5.1. CLASIFICACIÓN DE LAS TÉCNICAS PARA OBTENER UN MODELO MATEMÁTICO TAKAGI-SUGENO. .	56
FIGURA 5.2. RESPUESTA DINÁMICA DE LA CORRIENTE EN EL INDUCTOR DEL CONVERTIDOR BUCK DEL MODELO NO LINEAL COMPARADO CON EL MODELO T-S.....	62
FIGURA 5.3. DIAGRAMA A BLOQUES DEL CONTROLADOR TIPO III PARA EL CONVERTIDOR BUCK.....	65
FIGURA 5.4. RESPUESTA DINÁMICA DE LA CORRIENTE EN EL INDUCTOR DEL CONTROLADOR TIPO III T-S EN EL CONVERTIDOR BUCK.....	67
FIGURA 5.5. FUNCIONES DE PERTENENCIA DEL CONTROLADOR TIPO III T-S EN EL CONVERTIDOR BUCK.....	68
FIGURA 5.6. SEÑAL DE CONTROL DEL CONTROLADOR TIPO III EN EL CONVERTIDOR BUCK LA LÍNEA AZUL CORRESPONDE AL TIEMPO CONTINUO Y LA LÍNEA ROJA CORRESPONDE AL TIEMPO DISCRETO.....	69
FIGURA 5.7. RESPUESTA DINÁMICA DE LA CORRIENTE EN EL INDUCTOR EL CONVERTIDOR BOOST DEL MODELO NO LINEAL COMPARADO CON EL MODELO T-S.....	74
FIGURA 5.8. DIAGRAMA A BLOQUES DEL CONTROLADOR TIPO III T-S PARA EL CONVERTIDOR BOOST.....	78
FIGURA 5.9. RESPUESTA DINÁMICA DE LA CORRIENTE EN EL INDUCTOR DEL CONTROLADOR TIPO III T-S EN EL CONVERTIDOR BOOST.....	81
FIGURA 5.10. FUNCIONES DE PERTENENCIA DEL CONTROLADOR TIPO III T-S EN EL CONVERTIDOR BOOST...	81
FIGURA 5.11. SEÑAL DEL CONTROLADOR TIPO III T-S EN EL CONVERTIDOR BOOST, LA LÍNEA AZUL CONTINUA CORRESPONDE AL TIEMPO CONTINUO Y LA LÍNEA PUNTEADA CORRESPONDE AL TIEMPO DISCRETO.....	82
FIGURA 6.1. PCB DEL CONVERTIDOR BIDIRECCIONAL, A) CAPA INFERIOR B) CAPA SUPERIOR.....	84
FIGURA 6.2. PROTOTIPO DEL CONVERTIDOR BIDIRECCIONAL.....	85
FIGURA 6.3. PRUEBA EN LAZO ABIERTO DEL CONVERTIDOR BIDIRECCIONAL EN MODO BUCK. TENSIÓN DE SALIDA (LÍNEA VERDE) Y CORRIENTE EN EL INDUCTOR (LÍNEA AZUL).....	86
FIGURA 6.4. PRUEBA EN LAZO ABIERTO DEL CONVERTIDOR BIDIRECCIONAL EN MODO BOOST. TENSIÓN DE SALIDA (LÍNEA VERDE) Y CORRIENTE EN EL INDUCTOR (LÍNEA AZUL).....	86
FIGURA 6.5. RESPUESTA DINÁMICA DEL CONVERTIDOR BUCK ANTE UN CAMBIO EN LA CARGA DE $23\ \Omega$ A $10.9\ \Omega$ CON $200\ V$ EN EL BUS DE CD Y CON UNA CORRIENTE DE REFERENCIA DE $2.08\ A$	89
FIGURA 6.6. RESPUESTA DINÁMICA DEL CONVERTIDOR BUCK ANTE UN CAMBIO EN LA CARGA DE $23\ \Omega$ A $10.9\ \Omega$ CON $100\ V$ EN EL BUS DE CD Y CON UNA CORRIENTE DE REFERENCIA DE $1\ A$	90
FIGURA 6.7. RESPUESTA DINÁMICA DEL CONVERTIDOR BUCK ANTE UN CAMBIO EN LA CARGA DE $23\ \Omega$ A $10.6\ \Omega$ CON $50\ V$ EN EL BUS DE CD Y CON UNA CORRIENTE DE REFERENCIA DE $1\ A$	90

FIGURA 6.8. RESPUESTA DINÁMICA DEL CONVERTIDOR BUCK ANTE UN CAMBIO EN REFERENCIA DEL 50 % CON 200 V EN EL BUS DE CD Y CON UNA CARGA DE 23 Ω.	91
FIGURA 6.9. RESPUESTA DINÁMICA DEL CONVERTIDOR BUCK ANTE UN CAMBIO EN REFERENCIA DEL 70 % CON 70 V EN EL BUS DE CD Y CON UNA CARGA DE 23 Ω.	92
FIGURA 6.10. REGULACIÓN DE CORRIENTE ANTE VARIACIONES EN EL BUS DE CD PARA LOS CONTROLADORES TIPO III Y TIPO III T-S EN EL CONVERTIDOR BUCK.....	93
FIGURA 6.11. RESPUESTA DINÁMICA DEL CONVERTIDOR BOOST ANTE UN CAMBIO EN LA CARGA DE 400 Ω A 110 Ω CON 48 V EN LA BATERÍA Y CON UNA CORRIENTE DE REFERENCIA DE 2.08 A.	95
FIGURA 6.12. RESPUESTA DINÁMICA DEL CONVERTIDOR BOOST ANTE UN CAMBIO EN LA CARGA DE 400 Ω A 110 Ω CON 36 V EN LA BATERÍA Y CON UNA CORRIENTE DE REFERENCIA DE 1 A.	96
FIGURA 6.13. RESPUESTA DINÁMICA DEL CONVERTIDOR BOOST ANTE UN CAMBIO EN LA CARGA DE 400 Ω A 40 Ω CON 20 V EN LA BATERÍA Y CON UNA CORRIENTE DE REFERENCIA DE 0.5 A.	96
FIGURA 6.14. RESPUESTA DINÁMICA DEL CONVERTIDOR BOOST UN CAMBIO EN REFERENCIA DEL 70 % CON 48 V EN LA BATERÍA Y CON UNA CARGA DE 400 Ω.	97
FIGURA 6.15. RESPUESTA DINÁMICA DEL CONVERTIDOR BOOST ANTE UN CAMBIO DE REFERENCIA DE 0.5 A A 1 A CON 30 V EN LA BATERÍA Y CON UNA CARGA DE 100 Ω.	98
FIGURA 6.16. REGULACIÓN DE CORRIENTE ANTE VARIACIONES EN LA TENSIÓN DE LA BATERÍA PARA LOS CONTROLADORES TIPO III Y TIPO III T-S EN EL CONVERTIDOR BOOST.	99

LISTA DE TABLAS

TABLA 1.1. ALCANCES Y LIMITACIONES DE DISEÑO DEL CONVERTIDOR BIDIRECCIONAL.....	10
TABLA 3.1. CRITERIOS DE DISEÑO DEL CONVERTIDOR BIDIRECCIONAL.	38
TABLA 3.2. PARÁMETROS DEL CONVERTIDOR BUCK.....	38
TABLA 3.3. PARÁMETROS DEL CONVERTIDOR BOOST.....	38
TABLA 3.4. COMPONENTES SELECCIONADOS PARA EL CONVERTIDOR BIDIRECCIONAL.....	39
TABLA 4.1. PRINCIPALES CARACTERÍSTICAS DEL MICROCONTROLADOR <i>dsPIC33EP128GS808</i>	45
TABLA 6.1. RESULTADOS DE LA REGULACIÓN DE CORRIENTE ANTE VARIACIONES EN LA TENSIÓN DEL BUS DE CD PARA EL CONVERTIDOR BOOST.....	92
TABLA 6.2. COMPARACIÓN DE LOS CONTROLADORES TIPO III Y TIPO III T-S EN EL CONVERTIDOR BUCK.....	94
TABLA 6.3. RESULTADOS DE LA REGULACIÓN DE CORRIENTE ANTE VARIACIONES EN LA TENSIÓN DE LA BATERÍA PARA EL CONVERTIDOR BOOST.....	98
TABLA 6.4. COMPARACIÓN DE LOS CONTROLADORES TIPO III Y TIPO III T-S EN EL CONVERTIDOR BOOST. ...	100

ACRÓNIMOS

ADC	Convertidor Analógico Digital
RNA	Redes Neuronales Artificiales
CA	Corriente alterna
CD	Corriente directa
DAC	Convertidor Digital Analógico
GPI	Proporcional Integral Generalizado
HVE	Vehículos Híbridos
IAE	Integral del Error Absoluto
ISE	Integral del Error Cuadrático
ITAE	Integral del Tiempo por Error Absoluto
LD	Control Lógica Difusa
LPV	Lineal de Parámetros Variables
MOSFET	Transistor de efecto de campo metal-oxido-semiconductor
PDC	Compensación Paralela Distribuida
PID	Proporcional Integral Derivativo
PLL	Lazo de Seguimiento de Fase
PWM	Modulación por ancho de pulso
CMD	Control Modo Deslizante
T-S	Takagi-Sugeno
VE	Vehículos Eléctricos

CAPÍTULO 1. INTRODUCCIÓN

1.1 Antecedentes

Actualmente, miles de personas en el mundo no tienen acceso a energía eléctrica, debido principalmente a que se encuentran en áreas donde no existe tendido eléctrico de líneas de transmisión [1]. En estas áreas no es una alternativa realizar la infraestructura necesaria para las líneas de transmisión, los costos son muy altos y la cantidad de personas es tan baja que no se justifica. Para estas situaciones, los sistemas aislados de generación de electricidad son una opción viable.

Las fuentes de energía que actualmente se utilizan en los sistemas aislados provienen de biomasa, agua, sol, viento, diésel y gas. La conveniencia de utilizar algunas de estas fuentes depende de la accesibilidad que se tenga a la fuente de energía. Por ejemplo, los sistemas fotovoltaicos dependen completamente del sol, los sistemas eólicos del viento y las plantas hidroeléctricas del caudal de los ríos.

Todos los sistemas aislados necesitan un elemento de almacenamiento de energía, los cuales suelen ser baterías o supercapacitores. Todo sistema aislado realiza la carga y descarga de su elemento de almacenamiento de energía, esto significa que el flujo de energía cambia de dirección dependiendo de las necesidades del sistema. El cambio en el flujo de energía exige instalar un dispositivo que tenga la capacidad de cambiar la dirección del flujo de energía. Convencionalmente, dos convertidores unidireccionales son usados para lograr un flujo bidireccional. Sin embargo, la demanda de sistemas sofisticados, compactos y eficientes ha impulsado el desarrollo de convertidores bidireccionales, los cuales son capaces de reemplazar a los dos convertidores unidireccionales.

El convertidor bidireccional necesita de un circuito de control al convertidor, para tener en cuenta los cambios en la dirección del flujo de potencia, los cambios de referencia, las variaciones de la carga, las variaciones en la tensión de entrada, las tolerancias de los componentes electrónicos, el envejecimiento del sistema o cualquier tipo de perturbación externa.

1.1.1 Aplicaciones del convertidor bidireccional

Los convertidores bidireccionales reciben mucha atención recientemente debido a la creciente necesidad de sistemas con la capacidad de transferencia de energía bidireccional entre dos buses de CD [2].

Las aplicaciones de los convertidores bidireccionales incluyen elementos de almacenamiento de energía como pueden ser baterías o supercapacitores. Algunos ejemplos de aplicación de los convertidores bidireccionales son: en sistemas de energía renovable, en vehículos eléctricos o híbridos y en sistemas de redes inteligentes, solo por mencionar algunos.

1.1.1.1 Sistemas fotovoltaicos aislados

Los sistemas fotovoltaicos aislados son sistemas que no se encuentran conectados a una red eléctrica pública, por lo que se utilizan generalmente en lugares donde el acceso a energía eléctrica es complicado.

Si bien los sistemas fotovoltaicos aislados se utilizan cada vez más, tienen la desventaja de generar electricidad durante horarios diurnos; además, su desempeño se modifica por su temperatura de operación y por la radiación que reciben, lo cual genera suministros de energía intermitente [3]. Para solucionar este problema se utiliza un elemento de almacenamiento de energía, que por lo general es una batería.

El funcionamiento de un sistema fotovoltaico aislado es el siguiente, cuando el generador fotovoltaico genera más energía de lo que consume la carga, la energía sobrante se almacena en la batería, y cuando el generador fotovoltaico no genera la energía suficiente para la carga o en el caso de ausencia total de energía por parte del generador fotovoltaico, la batería suministra la energía que necesita la carga.

En este tipo de sistemas un control supervisorio es el encargado de tomar todas las decisiones antes mencionadas. En la Figura 1.1 se observa un diagrama a bloques de un sistema fotovoltaico aislado, en él se puede observar el convertidor bidireccional, la batería y algunos otros elementos importantes en un sistema fotovoltaico aislado, como el convertidor con seguimiento del punto de máxima potencia y el inversor.

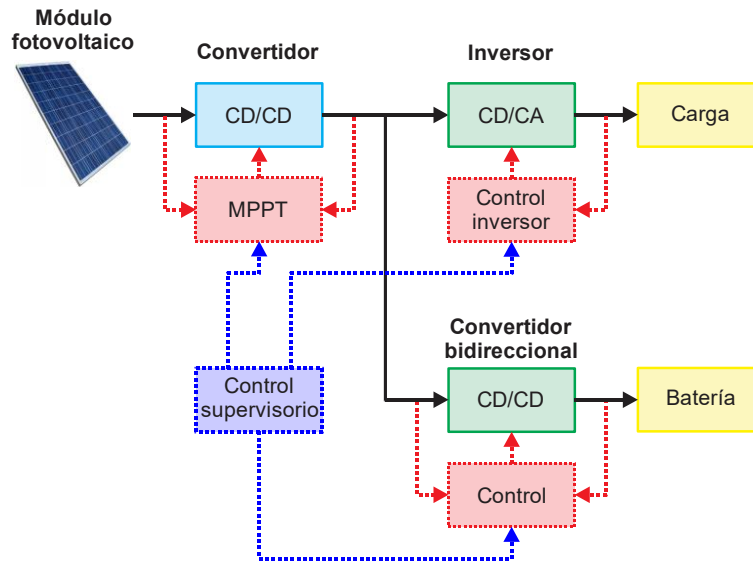


Figura 1.1. Convertidor bidireccional en un sistema fotovoltaico aislado.

1.1.1.2 Sistemas de vehículos eléctricos

Los vehículos eléctricos (VE) o vehículos híbridos (HVE) ofrecen muchas ventajas frente a los vehículos de combustión interna, tales como, una fuente económica de combustible, tener bajas emisiones y un funcionamiento silencioso.

En los VE y los HVE existen hasta dos convertidores bidireccionales. Uno de ellos es un convertidor bidireccional de alta potencia que conecta la batería principal del tren de potencia hacia el bus de CD de alta tensión. El otro es un convertidor bidireccional de baja potencia, conecta una batería auxiliar hacia el mismo bus de CD de alta tensión [4].

En la Figura 1.2 se observa un diagrama a bloques de un vehículo híbrido, en esta figura se puede observar el convertidor bidireccional de alta potencia y el convertidor bidireccional de baja potencia. Asimismo, se observa la batería principal, la batería auxiliar, inversor conectado al motor principal y el rectificador del generador, así como el motor de combustión interna.

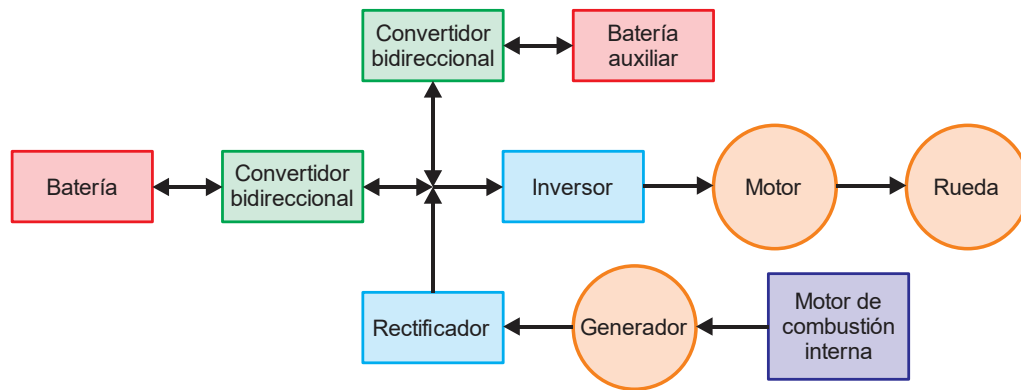


Figura 1.2. Diagrama a bloques de un vehículo híbrido.

1.1.2 Planteamiento del problema

En la actualidad, existen muchos sistemas aislados los cuales proporcionan energía eléctrica en lugares donde su acceso es muy complicado. Todo sistema aislado cuenta con un elemento de almacenamiento de energía (batería), el cual sufre descargas y recargas de energía durante ciertos periodos de tiempo. Con base en esto surge la necesidad de instalar un convertidor bidireccional. Este convertidor requiere un circuito de control al convertidor, para tener en cuenta las variaciones en la carga, las variaciones en la tensión de entrada, las tolerancias de los componentes o cambios de referencias.

En un sistema fotovoltaico aislado el convertidor bidireccional debe realizar cambios de referencia o cambios en la dirección del flujo de potencia para mantener el balance de energía del sistema, además, debe responder de buena manera ante los cambios en la carga.

En la Figura 1.3, Figura 1.4 y Figura 1.5 se observan tres ejemplos de casos de operación en un sistema fotovoltaico aislado, y en el cual el convertidor bidireccional realiza cambios en la dirección del flujo de potencia y cambios de referencia.

Caso 1. El generador fotovoltaico genera la potencia de la que necesita la carga, debido a que es un día soleado o a que la carga es relativamente pequeña. Por lo tanto, la energía sobrante va hacia la batería, para poder recurrir a ella en el momento que sea necesario (ver Figura 1.3).

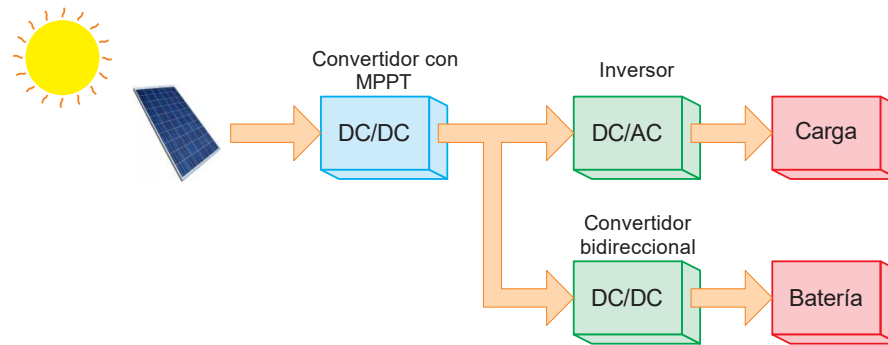


Figura 1.3. Caso 1 de operación en el sistema fotovoltaico aislado.

Caso 2. La potencia generada por el generador fotovoltaico no es suficiente para alimentar la carga, debido a un sombreado parcial o un aumento en la carga. Por lo tanto, la batería debe proporcionar la energía restante. En este caso el convertidor bidireccional realiza un cambio en la dirección del flujo de energía con respecto al Caso 1 (ver Figura 1.4).

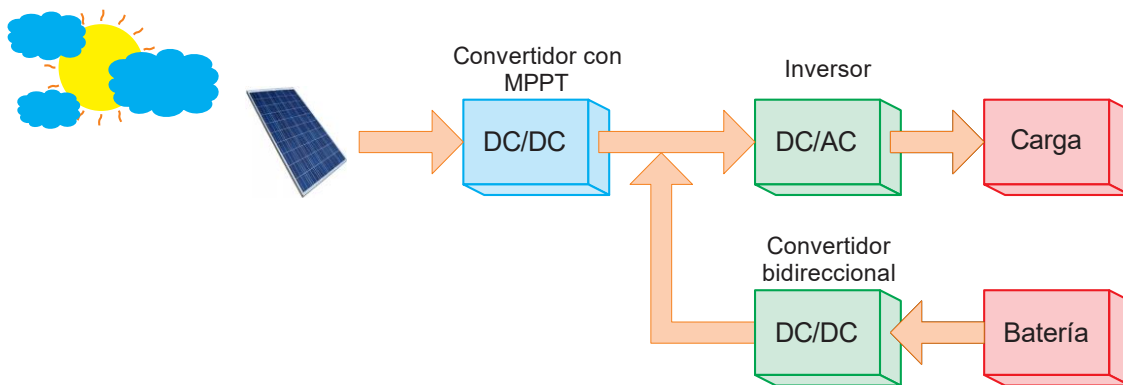


Figura 1.4. Modo 2 de operación en el sistema fotovoltaico aislado.

Caso 3. El generador fotovoltaico no genera potencia alguna, como lo es en las noches o frente a un sombreado total, para esto, la batería proporciona toda la energía que requiere la carga. En este caso convertidor bidireccional realiza ahora un aumento en la referencia pero con la misma dirección de flujo de energía que en la del caso 2 (Figura 1.5).

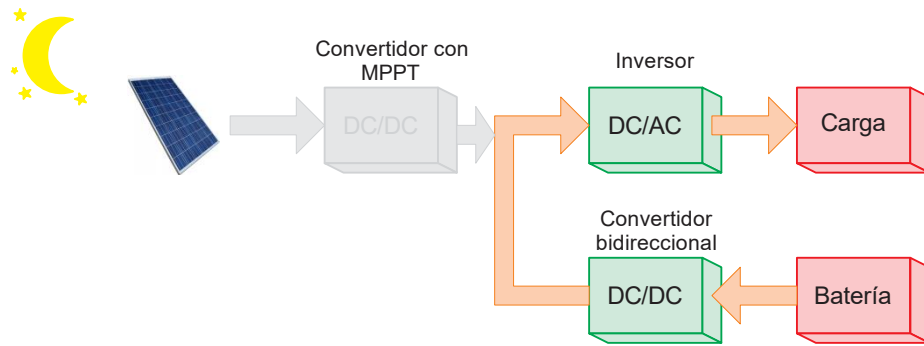


Figura 1.5. Modo 3 de operación en el sistema fotovoltaico aislado.

Todos los cambios de referencia o cambios en la dirección del flujo de energía realizados por el convertidor bidireccional se deben realizar de la mejor manera posible sin sobretiros excesivos o con tiempos recuperación relativamente grandes.

Todas las características antes mencionadas aunadas a las características no lineales del convertidor bidireccional y las perturbaciones externas complican los esquemas de control. Para hacer frente a lo anterior, existen diferentes tipos de controladores los cuales ayudan a solucionar estos inconvenientes. Pero, cada uno de estos esquemas de control cuenta con diferentes capacidades, en cuanto a respuesta transitoria, estabilidad, facilidad de implementación y flexibilidad. Esto último dificulta aún más la correcta selección del esquema de control indicado para el convertidor bidireccional.

1.2 Propuesta de solución

Los convertidores CD-CD son sistemas altamente no lineales con parámetros inciertos debido a los circuitos equivalentes que se presentan durante un periodo de conmutación. Por esta razón el control de convertidores es una tarea difícil, particularmente cuando los rangos de operación son grandes y se complica aún más cuando la respuesta en frecuencia del convertidor exhibe características de fase no mínima.

Para esta tesis se propone un convertidor bidireccional Buck+Boost, el cual funciona como un convertidor Buck en un sentido y como un convertidor Boost en el otro. Y debido a las necesidades del sistema aislado en el cual el convertidor bidireccional

tiene la necesidad de suministrar o extraer energía, todos los controladores se realizan mediante la técnica control modo corriente promedio.

Ante estas características es necesario controlar un convertidor de fase no mínima (convertidor Boost) y uno de fase mínima (convertidor Buck). Podría asumirse que un convertidor es relativamente fácil de controlar, mientras que el otro necesita mayores requerimientos de control. Para el convertidor Buck se ha probado el controlador Tipo III con muy buenos resultados, pero no así el convertidor Boost. En este caso puede ser necesario alguna técnica no lineal que ayude a mejorar la respuesta y estabilice al convertidor. Dado que el controlador Tipo III es una solución viable se implementa primero esta técnica.

En cuanto a controladores no lineales, el Control Modo Deslizante (CMD) tiene un buen desempeño en los convertidores sufre de variaciones en la frecuencia de conmutación, lo cual eventualmente se ve reflejado en las pérdidas por conmutación. Por otro lado los controladores basados en Lógica Difusa (LD), y Redes Neuronales Artificiales (RNA) en general tienen una buena respuesta dinámica y robustez ante algunas perturbaciones, sin embargo, el buen desempeño de estos controladores depende en gran medida del grado de experimentación del diseñador ya que no existe un modelo matemático preciso para estos controladores. Recientemente, se ha propuesto una teoría de control que consiste en combinar controladores lineales pero sus parámetros se modifican de acuerdo a las consideraciones de la tensión de entrada, carga, corriente de referencia, etc. Esta técnica es un controlador de modelos lineales de parámetros variables (LPV) del tipo Takagi–Sugeno (T-S). Este modelo considera las no linealidades generando diversos submodelos lineales de tal forma que se siga comportando de forma no lineal. Esta técnica podría ser conveniente para el caso del convertidor Boost.

Con lo anterior, se considera interesante utilizar el control T-S combinado con el control lineal Tipo III. En resumen, en este trabajo de tesis se evalúan las técnicas de control Tipo III y el control T-S combinado con el control lineal Tipo III (Tipo III T-S) (ver Figura 1.6). Una hipótesis es que si el controlador Tipo III al ser un controlador lineal es bueno en un punto de operación, un controlador Tipo III T-S debe tener un mejor desempeño

dentro de un rango más amplio de puntos de operación, lo cual es altamente necesario para los sistemas aislados. Para evaluar las características de estos controles, se implementaran en el convertidor Buck y Boost del convertidor bidireccional.

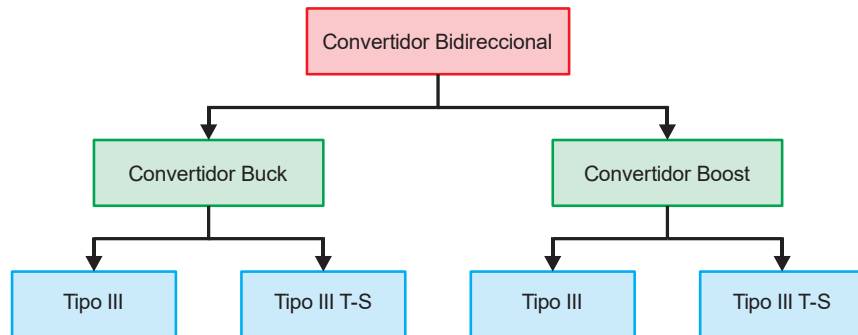


Figura 1.6. Técnicas de control seleccionadas para evaluar en el convertidor bidireccional Buck+Boost.

1.3 Objetivos

1.3.1 Objetivo general

Revisar algunas técnicas de control para un convertidor bidireccional empleado en un sistema de almacenamiento de energía para sistemas aislados, y establecer, mediante la implementación de un prototipo experimental, las ventajas y limitaciones que tienen cada uno de los controladores seleccionados.

1.3.2 Objetivos específicos

- Estudiar las técnicas de control seleccionadas para operar al convertidor bidireccional.
- Diseñar los controladores para el convertidor bidireccional.
- Implementar los lazos de control en ambos modos de operación del convertidor bidireccional.
- Validar las técnicas de control seleccionadas.
- Determinar que técnica de control presenta las mejores prestaciones en este tipo de sistema.

1.4 Alcances y limitaciones

Esta tesis tiene como alcance realizar la comparación de dos técnicas de control para un convertidor bidireccional, lo que conlleva a realizar el estudio de cuatro controladores, dos controladores para el convertidor Buck y dos para el convertidor Boost. Además las técnicas de control se comprueban de manera experimental por lo que es necesario elaborar un prototipo.

El convertidor bidireccional bajo estudio es un convertidor Buck+Boost con los criterios de diseño mostrados en la Tabla 1.1. Además, la implementación de todos los controladores se realizará de manera digital.

Las pruebas de los controladores del convertidor bidireccional a realizar son: cambios en carga, con diferentes valores de tensión de entrada y con diferentes valores en la corriente de referencia, además, de cambios de referencia con diferentes valores en la tensión de entrada y con diferentes valores de carga, esto con la finalidad de añadir perturbaciones al sistema y poner a prueba los controladores. Cabe señalar que, no se realizaran arranques o cambios instantáneos en la tensión de entrada debido a que las fuentes de alimentación del laboratorio no proporcionan un cambio instantáneo en la tensión y la corriente.

Tabla 1.1. Alcances y limitaciones de diseño del convertidor bidireccional

Parámetro	Valor
Tensión en el bus de CD	200 V
Tensión en la batería	48 V
Corriente de referencia	2.083 A
Potencia	100 W
Frecuencia de conmutación	100 kHz

1.5 Organización del documento

La presente tesis está organizada de la siguiente manera:

Capítulo II. Se realiza una revisión del estado del arte con respecto a algunas técnicas de control utilizadas en convertidores CD-CD, las cuales a su vez se dividen en técnicas de control lineales y técnicas de control no lineales.

Capítulo III. Se realiza el análisis del convertidor bidireccional CD mediante las formas de onda del convertidor y en CA mediante el método generalizado, asimismo, se obtienen las funciones de transferencia corriente en el inductor con respecto al ciclo de trabajo de ambos convertidores. Por último, se diseña el convertidor bidireccional con los criterios de diseño establecidos en este mismo capítulo.

Capítulo IV. Se realiza el diseño del controlador Tipo III para ambos convertidores del convertidor bidireccional. Después, los controladores sintonizados son discretizados y por último se realizan las simulaciones pertinentes.

Capítulo V. Se realiza el modelado Takagi-Sugeno de ambos convertidores, así como, el diseño del controlador Tipo III T-S mediante PDC, asimismo, todos los controladores son discretizados y se realizan las respectivas simulaciones.

Capítulo VI. Se describe el diseño y la implementación del convertidor bidireccional. También se muestran los resultados de los controladores obtenidos de forma experimental los cuales son comparados y evaluados mediante varios criterios.

Capítulo VII. Se presentan las conclusiones, trabajos futuros y la aportación de este trabajo de tesis.

CAPÍTULO 2. ALGUNAS TÉCNICAS DE CONTROL PARA CONVERTIDORES CD-CD

2.1 Introducción

Como se mencionó anteriormente los esquemas de control son de gran importancia en el comportamiento de cualquier convertidor, por lo tanto, a la hora de seleccionar un controlador se debe tener en cuenta las ventajas y limitaciones de cada uno de ellos.

La revisión del estado del arte de esta tesis consistió en realizar una búsqueda de las técnicas de control utilizadas en convertidores CD-CD, las cuales se dividieron en técnicas de control lineales y técnicas de control no lineales.

2.2 Técnicas de control lineales

2.2.1 Controlador Proporcional Integral Generalizado (GPI)

En [5] se presenta una comparación entre dos técnicas de control lineal, el control Proporcional Integral Generalizado (GPI) y el controlador Proporcional Integral Derivativo (PID), aplicados a un convertidor Buck, mediante un control modo tensión. La función de transferencia del controlador PID se observa en la ecuación 2.1, la cual cuenta con un polo en el origen y dos ceros. El controlador PID se sintoniza mediante la técnica de colocación de polos. Por su parte, la ley de control del controlador GPI se observa en la ecuación 2.2. De acuerdo con los resultados, el controlador GPI posee un mayor ancho de banda comparado con el controlador PID. Además, los resultados muestran que el controlador GPI no cuenta con un sobretiro en la respuesta transitoria. Las pruebas experimentales también favorecen al controlador GPI en cuanto a tiempo de asentamiento y tiempo de retardo. Además, el controlador GPI muestra una mejor recuperación en la regulación de la tensión de salida cuando el sistema está sujeto a cambios en la carga.

$$u(s) = K_p \left(1 + \frac{1}{T_i s} + T_d s \right) \quad 2.1$$

$$\ddot{F} = -k_3 (\dot{F} - \dot{F}_0) - k_2 (F - \bar{F}) - k_1 \int_0^t (\dot{F}(\tau) - \bar{F}) d\tau - k_0 \int_0^t \int_0^\tau (\dot{F}(\lambda) - \bar{F}) d\lambda d\tau \quad 2.2$$

De igual forma, en [6] se presenta la comparación entre un controlador PID y un controlador GPI en simulación, para un convertidor Buck y mediante un control modo tensión. En este caso el controlador PID se sintoniza mediante la técnica de *Ziegler-Nichols*. Como parte de los resultados el controlador GPI obtiene una mejor respuesta en términos de sobretiro, tiempo de retraso, tiempo de estabilización y error en estado estable en comparación con el controlador PID. Es importante mencionar que si bien el controlador GPI tiene un general una mejor respuesta que el controlador PID el diseño del lazo de prealimentación complica el diseño del controlador (ver Figura 2.1).

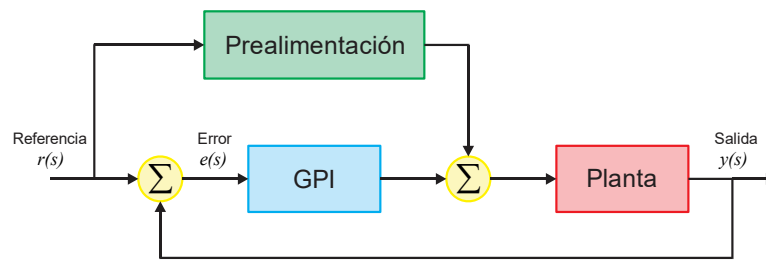


Figura 2.1. Diagrama a bloques del controlador GPI.

2.2.2 Controlador retraso adelanto de fase (Tipo III)

Algunos convertidores como el convertidor Boost, Buck-Boost y Flyback son sistemas de fase no mínima (tienen un cero en el semiplano derecho) lo cual dificulta el buen funcionamiento de los controladores PID o PI. Por esta razón se implementa un controlador adelanto retraso de fase (Tipo III) el cual proporciona 180° de fase. En la ecuación 2.3 se observa la función de transferencia del control Tipo III, la cual cuenta con tres polos (uno en el origen) y dos ceros. En [7] se implementa un controlador Tipo III, a un convertidor Boost, el cual se sintoniza a tres diferentes valores de frecuencia de corte y tres diferentes valores de ganancias. Se obtienen diferentes tiempos de asentamiento y sobretiro en cada uno de los controladores. Asimismo, en [8] se realiza la comparación de tres controladores un controlador Tipo II (ver ecuación 2.4), un controlador Tipo III y un controlador PID en un convertidor Boost. Los resultados experimentales muestran una respuesta más rápida y sin sobretiros en el controlador Tipo III en comparación con el controlador Tipo II y PID.

$$u(s) = \frac{\left(1 + \frac{s}{w_{z1}}\right)\left(1 + \frac{s}{w_{z2}}\right)}{\left(\frac{s}{w_{p1}}\right)\left(1 + \frac{s}{w_{p2}}\right)\left(1 + \frac{s}{w_{p3}}\right)} \quad 2.3$$

$$u(s) = \frac{\left(1 + \frac{s}{w_{z1}}\right)}{\left(\frac{s}{w_{p1}}\right)\left(1 + \frac{s}{w_{p2}}\right)} \quad 2.4$$

El controlador Tipo III es el controlador más utilizado en aplicaciones de electrónica de potencia para convertidores CD-CD. Sin embargo, si bien en la literatura existen distintos métodos para la sintonización de este controlador, en ocasiones es necesario recurrir a una sintonización heurística para obtener una respuesta satisfactoria.

2.2.3 Controlador por retroalimentación de estados

En [9] se presenta una comparativa entre dos técnicas de control lineales, el controlador PID y un controlador por retroalimentación de estados en un convertidor Boost (ver Figura 2.2). El controlador PID se sintoniza mediante la técnica Ziegler-Nichols, por otro lado, la u de control del controlador por retroalimentación de estados depende de una matriz de ganancias K . En este trabajo solo se realiza la simulación de ambos controladores en el software *Simulink* de *MATLAB*®. Los resultados muestran al controlador PID más rápido que el control por retroalimentación de estados, sin embargo, el controlador por retroalimentación de estados reduce en mayor medida las perturbaciones por variaciones en la carga. Sin embargo, una de las desventajas del controlador por retroalimentación de estados es que requiere de acceso a todas las variables de estado, lo que implica un mayor número de sensores a la hora de implementarlo, además, la técnica de colocación de polos para este controlador no es una técnica tan robusta contra perturbaciones externas [10].

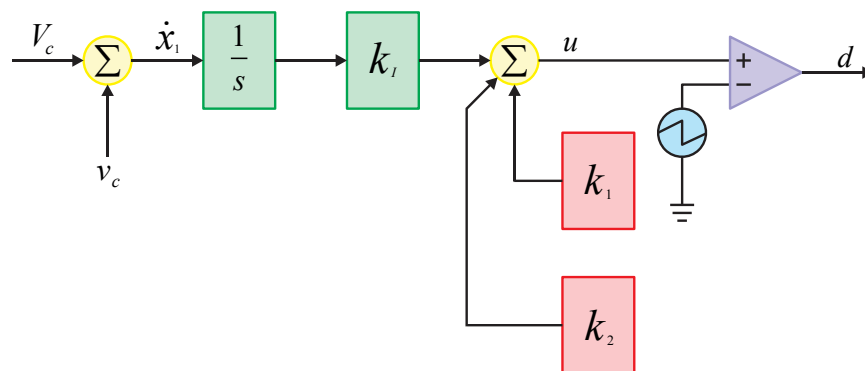


Figura 2.2. Esquema de control por retroalimentación de estados para un convertidor.

2.3 Técnicas de control no lineales

2.3.1 Controlador Modo Deslizante (CMD)

En [11] se comparan dos técnicas de control no lineales, como lo son el Control Modo Deslizante (CMD) y el control por histéresis en un convertidor Buck. El control CMD está definido por la ecuación $u = \frac{1}{2}(1 + \text{sign}(s))$ en donde $u = 1$ cuando $s > 0$ y $u = 0$ cuando $s < 0$ (ver Figura 2.3). El control por histéresis en general está basado en el encendido y apagado de un interruptor, cuando $I_{out} <$ al límite inferior $u = 1(ON)$ y cuando $I_{out} >$ al límite superior $u = 0(off)$. La comparativa de los controladores se realizó en simulación en el software *Simulink* de *MATLAB*® en un convertidor ideal e igual para ambos controladores. En los resultados se menciona que ambos controladores tienen una salida satisfactoria y alcanzan la estabilidad relativamente rápido, sin embargo, el control por histéresis es mucho más rápido que el control CMD, además el control por histéresis tiene un menor rizo de tensión y corriente. El controlador CMD sufre de variaciones en la frecuencia de conmutación, lo cual afecta a la eficiencia del convertidor [12]. Además, el buen desempeño del controlador CMD depende en gran parte de la experiencia del diseñador ya que no existe un modelo matemático preciso para el diseño de este controlador.

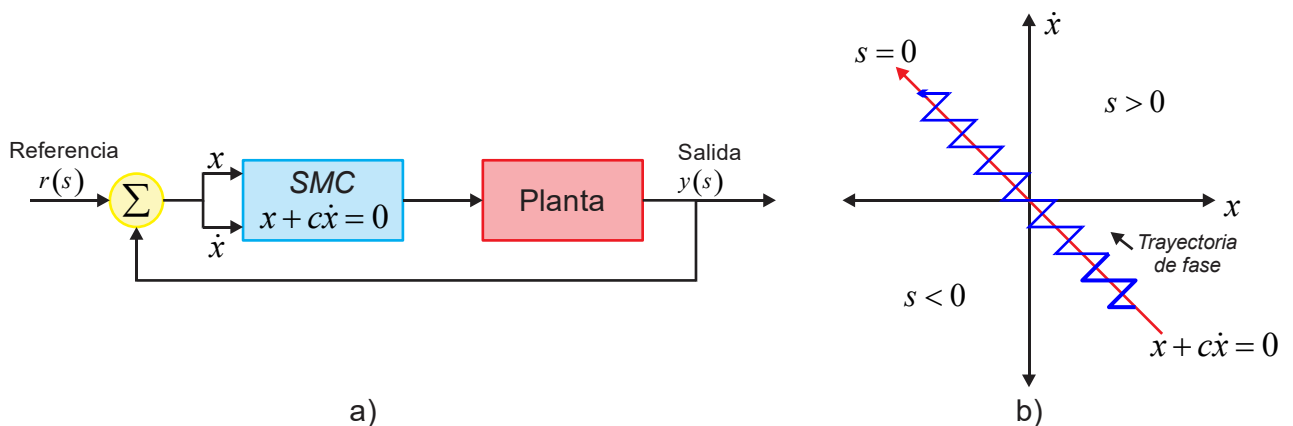


Figura 2.3. Control modo deslizante, a) sistema en lazo cerrado, b) trayectoria de fase.

2.3.2 Controlador en Redes Neuronales Artificiales (RNA)

En los últimos años se han implementado redes neuronales artificiales (RNA) a convertidores CD-CD obteniendo buenos resultados. En [13] se implementa una RNA

con cuatro neuronas y cuatro datos de entrada (error, tensión de salida, tensión de entrada y tensión de referencia) y se compara contra un controlador PI en un convertidor Boost (ver Figura 2.4). Los resultados de la simulación muestran que la RNA tiene una mejor respuesta en el seguimiento de la tensión de salida, además disminuye el sobretiro y el tiempo de asentamiento, en comparación con el controlador PI. Sin embargo, el controlador en RNA tiene muchas oscilaciones en el punto de inicio. Además, dado a su estructura exige un alto gasto computacional, por lo que no es recomendado para aplicaciones básicas [14].

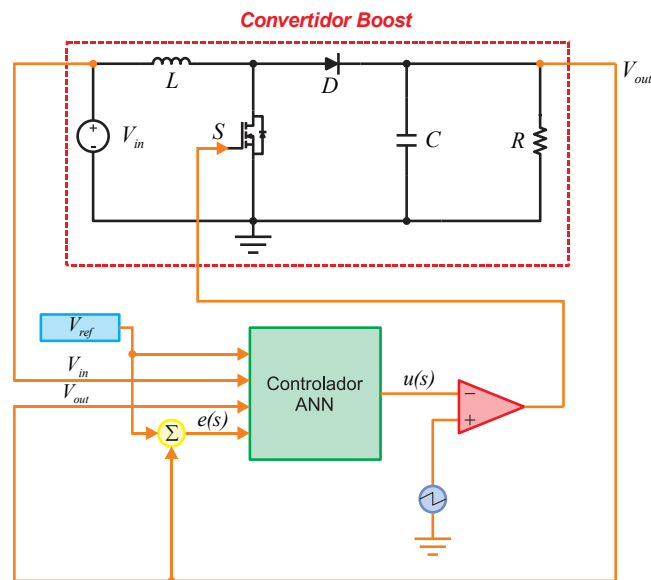


Figura 2.4. Diagrama esquemático de un controlador RNA para un convertidor Boost.

2.3.3 Controlador por Lógica Difusa (LD)

En [15] se compara un controlador no lineal como lo es Lógica Difusa (LD) (ver Figura 2.5) contra dos controladores lineales, un controlador PI y un controlador PID, implementados en un convertidor Buck. Los controladores PI y PID se diseñaron utilizando métodos en el dominio de la frecuencia. Los resultados experimentales muestran un menor tiempo de asentamiento y un menor sobretiro del controlador LD en comparación con los controladores PI y PID. Por otro lado, al igual que el controlador CMD el control por LD no tiene un modelo matemático exacto sino que se basa en el conocimiento de la planta.

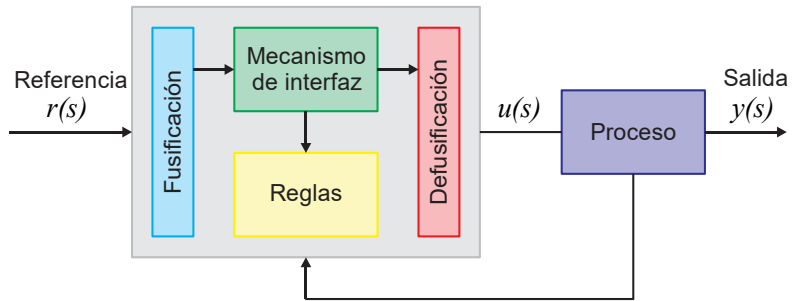


Figura 2.5. Arquitectura de lógica difusa para un convertidor CD-CD.

2.3.4 Controlador basado en modelo Takagi-Sugeno (T-S)

La representación difusa de Takagi-Sugeno (T-S) de sistemas no lineales es una técnica muy utilizada actualmente para desarrollar estrategias de control. En [16] se presenta un modelo T-S difuso para un convertidor Buck-Boost (ver Figura 2.6). El modelo utilizado para la representación difusa de T-S es el modelo no lineal promediado del convertidor. El modelo difuso T-S se define mediante ocho reglas y tres parámetros, los cuales son, tensión de entrada, tensión en el capacitor de salida y corriente en el inductor. Como parte de los resultados se compara el modelo lineal, el modelo T-S y el modelo no lineal del convertidor, realizando perturbaciones en la carga y en la tensión de entrada. Se observa que el modelo T-S tiene una representación idéntica a la del modelo no lineal incluso en la etapa transitoria.

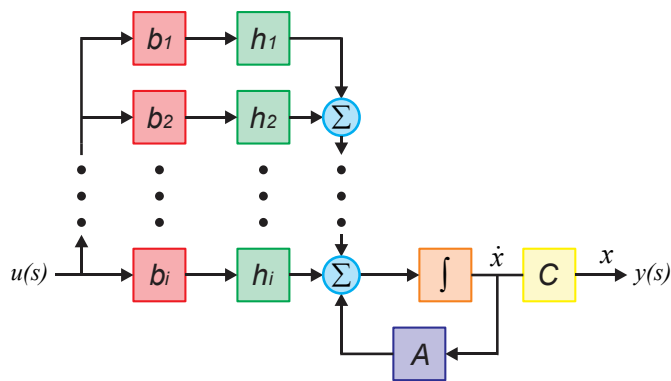


Figura 2.6. Modelo Takagi-Sugeno para un convertidor Buck-Boost.

En [17] se desarrolla un controlador por retroalimentación de estados por el esquema de compensación distribuida paralela (PDC) para un sistema Takagi-Sugeno por el enfoque de sector no lineal para un convertidor Boost. El controlador se comprobó mediante simulación en el software *Simulink* de *MATLAB*®. Asimismo, el controlador

presenta un buen desempeño ante cambios en la carga, cambios de referencia y cambios en la tensión de entrada.

2.3.5 Controlador adaptable

Otro de los controladores no lineales utilizados en convertidores CD-CD es el control adaptable, en [18] se implementa un control adaptable a un convertidor Boost el cual está diseñado para lidiar con las incertidumbres completamente desconocidas acerca de los parámetros nominales del convertidor (ver Figura 2.7). Las leyes de adaptación se diseñan utilizando un estimador para predecir estas incertidumbres. Los resultados experimentales muestran una buena regulación en la tensión de salida y robustez ante parámetros inciertos. Sin embargo, su implementación requiere del conocimiento exacto de los límites de las incertidumbres de los parámetros y son sensibles a dinámicas y perturbaciones no modeladas [19].

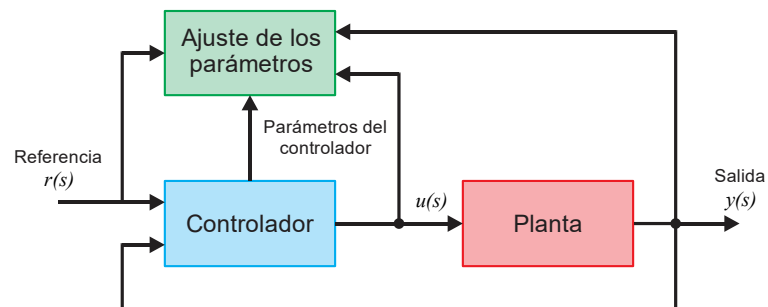


Figura 2.7. Diagrama a bloques de un controlador adaptable.

CAPÍTULO 3. ANÁLISIS Y DISEÑO DEL CONVERTIDOR BIDIRECCIONAL

3.1 Introducción

Como se comentó en los apartados anteriores el convertidor bidireccional seleccionado para esta tesis fue el convertidor bidireccional Buck+Boost, el cual funciona como un convertidor Buck en un sentido y como un convertidor Boost en el otro sentido.

En la Figura 3.1 se observa el convertidor bidireccional Buck+Boost bajo análisis. En comparación con dos convertidores unidireccionales el convertidor bidireccional Buck+Boost cuenta con menos componentes y con un mejor manejo en la dirección del flujo de energía. El principio de funcionamiento de este convertidor es el siguiente: si el interruptor Q_2 se encuentra desactivado, y la acción de control se ejerce en el interruptor Q_1 , el convertidor funciona en modo Buck, siendo el capacitor C_1 el capacitor de salida y el capacitor C_2 el capacitor de entrada. Por otro lado, si el interruptor Q_1 se encuentra desactivado, y la acción de control se ejerce en el interruptor Q_2 , el convertidor bidireccional funciona en modo Boost, siendo ahora, el capacitor C_2 el capacitor de salida y el capacitor C_1 el capacitor de entrada. Es importante mencionar que mientras un interruptor se encuentra desactivado se utiliza el diodo parasito del interruptor como diodo del convertidor.

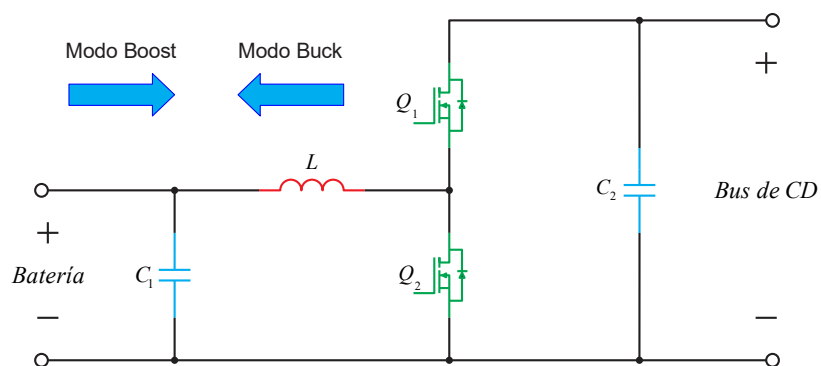


Figura 3.1. Convertidor bidireccional Buck+Boost

La selección del convertidor Buck o Boost en el convertidor bidireccional está determinada por un control supervisorio, el cual además coordina el funcionamiento de todo el sistema aislado (ver Figura 1.1). En esta tesis no se trabajó con el control supervisorio, solo con el convertidor bidireccional. Con base en lo anterior, el convertidor bidireccional puede ser analizado de forma individual.

3.2 Análisis del convertidor bidireccional en modo Buck

Cuando el convertidor bidireccional trabaja en modo Buck el nivel de tensión del bus de CD es reducido a un nivel de tensión necesario para la carga de una batería. En la Figura 3.2 se observa el convertidor bidireccional en modo Buck, en la figura el nivel de tensión del bus de CD es sustituido por una fuente de tensión de CD, asimismo, la batería es sustituida por una resistencia.

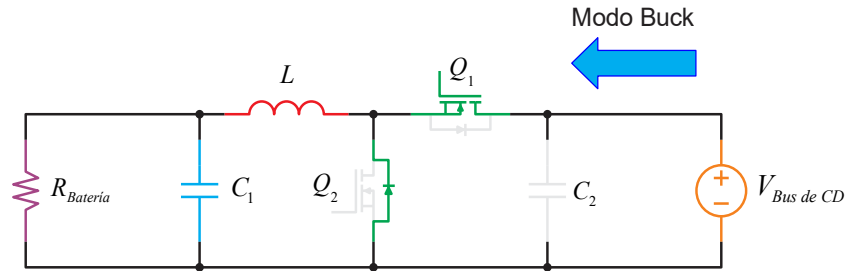


Figura 3.2. Convertidor bidireccional en modo Buck.

3.2.1 Análisis en CD

Mediante un análisis en CD al convertidor Buck se obtienen las ecuaciones necesarias para el diseño del convertidor. El funcionamiento del convertidor Buck es el siguiente: al interruptor Q se le aplica un nivel de tensión conmutado con un cierto ciclo de trabajo, lo que provoca el encendido y apagado del interruptor (ver Figura 3.3). Durante el encendido del interruptor Q se induce el circuito equivalente de encendido (ver Figura 3.3 a)); y mientras el interruptor Q se encuentra apagado se induce del circuito equivalente de apagado (ver Figura 3.3 b)). Asimismo, en la Figura 3.4 se observan las formas de onda características del convertidor Buck, con las cuales se realiza el análisis del convertidor en CD.

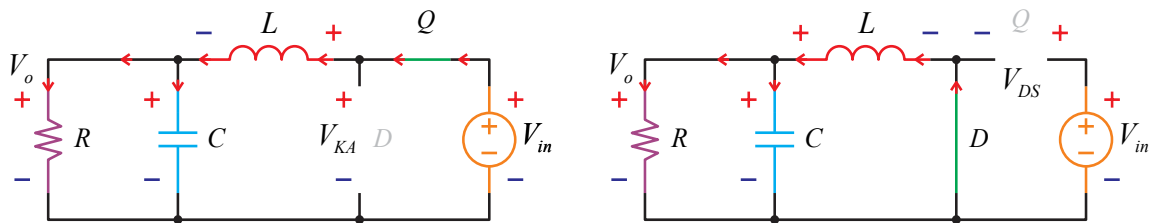


Figura 3.3. Circuitos equivalentes del convertidor Buck. a) circuito equivalente de apagado. b) Circuito equivalente de encendido.

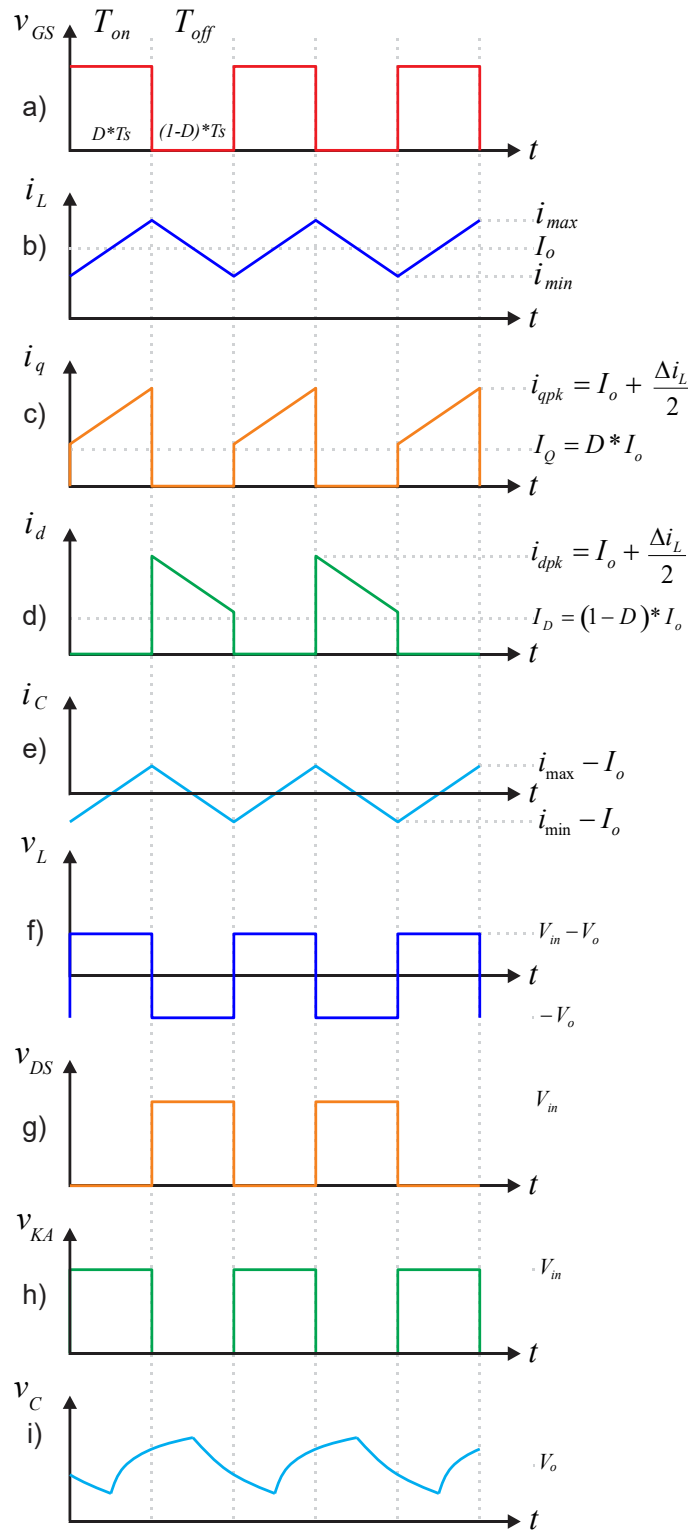


Figura 3.4. Formas de onda del convertidor Buck. a) Disparo del interruptor. B) Corriente en el inductor, c) Corriente en el interruptor, d) Corriente en el diodo, e) Corriente en el capacitor, f) Tensión en el inductor, g) Tensión en el interruptor, h) Tensión en el diodo, i) Tensión en el capacitor.

En la Figura 3.4 a) se observan los tiempos de encendido y de pagado del interruptor. De igual forma, en la Figura 3.4 f) se observa la tensión en el inductor, además en la figura se observa que en el tiempo T_{on} la tensión en el inductor es $(V_{in} - V_o)$, y en el tiempo T_{off} la tensión es V_o , considerando un balance de energía en el inductor se obtiene la siguiente igualdad.

$$(V_{in} - V_o) \cdot D \cdot T_s = (1 - D) \cdot T_s \cdot V_o \quad 2.5$$

A partir de la ecuación 2.5 que relaciona tensión de entrada con tensión de salida se obtiene la ganancia de CD en función del ciclo de trabajo (ver ecuación 2.6).

$$M = \frac{V_o}{V_{in}} = D \quad 2.6$$

La tensión en el inductor es proporcional al cambio en la corriente, por lo tanto la relación de tensión y corriente está dada por la siguiente ecuación 2.7.

$$v_L = L \cdot \frac{di_L}{dt} \quad 2.7$$

De igual forma, en la Figura 3.4 f) se observa que en el tiempo T_{on} la tensión en el inductor es $(V_{in} - V_o)$ considerando esto y sustituyendo en la ecuación 2.7 se obtiene la siguiente ecuación.

$$V_{in} - V_o = L \cdot \frac{di_L}{dt} \quad 2.8$$

Despejando L de la ecuación 2.8 se obtiene el valor del inductor en función de la tensión de entrada, tensión de salida, ciclo de trabajo, rizo de corriente y la frecuencia de conmutación (ver ecuación 2.9).

$$L = \frac{(V_{in} - V_o) \cdot D}{\Delta_{i_L} \cdot f} \quad 2.9$$

De acuerdo con la Figura 3.4 e) la corriente promedio en el capacitor es cero, por lo tanto, la corriente del inductor es igual a la corriente de salida (ver ecuación 2.10).

$$i_L = I_o = \frac{V_o}{R} \quad 2.10$$

A partir de la ecuación de corriente promedio (ver ecuación 2.11), se obtiene la corriente máxima (i_{max}) (ver ecuación 2.12) y la corriente mínima (i_{min}) (ver ecuación 2.13) del rizo de corriente del inductor (Δi_L).

$$I_{prom} = \frac{1}{T} \cdot \int_0^T i(t) \cdot dt \quad 2.11$$

$$i_{max} = I_o + \frac{\Delta i_L}{2} \quad 2.12$$

$$i_{min} = I_o - \frac{\Delta i_L}{2} \quad 2.13$$

En la Figura 3.4 c) se observa la forma de onda de la corriente en el interruptor, en la figura se observa que en el tiempo T_{on} la corriente en el interruptor es igual a la corriente en el inductor, y durante el tiempo T_{off} la corriente es cero. Después, a partir de la ecuación 2.14 se obtiene el valor promedio de la corriente del interruptor (ver ecuación 2.15).

$$I_Q = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} i_q(t) dt \quad 2.14$$

$$I_Q = D \cdot I_o \quad 2.15$$

En la Figura 3.4 d) se observa la corriente en el diodo, en el tiempo T_{on} la corriente en el diodo es cero y en el tiempo T_{off} la corriente es igual a la corriente en el inductor. Asimismo, la ecuación 2.16 permite obtener la corriente promedio del diodo, ecuación 2.17.

$$I_D = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} i_d(t) dt \quad 2.16$$

$$I_D = (1-D) \cdot I_o \quad 2.17$$

Para encontrar el valor del capacitor se realiza un proceso similar al del inductor, haciendo uso de un rizo de tensión (Δ_{V_C}) que es equivalente a un porcentaje de la tensión promedio en el capacitor.

$$C = \frac{\Delta_{I_L}}{8 \cdot \Delta_{V_C} \cdot f}$$

3.2.2 Análisis en pequeña señal (CA) mediante el método generalizado

El objetivo principal del análisis en pequeña señal es obtener las funciones de transferencia del convertidor Buck para poder diseñar el controlador Tipo III en el capítulo 4.

La técnica de variables de estado promediado permite conocer mediante un modelo matemático el comportamiento dinámico de cualquier convertidor. Además, a partir de este modelo se pueden realizar simulaciones o calcular las funciones de transferencia.

Primero se asignan las variables de estado del convertidor, para esto se consideran los elementos de almacenamiento de energía, tales como capacitores e inductores. El número de elementos de almacenamiento de energía corresponde al número de variables de estado. Para el caso del convertidor Buck se asignan las siguientes variables de estado, la ecuación 2.18 corresponde a la corriente en el inductor y la ecuación 2.19 a la tensión en el capacitor.

$$i_L = x_1 \quad 2.18$$

$$v_C = x_2 \quad 2.19$$

Asimismo, la tensión en el inductor está representada por la ecuación 2.20 y la corriente en el capacitor por la ecuación 2.21.

$$v_L = L \cdot \frac{di_L}{dt} = L \cdot \dot{x}_1 \quad 2.20$$

$$i_C = C \cdot \frac{dv_C}{dt} = C \cdot \dot{x}_2 \quad 2.21$$

Después, a partir de un análisis al circuito equivalente de encendido del convertidor Buck (ver Figura 3.3 a)) se obtienen las ecuaciones de estado correspondientes al tiempo de encendido, ecuación 2.22 y ecuación 2.23.

$$\dot{x}_1 = -\frac{x_2}{L} + \frac{V_{in}}{L} \quad 2.22$$

$$\dot{x}_2 = \frac{x_1}{C} - \frac{1}{C} \cdot \frac{x_2}{R} \quad 2.23$$

De igual forma, a partir del circuito equivalente de apagado (ver Figura 3.3 b)) se obtienen las ecuaciones de estado correspondientes al tiempo de apagado, ecuación 2.24 y ecuación 2.25.

$$\dot{x}_1 = -\frac{x_2}{L} \quad 2.24$$

$$\dot{x}_2 = \frac{x_1}{C} - \frac{1}{C} \cdot \frac{x_2}{R} \quad 2.25$$

Las cuatro ecuaciones de estado antes mencionadas (tiempo de encendido y tiempo de apagado) son promediadas. Para ello se establecen las matrices que contienen los valores de las variables de estado en los tiempos de encendido y apagado. Después, el promediado se realiza mediante la ecuación 2.26, la cual pondera cada matriz con respecto al ciclo de trabajo.

$$\dot{x} = [A_1 \cdot d + A_2 \cdot (1-d)] \cdot x + [B_1 \cdot d + B_2 \cdot (1-d)] \cdot u \quad 2.26$$

Donde \dot{x} es el vector de derivadas, A_1 es la matriz de parámetros en el tiempo de encendido, A_2 es la matriz de parámetros en el tiempo de apagado, B_1 es la matriz de

entradas en el tiempo de encendido, B_2 es la matriz de entradas en el tiempo de apagado, x es el vector de estados y u es la fuente de entrada.

$$A_1 = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{R \cdot C} \end{bmatrix} \quad B_1 = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$A_2 = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{R \cdot C} \end{bmatrix} \quad B_2 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix}$$

La matriz de parámetros promediada se observa en la ecuación 2.27.

$$A = A_1 \cdot d + A_2 \cdot (1-d) = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{R \cdot C} \end{bmatrix} \quad 2.27$$

La matriz de entradas promediada se observa en la ecuación 2.28.

$$B = B_1 \cdot d + B_2 \cdot (1-d) = \begin{bmatrix} \frac{d}{L} \\ 0 \end{bmatrix} \quad 2.28$$

El modelo el convertidor Buck promediado es el siguiente, ecuación 2.29.

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{R \cdot C} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{d}{L} \\ 0 \end{bmatrix} \cdot V_{in} \quad 2.29$$

Finalmente, la ecuación 2.30 y la ecuación 2.31 representan el modelo no lineal promediado del convertidor Buck.

$$\dot{x}_1 = -\frac{x_2}{L} + \frac{d}{L} \cdot V_{in} \quad 2.30$$

$$\dot{x}_2 = \frac{x_1}{C} - \frac{x_2}{R \cdot C} \quad 2.31$$

3.2.2.1 Método generalizado

El método generalizado permite obtener las funciones de transferencia de los convertidores a partir de las matrices de las ecuaciones de estado. Como se mencionó anteriormente, en esta tesis se trabajó con un control en modo corriente promedio debido a las distintas condiciones de operación del sistema aislado. Con base en esto, es necesario obtener la función de transferencia que relacione corriente en inductor con respecto al ciclo de trabajo. La ecuación 2.32 permite obtener dicha función de transferencia.

$$\frac{\hat{i}_L}{\hat{d}} = C^T (s \cdot I - A)^{-1} \cdot [(A_1 - A_2) \cdot X + (B_1 - B_2) \cdot u] + (C_1^T - C_2^T) X \quad 2.32$$

Donde:

$$X = \begin{bmatrix} V_o \\ I_L \end{bmatrix}$$

I es la matriz identidad, s es la variable compleja, A es la matriz de parámetros promediada, A_1 es la matriz de parámetros en el tiempo de encendido, A_2 es la matriz de variables de estado en el tiempo de apagado, B es la matriz promediada de entradas, B_1 es la matriz de entradas en el tiempo de encendido, B_2 es la matriz de entradas en el tiempo de apagado, C^T es la matriz promediada de variables de salida del convertidor, C_1^T es la matriz de las variables de salida en el tiempo de encendido y C_2^T es la matriz de las variables de salida en el tiempo de apagado.

Ya que no existe un cambio entre las matrices de las variables de salida durante el tiempo de encendido y el tiempo de apagado, se obtiene la siguiente ecuación 2.33:

$$C_1^T = C_2^T = [1 \ 0] \quad 2.33$$

La matriz promediada de variables de salida se observa en la ecuación 2.34.

$$C^T = C_1^T \cdot d + C_2^T \cdot (1-d) = [1 \ 0] \quad 2.34$$

Se efectúan las siguientes operaciones matriciales, con el objetivo de encontrar la función de transferencia.

$$(s \cdot I - A) = \begin{bmatrix} s & 0 \\ 0 & s \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{R \cdot C} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s & \frac{1}{L} \\ -\frac{1}{C} & s + \frac{1}{R \cdot C} \end{bmatrix}$$

$$(s \cdot I - A)^{-1} = \frac{\begin{bmatrix} s + \frac{1}{R \cdot C} & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & s \end{bmatrix}}{s^2 + \frac{1}{R \cdot C}s + \frac{1}{L \cdot C}}$$

Sustituyendo las matrices correspondientes en la ecuación 2.32 se obtiene la ecuación 2.35.

$$\frac{\hat{i}_L}{\hat{d}} = [1 \ 0] \cdot \frac{\begin{bmatrix} s + \frac{1}{R \cdot C} & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & s \end{bmatrix}}{s^2 + \frac{1}{R \cdot C}s + \frac{1}{L \cdot C}} \cdot \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} V_{in} = \frac{\begin{bmatrix} s + \frac{1}{R \cdot C} & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & s \end{bmatrix}}{s^2 + \frac{1}{R \cdot C}s + \frac{1}{L \cdot C}} \cdot \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} \cdot V_{in} \quad 2.35$$

Simplificando la ecuación 2.35 se obtiene la función de transferencia que relaciona corriente en el inductor con respecto al ciclo de trabajo del convertidor bidireccional en modo Buck, ecuación 2.36.

$$\frac{\hat{i}_L}{\hat{d}} = \frac{(R \cdot C \cdot s + 1) \cdot V_{in}}{R \cdot C \cdot Ls^2 + L \cdot s + R} \quad 2.36$$

3.3 Análisis del convertidor bidireccional en modo Boost

Cuando el convertidor bidireccional trabaja en modo Boost el nivel de tensión de la batería es aumentado a un nivel de tensión que es interconectado con el bus de CD del sistema aislado. En la Figura 3.5 se observa el convertidor bidireccional en modo Boost, en la figura el nivel de tensión de la batería es sustituido por una fuente de tensión de CD y el bus de CD es sustituido por una resistencia de carga.

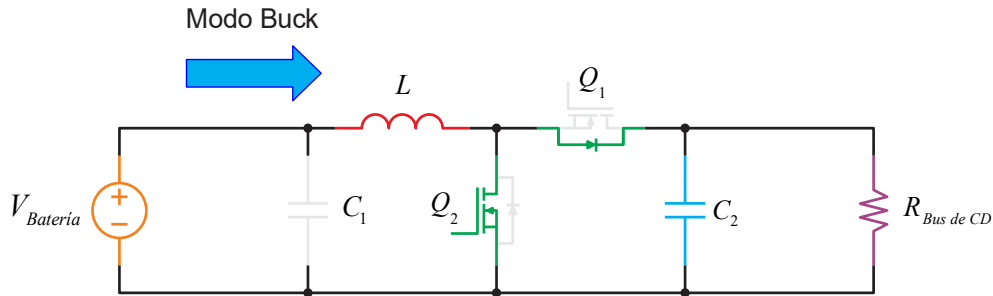


Figura 3.5. Convertidor bidireccional Buck+Boost en modo Boost.

3.3.1 Análisis en CD

De igual forma, mediante un análisis en CD al convertidor Boost se obtienen las ecuaciones de diseño del convertidor. El funcionamiento del convertidor Boost es el siguiente: al interruptor Q se le aplica un nivel de tensión conmutado con un cierto valor de ciclo de trabajo, lo que provoca el encendido y apagado del interruptor (ver Figura 3.6). Durante el encendido del interruptor Q se induce el circuito equivalente de encendido (ver Figura 3.6 a)); y mientras el interruptor Q se encuentra apagado se induce del circuito equivalente de apagado (ver Figura 3.6 b)). Además, en la Figura 3.7 se observan las formas de onda características del convertidor Boost, con las cuales se realiza el análisis del convertidor en CD.

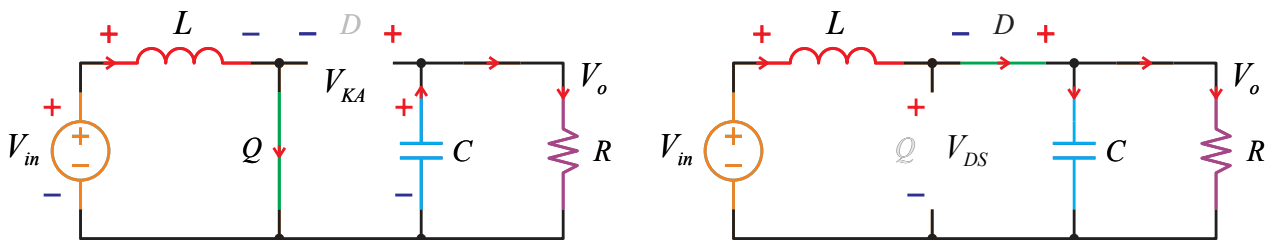


Figura 3.6. Circuitos equivalentes del convertidor Boost. a) Circuito equivalente de apagado. b) Circuito equivalente de encendido

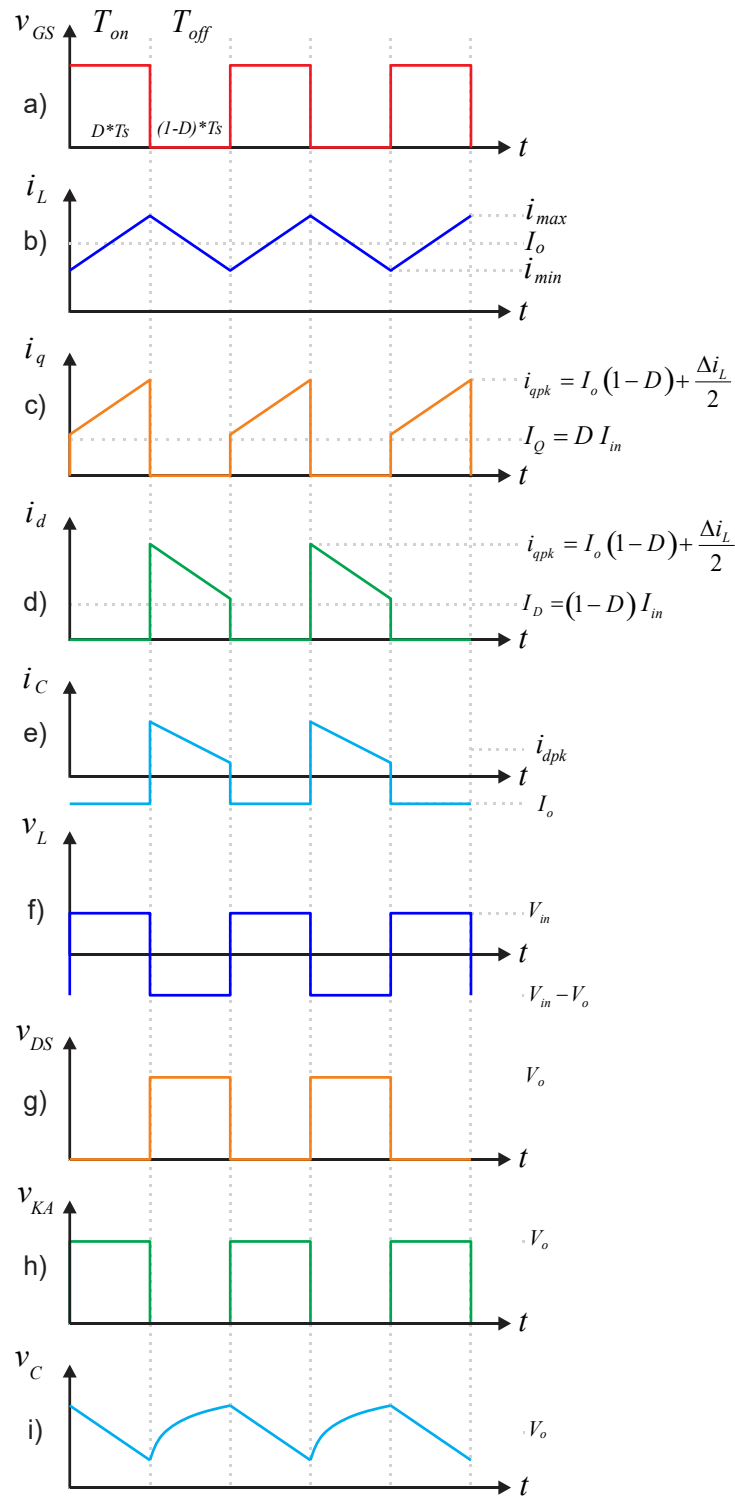


Figura 3.7. Formas de onda del convertidor Boost, a) disparo del interruptor. B) corriente en el inductor, c) corriente en el interruptor, d) corriente en el diodo, e) corriente en el capacitor, f) tensión en el inductor, g) tensión en el interruptor, h) tensión en el diodo, i) tensión en el capacitor.

El principio del análisis en CD para el convertidor Boost es similar al del convertidor Buck descrito en el apartado 3.2.1. En la Figura 3.7 a) se observa el tiempo de encendido y de apagado del interruptor. En la Figura 3.7 f) se observa la tensión en el inductor, en ella se observa que en el tiempo T_{on} la tensión en el inductor es V_{in} , y en el tiempo T_{off} la tensión es $(V_{in} - V_o)$, considerando un balance de energía en el inductor se obtiene la siguiente igualdad.

$$V_{in} \cdot D \cdot T_s = (1 - D) \cdot T_s \cdot (V_{in} - V_o) \quad 2.37$$

A partir de la ecuación 2.37 que relaciona tensión de entrada con respecto a la tensión de salida se obtiene la ganancia de CD en función del ciclo de trabajo, ecuación 2.38.

$$M = \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{1}{1 - D} \quad 2.38$$

De la ecuación 2.7 y de la Figura 3.7 f) se obtiene el valor del inductor en función de la tensión de entrada, ciclo de trabajo, rizo de corriente y frecuencia de conmutación (ver ecuación 2.39)

$$L = \frac{V_{in} \cdot D}{\Delta i_L \cdot f} \quad 2.39$$

De acuerdo con el circuito de la Figura 3.5 la corriente promedio del inductor es igual a la corriente promedio que entrega la fuente de entrada I_{in} , ecuación 2.40.

$$i_L = I_{in} = \frac{P}{V_{in}} \quad 2.40$$

En la Figura 3.7 c) se presenta la forma de onda de la corriente del interruptor, en la se observa que en el tiempo T_{on} la corriente en el interruptor es igual a la corriente del inductor, y durante el tiempo T_{off} la corriente es cero. Además, con la ecuación de la corriente máxima (2.12), la ecuación de la corriente mínima (2.13) y con la ecuación de la corriente promedio del interruptor (2.14), se obtiene el valor de la corriente promedio en el interruptor para el convertidor Boost (ver ecuación 2.41).

$$I_Q = D \cdot I_{in} \quad 2.41$$

En la Figura 3.7 d) se observa la corriente en el diodo, en el tiempo T_{on} la corriente en el diodo es cero y en el tiempo T_{off} la corriente en el diodo es igual a la corriente en el inductor. Asimismo, mediante la ecuación 2.16 se obtiene la corriente promedio del diodo, ecuación 2.42.

$$I_D = (1 - D) \cdot I_{in} \quad 2.42$$

La ecuación para determinar el valor del capacitor se obtiene con un proceso similar al del inductor (ver ecuación 2.43).

$$C = \frac{\Delta I_L \cdot D}{\Delta V_c \cdot f} \quad 2.43$$

3.3.2 Análisis en pequeña señal (CA) mediante el método generalizado

El principio de análisis para obtener las variables de estado promediadas en el convertidor Boost es similar al del convertidor Buck mostrado en el apartado 3.2.2. Se asignan las variables de estado para el convertidor Boost, la ecuación 2.44 corresponde a la corriente en el inductor y la ecuación 2.45 a la tensión en el capacitor. Asimismo, la tensión en el inductor está representada por la ecuación 2.20 y la corriente en el capacitor por la ecuación 2.21, presentadas en el apartado anterior.

$$i_L = x_1 \quad 2.44$$

$$v_C = x_2 \quad 2.45$$

Del circuito equivalente de apagado del convertidor Boost se obtienen las ecuaciones de estado correspondientes al tiempo de apagado, ecuación 2.46 y ecuación 2.47.

$$\dot{x}_1 = \frac{V_{in}}{L} \quad 2.46$$

$$\dot{x}_2 = -\frac{x_2}{R \cdot C} \quad 2.47$$

Y del circuito equivalente de apagado del convertidor Boost se obtienen las ecuaciones de estado correspondientes al tiempo de apagado, ecuación 2.48 y ecuación 2.49.

$$\dot{x}_1 = -\frac{x_2}{L} + \frac{V_{in}}{L} \quad 2.48$$

$$\dot{x}_2 = \frac{x_1}{C} - \frac{x_2}{R \cdot C} \quad 2.49$$

Las cuatro ecuaciones de estado antes mencionadas (tiempo de encendido y tiempo de apagado) son promediadas mediante la ecuación 2.26 donde la matriz A_1 es la matriz de parámetros en el tiempo de encendido, A_2 es la matriz de parámetros en el tiempo de apagado, B_1 es la matriz de entradas en el tiempo de encendido, B_2 es la matriz de entradas en el tiempo de apagado.

$$A_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{R \cdot C} \end{bmatrix} \quad B_1 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$A_2 = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{R \cdot C} \end{bmatrix} \quad B_2 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix}$$

Por lo tanto, el modelo del convertidor Boost promediado en forma matricial es el siguiente (ver ecuación 2.50)

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{(1-d)}{L} \\ \frac{(1-d)}{C} & -\frac{1}{R \cdot C} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} \cdot V_{in} \quad 2.50$$

Finalmente, la ecuación 2.51 y la ecuación 2.52 representan el modelo no lineal promediado del convertidor Boost.

$$\dot{x}_1 = -\frac{(1-d)}{L} \cdot x_2 + \frac{V_{in}}{L} \quad 2.51$$

$$\dot{x}_2 = \frac{(1-d)}{C} \cdot x_1 - \frac{1}{R \cdot C} \cdot x_2 \quad 2.52$$

3.3.2.1 Método generalizado

El método para obtener la función de transferencia corriente en el inductor con respecto al ciclo de trabajo para el convertidor Boost es similar al aplicado para el convertidor Buck y mostrado en el apartado 3.2.2.1.

La ecuación 2.32 permite obtener la función de transferencia corriente en el inductor con respecto al ciclo de trabajo. Debido a que no existe un cambio en las matrices de las variables de salida durante el tiempo de encendido y el tiempo de apagado, se obtiene la siguiente ecuación:

$$C_1^T = C_2^T = [1 \quad 0] \quad 2.53$$

Por lo tanto la matriz promediada de variables de salida es:

$$C^T = C_1^T \cdot d + C_2^T \cdot (1-d) = [1 \quad 0]$$

Se efectúan las siguientes operaciones matriciales:

$$(s \cdot I - A) = \begin{bmatrix} s & 0 \\ 0 & s \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 & -\frac{(1-d)}{L} \\ \frac{(1-d)}{C} & -\frac{1}{R \cdot C} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s & \frac{(1-d)}{L} \\ \frac{(1-d)}{C} & s + \frac{1}{R \cdot C} \end{bmatrix}$$

$$(s \cdot I - A)^{-1} = \frac{\begin{bmatrix} s & \frac{(1-d)}{L} \\ \frac{(1-d)}{C} & s + \frac{1}{R \cdot C} \end{bmatrix}}{s^2 + \frac{1}{R \cdot C} s + \frac{(1-d)^2}{L \cdot C}}$$

Sustituyendo las matrices correspondientes en la ecuación 2.32 se obtiene lo siguiente:

$$\frac{\hat{i}_L}{\hat{d}} = [1 \quad 0] \cdot \frac{\begin{bmatrix} s & \frac{(1-d)}{L} \\ \frac{(1-d)}{C} & s + \frac{1}{R \cdot C} \end{bmatrix}}{s^2 + \frac{1}{R \cdot C}s + \frac{(1-d)^2}{L \cdot C}} \cdot \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{L} \\ -\frac{1}{C} & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_L \\ V_C \end{bmatrix} = \frac{\begin{bmatrix} s + \frac{1}{R \cdot C} & -\frac{(1-d)}{L} \\ s^2 + \frac{1}{R \cdot C}s + \frac{(1-d)^2}{L \cdot C} \end{bmatrix}}{s^2 + \frac{1}{R \cdot C}s + \frac{(1-d)^2}{L \cdot C}} \cdot \begin{bmatrix} \frac{V_C}{L} \\ -\frac{I_L}{C} \end{bmatrix}$$

Simplificando la ecuación anterior se obtiene la función de transferencia corriente en el inductor con respecto al ciclo de trabajo del convertidor Boost (ver ecuación 2.54).

$$\frac{\hat{i}_L}{\hat{d}} = \frac{[R \cdot C \cdot V_o]s + V_o + R \cdot I_L \cdot (1-d)}{[R \cdot C \cdot L]s^2 + L \cdot s + R \cdot (1-d)} \quad 2.54$$

3.4 Diseño del convertidor bidireccional

Para el diseño del convertidor bidireccional se utilizaron las ecuaciones obtenidas en los apartados anteriores. Asimismo, es necesario conocer los criterios y parámetros de diseño del convertidor bidireccional, ya que con ellos se realiza el diseño de los controladores.

El convertidor bidireccional se diseñó a una potencia de 100 W para ambos convertidores, ya que se trata solo de un prototipo experimental, sin embargo, de ser necesario el análisis puede ser escalado a alguna otra potencia. La tensión en el bus de CD se seleccionó de 200 V ya que es una tensión habitual en este tipo de sistemas aislados. La tensión en la batería se seleccionó a un valor de 48 V, el cual se puede alcanzar con un banco de baterías de 12 V o 24 V. El rizo en el inductor se seleccionó del 15% y el rizo en el capacitor de salida del 1%, ya que son valores típicos de valores de rizado. En la Tabla 3.1 se observan los criterios de diseño del convertidor bidireccional antes mencionados.

Mediante las ecuaciones obtenidas en los apartados 3.2.1 y 3.3.1, y con base en los criterios mostrados en la Tabla 3.1 se calcularon los parámetros del convertidor Buck y Boost, los cuales se observan la Tabla 3.2 y la Tabla 3.3 respectivamente.

Tabla 3.1. Criterios de diseño del convertidor bidireccional.

Criterio de diseño	Valor
Potencia	100 W
Tensión en el bus de CD	200 V
Tensión en la batería	48 V
Corriente de referencia	2.083 A
Frecuencia de conmutación	100 kHz
Rizo en el corriente	15%
Rizo de tensión	1%

Tabla 3.2. Parámetros del convertidor Buck.

Parámetro	Valor
Ganancia (M)	0.24
Ciclo de trabajo (D)	24 %
Inductor (L)	1.169 mH
Capacitor (C_1)	0.812 μF
Resistencia de carga (R_{Buck})	23.043 Ω
Corriente promedio en el inductor (I_L)	2.083 A
Corriente promedio en el diodo (I_D)	1.583 A
Corriente promedio en el interruptor (I_Q)	0.499 A

Tabla 3.3. Parámetros del convertidor Boost.

Parámetro	Valor
Ganancia (M)	0.24
Ciclo de trabajo (D)	24 %
Inductor (L)	1.169 mH
Capacitor (C_2)	0.812 μF
Resistencia de carga (R_{Boost})	23.043 Ω
Corriente promedio en el inductor (I_L)	2.083 A
Corriente promedio en el diodo (I_D)	1.583 A
Corriente promedio en el interruptor (I_Q)	0.499 A

3.4.1 Selección de los componentes

Los componentes seleccionados para el convertidor bidireccional se observan en la Tabla 3.4. Es importante mencionar que debido a que no existen comercialmente los valores de inductores y capacitores exactos a los calculados, los componentes se seleccionaron con base en su valor superior o inferior próximo, además, se tuvo en cuenta el material con el que se cuenta en el laboratorio.

Es importante mencionar que debido a que la corriente que fluye en el diodo parásito del *MOSFET* en el modo Buck es de 1.583 A al ser multiplicado por la caída de tensión de ese diodo en conducción (3.3 V) se obtienen 5.223 W de pérdidas, debido a esto se decidió bloquear este diodo, por lo que se colocó un diodo de bloqueo y otro de conmutación. De igual forma, si bien los *MOSFET* están sobredimensionados, se utilizan estos ya que eran con los que se contaba en ese momento. Además, el diodo parásito de dichos *MOSFET* cuenta con buenas características en conducción, lo que es necesario para el buen funcionamiento del convertidor bidireccional.

Tabla 3.4. Componentes seleccionados para el convertidor bidireccional.

Cantidad	Componente	Modelo	Descripción
1	Inductor (L)	1140 – 102K – RC	Inductor de 1 mH diseñado para altas frecuencias, soporta una corriente de saturación de 6.5 A y tiene una resistencia serie de $216\text{ m}\Omega$.
2	Capacitores (C_1, C_2)	383MMKP	Capacitor de polipropileno de $1\ \mu\text{F}$, soporta una tensión máximo de 650 V , y tiene una resistencia serie de $40\text{ m}\Omega$.
2	MOSFET (Q_1, Q_2)	C2M0080120D	MOSFET de carburo de silicio con una tensión de drenaje a fuente de 1200 V , una corriente de drenaje de 36 A , una tensión de bloqueo de 3.3 V y una resistencia de drenaje a fuente de $80\text{ m}\Omega$.
2	Diodos (D_1, D_2)	SCS220AE2	Diodo de carburo de silicio de con una corriente de conducción máxima de 10 A y una tensión de conducción de 1.35 A .

Con los valores de los componentes seleccionados se recalcula el valor de rizado de la corriente en el inductor y el valor del rizado de tensión de salida en ambos convertidores del convertidor bidireccional. Obteniendo un nuevo rizado de la corriente

en el inductor del 17.513 %, un rizado en la tensión de salida para el convertidor Buck del 0.227 % y un rizado en la tensión de salida para el convertidor Boost del 3.8%.

Además, al convertidor bidireccional se le colocó un sensor de corriente en serie con el inductor y un sensor de tensión a la salida de cada convertidor. Dichos sensores son necesarios para cerrar los lazos de control del convertidor bidireccional. En el Anexo A se detalla el funcionamiento y acondicionamiento de estos sensores.

3.4.2 Simulación del convertidor bidireccional en lazo abierto

Con la finalidad de probar el funcionamiento del convertidor bidireccional se realizaron las simulaciones correspondientes. Para las simulaciones se utilizaron todos los parámetros obtenidos con anterioridad. Las simulaciones se realizaron en el software *Simscape* de *MATLAB*®.

En la Figura 3.8 se observa el diagrama eléctrico del convertidor bidireccional en modo Buck elaborado para la simulación. En la figura se observa la fuente de alimentación (V_{in}) que representa el bus de CD, la resistencia de carga del convertidor (R), el *MOSFET* al cual se le ejerce la acción de control y el diodo del convertidor.

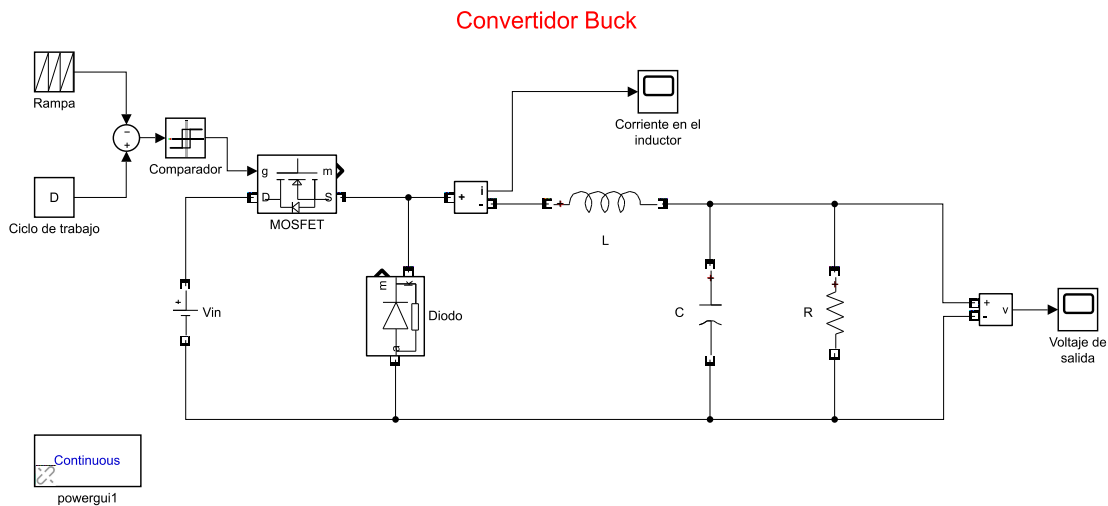


Figura 3.8. Diagrama esquemático del convertidor bidireccional en modo Buck.

En la Figura 3.9 se observa la respuesta dinámica de la corriente en el inductor y la tensión de salida del convertidor Buck. En la simulación el valor de corriente en el

inductor obtenido fue de 2.066 A y el deseado es de 2.08 A. En cuanto a la tensión el valor obtenido fue de 47.05 V y el deseado es de 48 V.

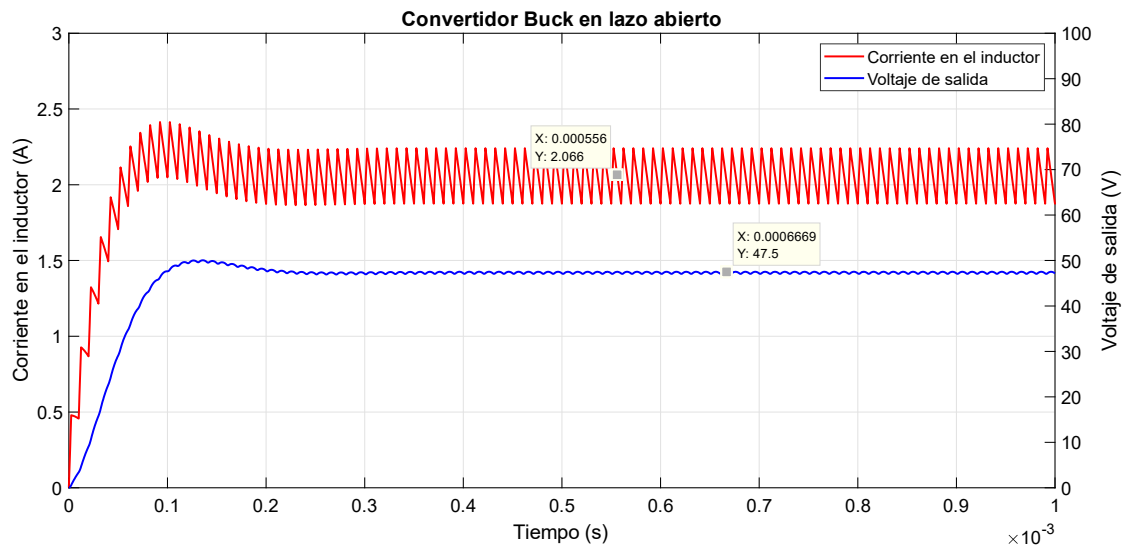


Figura 3.9. Respuestas dinámicas, corriente en el inductor (línea roja) y tensión de salida (línea azul) en el convertidor Buck.

En la Figura 3.10 se observa el diagrama eléctrico del convertidor bidireccional en modo Boost elaborado para la simulación, en la figura se observa la fuente de alimentación (V_{in}) que representa la tensión en la batería, la resistencia de carga del convertidor (R), el *MOSFET* al cual se le ejerce la acción de control y el diodo del convertidor (D).

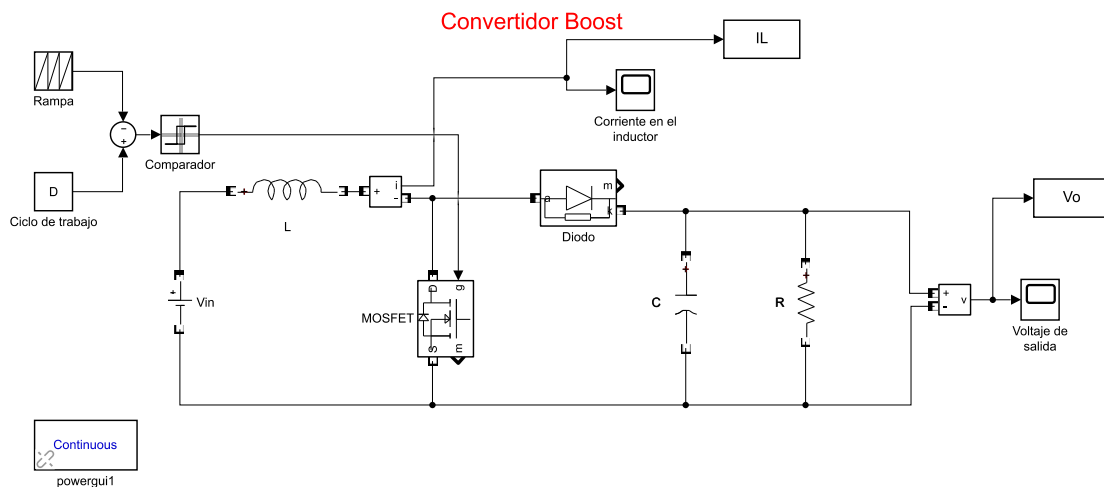


Figura 3.10. Diagrama esquemático del convertidor bidireccional en modo Boost.

En la Figura 3.11 se observa la respuesta dinámica de la corriente en el inductor y la tensión de salida del convertidor Boost. En la simulación el valor de corriente en el inductor obtenido fue de 2.066 A y el deseado es de 2.08 A. En cuanto a la tensión el valor obtenido fue de 47.05 V y el deseado es de 48 V.

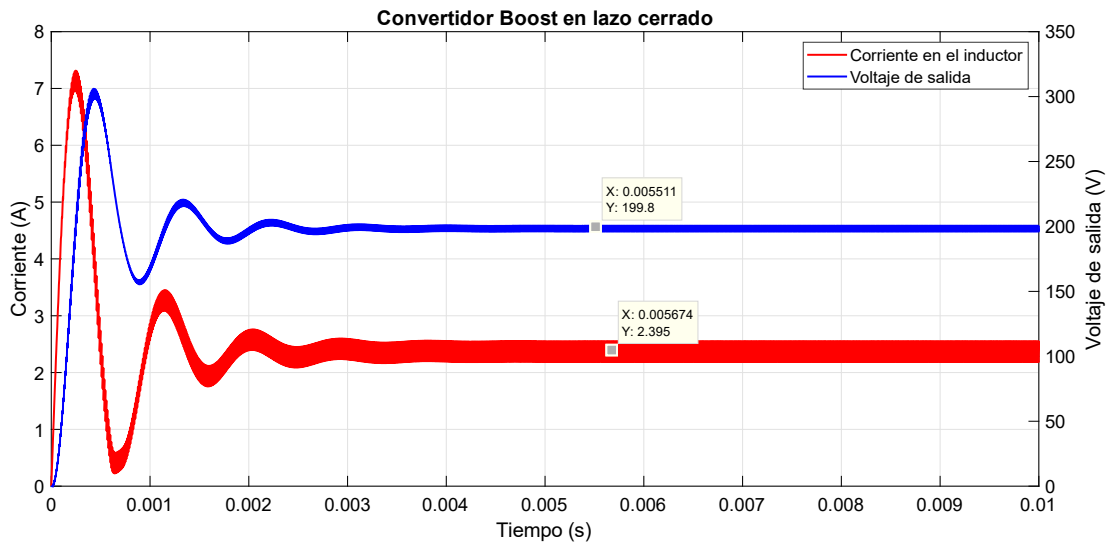


Figura 3.11. Respuestas dinámicas, corriente en el inductor (línea roja) y tensión de salida (línea azul) en el convertidor Boost.

CAPÍTULO 4. DISEÑO DEL CONTROLADOR TIPO III

4.1 Introducción

El controlador Tipo III es un compensador retraso adelanto de fase, el cual proporciona 180° de fase [8], [20], [21]. Puede implementarse de forma analógica con amplificadores operaciones [22], [23] o de forma digital mediante ecuaciones en diferencia [24], [25]. La función de transferencia del controlador Tipo III es,

$$u(s) = - \frac{\left(1 - s/\omega_{Z1}\right)\left(1 - s/\omega_{Z2}\right)}{\left(s/\omega_{P1}\right)\left(1 - s/\omega_{P2}\right)\left(1 - s/\omega_{P3}\right)} \quad 3.1$$

la función cuenta con un polo en el origen (integrador), el cual reduce el error en estado estacionario, dos polos en alta frecuencia, y además dos ceros que ayudan a compensar el desfase de 180° proporcionado por los dos polos de la planta.

El circuito analógico del controlador Tipo III se observa en la Figura 4.1, el cual puede ser implementado con solo un amplificador operacional, tres capacitores y tres resistencias. Asimismo, la ecuación 3.2 corresponde a la función de transferencia del controlador Tipo III analógico.

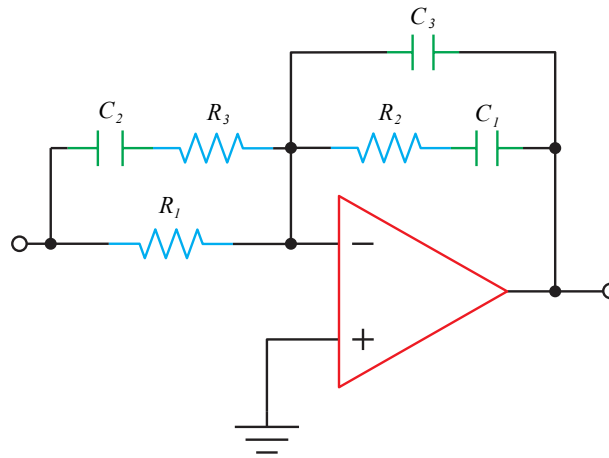


Figura 4.1. Diagrama del circuito analógico del controlador Tipo III.

$$u(s) = - \frac{1}{R_1 C_1 s} \frac{(1 + R_2 C_1 s)(1 + R_2 C_2 s)}{(1 + R_2 C_3 s)(1 + R_3 C_2 s)} \quad 3.2$$

En esta tesis se implementaron todos los controladores de forma digital, debido a su facilidad, la flexibilidad para modificar las ganancias y la menor sensibilidad al ruido [26]. En esta tesis los controladores digitales fueron implementados con la tarjeta de desarrollo *DM330026* la cual cuenta con un microcontrolador *dsPIC33EP128GS808*. Asimismo, el fabricante recomienda esta tarjeta para la implementación de lazos de control. En la Tabla 4.1 se describen las principales características de dicha tarjeta.

Tabla 4.1. Principales características del microcontrolador *dsPIC33EP128GS808*

Arquitectura	Velocidad	Resolución <i>PWM (PLL)</i>	Número de <i>ADC</i>	Velocidad del <i>ADC</i>	Resolución del <i>ADC</i>
16 bits	70MHz	1.04ns	5	3.5MSPS	12 Bits

La forma de muestreo del *ADC* es de gran importancia en el control modo corriente promedio, por lo tanto, en el Anexo B se detallan las consideraciones que se deben de tener para implementar este control así como la selección del periodo de muestreo.

4.1.1 Método de sintonización del controlador Tipo III

En la literatura existen distintos métodos de sintonización para el controlador Tipo III [27], sin embargo, en convertidores CD-CD el método más utilizado se describe en los siguientes pasos [28]:

- Colocar los dos ceros del compensador a la frecuencia de resonancia (ω_0).
- Colocar el polo en el origen (integrador) para proporcionar una alta ganancia a bajas frecuencias y reducir el error en estado estacionario.
- Colocar el segundo polo a la frecuencia del cero de la etapa de potencia (f_{z1}).
- Colocar el tercer polo a alta frecuencia, aproximadamente de 1/5 a un 1/2 de la frecuencia de conmutación.

Aunque se utilice el mismo método de sintonización en diferentes convertidores la respuesta dinámica del convertidor cambia ya que depende en gran parte de las características de la planta. En algunas ocasiones se puede recurrir a una sintonización heurística moviendo los polos y ceros hasta que se obtenga una respuesta satisfactoria.

4.2 Diseño del controlador Tipo III para el convertidor bidireccional en modo Buck

La función de transferencia corriente en el inductor con respecto al ciclo de trabajo del convertidor Buck obtenida en el apartado 3.2.2.1 (ver ecuación 2.36), es reordenada obteniendo la siguiente ecuación (3.3):

$$G_{id} = \frac{\hat{i}_L}{\hat{d}} = \left[\frac{V_{Bus\ de\ CD}}{R_{Buck}} \right] \left[\frac{\left(\frac{s}{z_1} + 1 \right)}{\frac{s^2}{\omega_0^2} + \frac{s}{\omega_0 \cdot Q} + 1} \right] \quad 3.3$$

Donde ω_0 es la frecuencia de resonancia (3.4), z_1 la ubicación del cero (3.5) y Q el factor de calidad (3.6).

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{LC_1}} \quad 3.4$$

$$z_1 = \frac{1}{R_{Buck} C_1} \quad 3.5$$

$$Q = \frac{1}{\omega_0} \frac{R_{Buck}}{L} \quad 3.6$$

Sustituyendo los valores de los criterios y los valores de los componentes del convertidor bidireccional de la Tabla 3.1 y la Tabla 3.4 se obtiene la ubicación de la frecuencia de resonancia, la ubicación del cero de potencia y el factor de calidad. Estos valores determinan las características dinámicas de la planta y son utilizados para la sintonización del controlador Tipo III.

El método de sintonización utilizado fue el mostrado en el apartado 4.1.1: colocar los dos ceros del controlador a la frecuencia de resonancia ($f_{z1,2} = 4985.098\ Hz$), colocar el integrador, el segundo polo a la frecuencia del cero de potencia ($f_{p1} = 6778.966\ Hz$) y el tercer polo a la mitad de la frecuencia de conmutación ($f_{p2} = 50000\ Hz$). En la

ecuación 3.7 se observa la función de transferencia del controlador Tipo III para el convertidor Buck.

$$H(s) = \frac{94080(s + 31320)^2}{s(s + 42590)(s + 314200)} \quad 3.7$$

La ganancia de lazo del convertidor se determina con la siguiente ecuación:

$$T = FM \cdot K_d \cdot G_{i\hat{d}}(s) \cdot H(s) \quad 3.8$$

Donde: $G_{i\hat{d}}(s)$ es la función de transferencia del convertidor corriente en el inductor con respecto al ciclo de trabajo, FM es la ganancia del modulador, la cual tiene el valor de 1 en control digital, $H(s)$ es la función de transferencia del controlador Tipo III y K_d es la ganancia del sensor, la cual se puede omitir y escalar dentro de la estructura del controlador digital.

En la Figura 4.2 se observa el diagrama de Bode de la ganancia de lazo del convertidor Buck, se puede observar que se obtiene un margen de ganancia infinito, un margen de fase de 66.5° y un ancho de banda de 11.1 kHz .

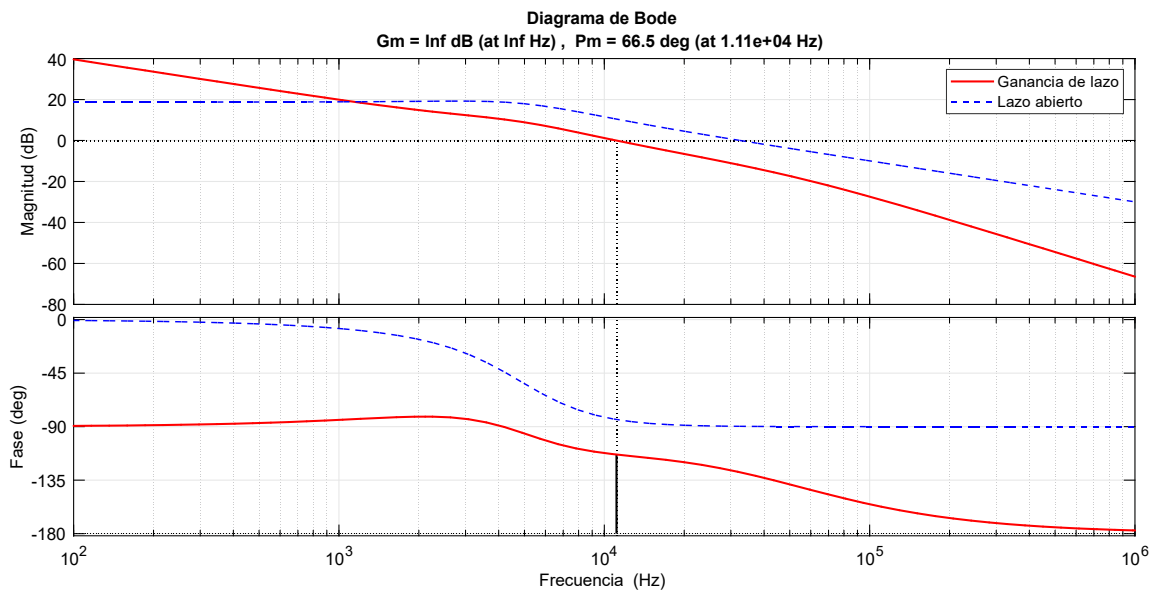


Figura 4.2. Diagrama de Bode de la ganancia de lazo del convertidor Buck (línea roja continua) y diagrama de Bode de la función de transferencia corriente en el inductor ciclo de trabajo (línea azul discontinua).

La sintonización de todos los controladores Tipo III se realizó en el *Toolbox* de *MATLAB*® “*Control System Designer*”, esta herramienta permite colocar los integradores, polos y ceros que uno desee; además, entrega una aproximación de la respuesta ante un escalón unitario, y una vez sintonizado el controlador se permite exportar la función de transferencia al *workspace* de *MATLAB*®.

4.2.1 Discretización del controlador Tipo III para el convertidor Buck

Debido a que los controladores Tipo III se implementaron de forma digital, es necesario discretizar los controladores para reducir cómputo del microcontrolador. Debido a que se implementó un control modo corriente promedio, el periodo de muestreo debe ser igual al inverso de la frecuencia de conmutación ($10 \mu s$) (Ver Anexo B).

La discretización se realizó en el *workspace* de *MATLAB*® mediante el comando *c2d* y utilizando el método zero - polo *match* como método de discretización, debido a que es el método recomendado para la discretización de controladores en convertidores CD-CD [29].

Al discretizar la función de transferencia del controlador Tipo III para el convertidor Buck (ver ecuación 3.7), se obtiene la siguiente ecuación.

$$H(z) = \frac{0.31677(z-0.7311)^2}{(z-1)(z-0.6532)(z-0.04321)} \quad 3.9$$

Después, la ecuación anterior se desarrolla en ecuaciones en diferencia (ver ecuación 3.10) debido a que esta operación reduce aún más el cómputo del microcontrolador.

$$\begin{aligned} y[k] = & 1.69641y[k-1] - 0.724635y[k-2] + 0.0282248y[k-3] + \dots \\ & \dots + 0.31677e[k-1] - 0.463181e[k-2] + 0.169316e[k-3] \end{aligned} \quad 3.10$$

En el Anexo C se presenta la programación del controlador Tipo III para el convertidor Buck, sin embargo, la programación es similar para el controlador Tipo III del convertidor Boost y para los controladores Tipo III T-S del convertidor Buck y Boost.

4.2.2 Simulación del controlador Tipo III para el convertidor Buck

Para observar el funcionamiento del controlador Tipo III se realiza la simulación del mismo en el software *Simulink* de *MATLAB*®.

La simulación consistió en realizar cambios de carga con diferentes valores en la tensión de entrada y con diferentes valores en la corriente de referencia, y realizar cambios de referencia con diferentes valores de carga y con diferentes valores en la tensión de entrada.

En la Figura 4.3 se observa la respuesta dinámica de la corriente en el inductor del convertidor Buck correspondiente a la prueba antes mencionada. En la simulación las condiciones iniciales son: una tensión en el bus de CD 80 V con una corriente de referencia de 1 A y con una carga de $23\ \Omega$. Después, en el tiempo $t = 0.002\text{ s}$ se realiza un cambio de carga llevando la carga de $23\ \Omega$ a $10.9\ \Omega$, y en el tiempo $t = 0.003\text{ s}$ se regresa el valor de la carga a $23\ \Omega$. En el tiempo $t = 0.004\text{ s}$ se realiza un cambio en la tensión del bus de CD de 80 V a 200 V . En el tiempo $t = 0.005\text{ s}$ se realiza un cambio en la corriente de referencias, llevando la corriente de 1 A a 2.08 A . Después, en el tiempo $t = 0.006\text{ s}$ se realiza un cambio de carga llevando la carga de $23\ \Omega$ a $10.9\ \Omega$, y en el tiempo $t = 0.007\text{ s}$ se regresa el valor de la carga a $23\ \Omega$. Por ultimo en el tiempo $t = 0.008\text{ s}$ se realiza un cambio en la tensión del bus de CD de 200 V a 80 V , y en el tiempo $t = 0.009\text{ s}$ regresa el valor de tensión en el bus de CD a 200 V .

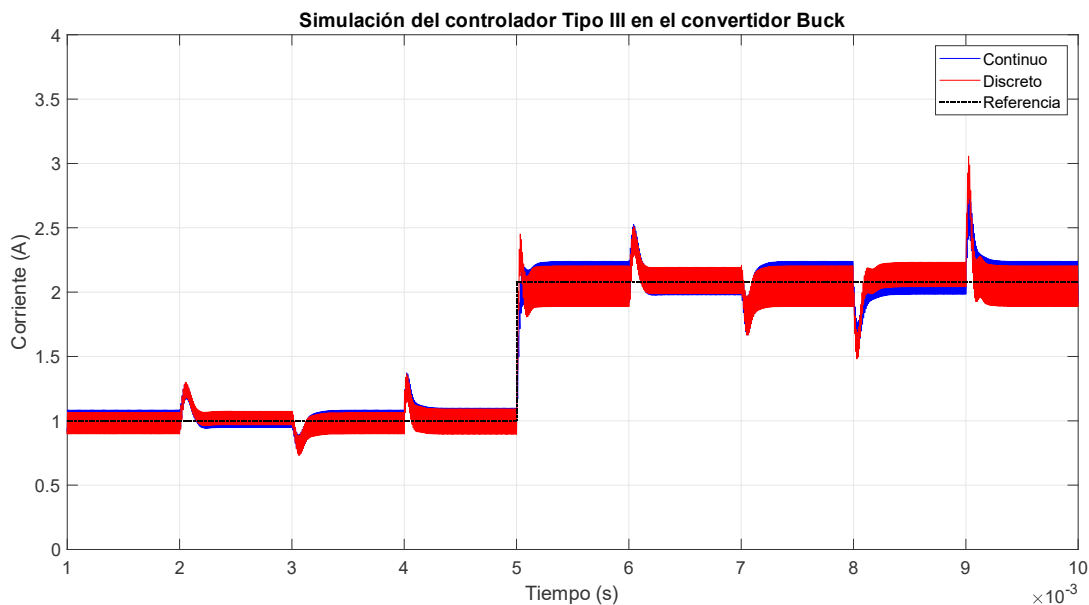


Figura 4.3. Respuesta dinámica de la corriente en el inductor del controlador Tipo III en el convertidor Buck.

Asimismo, en la Figura 4.3 la línea azul es la simulación correspondiente al tiempo continuo y la línea roja es la simulación correspondiente al tiempo discreto. En la figura se puede observar un pequeño desplazamiento en la simulación en el tiempo discreto con respecto a la referencia, esto se debe al efecto de muestreo y retención del retenedor de orden cero y a los retrasos agregados del sistema. Esto último debe ser considerado ya que es una forma de emular el efecto del convertidor *ADC* del microcontrolador.

Asimismo, en la Figura 4.4 se observa el esfuerzo de control correspondiente a las pruebas mostradas en la Figura 4.3. La línea azul es la simulación correspondiente al tiempo continuo y la línea roja es la simulación correspondiente al tiempo discreto.

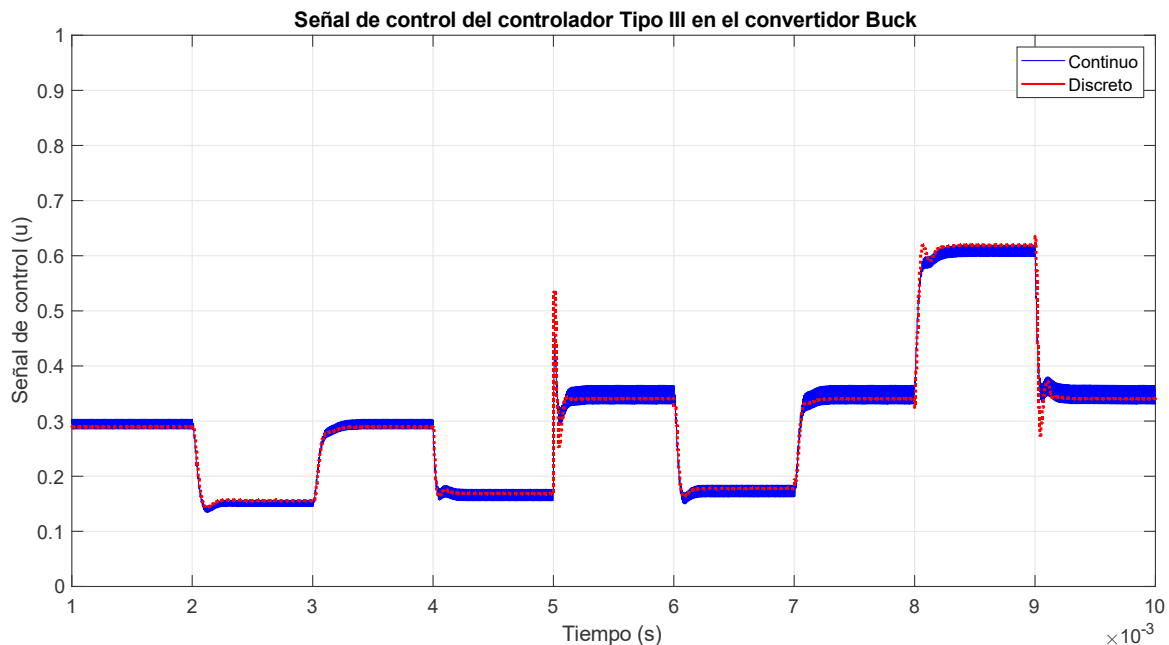


Figura 4.4. Señal de control del controlador Tipo III en el convertidor Buck la línea azul corresponde al tiempo continuo y la línea roja corresponde al tiempo discreto.

4.3 Diseño del controlador Tipo III para el convertidor bidireccional en modo Boost

La función de transferencia corriente en el inductor con respecto al ciclo de trabajo del convertidor Boost obtenida en el apartado 3.3.2.1, es reordenada obteniendo la siguiente ecuación (3.11):

$$G_{id} = \frac{\hat{i}_L}{\hat{d}} = \left[\frac{V_{Bus\ de\ CD} + R_{Boost} I_{Ref} (1-D)}{R_{Boost} (1-D)^2} \right] \left[\frac{\left(\frac{s}{z_1} + 1 \right)}{\frac{s^2}{\omega_o^2} + \frac{s}{\omega_o \cdot Q} + 1} \right] \quad 3.11$$

Donde ω_0 es la frecuencia de resonancia (3.12), z_1 la ubicación del cero (3.13) y Q el factor de calidad (3.14).

$$\omega_o = \sqrt{\frac{(1-D)^2}{LC_2}} \quad 3.12$$

$$z_1 = \frac{V_{Bus\ de\ CD} + R_{Boost} I_{Ref} (1-D)}{R_{Boost} C_2 V_{Bus\ de\ CD}} \quad 3.13$$

$$Q = \frac{1}{\omega_o} \frac{R_{Boost} (1-D)^2}{L} \quad 3.14$$

Sustituyendo los valores de los criterios de la Tabla 3.1 y los valores de los componentes utilizados para el convertidor bidireccional de la Tabla 3.4, se obtiene la ubicación de la frecuencia de resonancia, la ubicación del cero de potencia y el factor de calidad. Estos valores determinan las características dinámicas de la planta y son utilizados para la sintonización del controlador Tipo III.

De igual forma, el método de sintonización utilizado fue el mostrado en el apartado 4.1.1, colocar los dos ceros del controlador a la frecuencia de resonancia ($f_{z1,2} = 1207.765\ Hz$), colocar el integrador, el segundo polo a la frecuencia del cero de potencia ($f_{p1} = 795.709\ Hz$) y el tercer polo a la mitad de la frecuencia de conmutación ($f_{p2} = 50000\ Hz$). En la ecuación 3.15 se observa la función de transferencia del controlador Tipo III para el convertidor Boost.

$$H(s) = \frac{136620(s+7589)^2}{s(s+5000)(s+314200)} \quad 3.15$$

En la Figura 4.5 se observa el diagrama de Bode de la ganancia de lazo del convertidor Boost, se puede observar que se obtiene un margen de ganancia infinito, un margen de fase de 66.3° y un ancho de banda de 13.6 kHz .

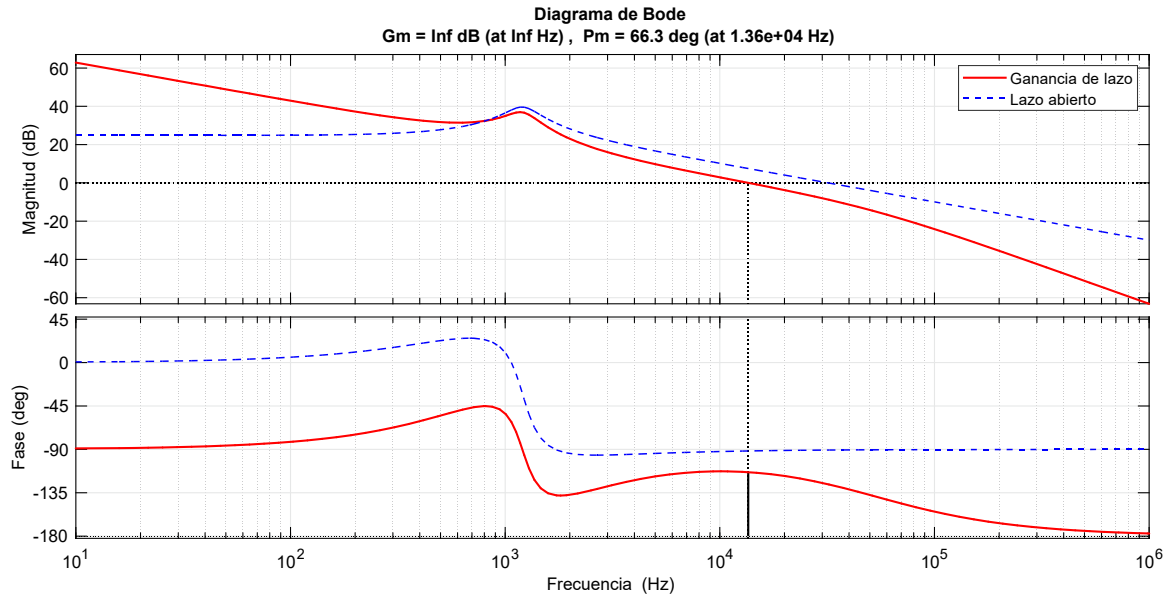


Figura 4.5. Diagrama de Bode de la ganancia de lazo del convertidor Boost (línea roja continua) y diagrama de Bode de la función de transferencia corriente en el inductor ciclo de trabajo (línea azul discontinua).

4.3.1 Discretización del controlador Tipo III para el convertidor Boost

Al igual que la discretización del convertidor Buck, la discretización para el convertidor Boost se realizó en el *workspace* de *MATLAB*® con un periodo de muestreo de $10 \mu\text{s}$, mediante el comando *c2d* y utilizando zero-polo *match* como método de discretización. La función de transferencia del controlador Tipo III para convertidor Boost en el tiempo continuo (ver ecuación 3.7) es discretizada, obteniendo la siguiente ecuación 3.16.

$$H(z) = \frac{0.43796(z - 0.9269)^2}{(z - 1)(z - 0.9512)(z - 0.04321)} \quad 3.16$$

La ecuación anterior se desarrolla en forma de ecuaciones en diferencia (ver ecuación 3.17) debido a que esta operación reduce aún más el cómputo del microcontrolador.

$$y[k] = 1.99441y[k-1] - 1.03551y[k-2] + 0.0411014y[k-3] + \dots \quad 3.17$$

$$\dots + 0.43796e[k-1] - 1.03551e[k-2] + 0.376271e[k-3]$$

4.3.2 Simulación del controlador Tipo III para el convertidor Boost

Las simulaciones realizadas para el convertidor Boost, fueron cambios de carga con diferentes valores de tensión de entrada y con diferentes valores de corriente de referencia, y cambios de referencia con diferentes valores de carga y con diferentes valores de tensión de entrada.

En la Figura 4.6 se observa la corriente en el inductor del convertidor Boost correspondiente a la prueba antes mencionada. En la simulación las condiciones iniciales son: tensión de entrada de 48 V con una corriente de referencia de 1 A y con una carga de $400\ \Omega$. Después, en el tiempo $t = 0.004\text{ s}$ se realiza un cambio de carga, llevando la carga de $400\ \Omega$ a $110\ \Omega$, en el tiempo $t = 0.006\text{ s}$ la carga regresa al valor de $400\ \Omega$. En el tiempo $t = 0.01\text{ s}$ se realiza un cambio en la corriente de referencia de 1 A a 2.08 A . Por último, en el tiempo $t = 0.014\text{ s}$ se realiza un cambio de carga, llevando la carga de $400\ \Omega$ a $110\ \Omega$, en el tiempo $t = 0.016\text{ s}$ la carga regresa al valor de $400\ \Omega$.

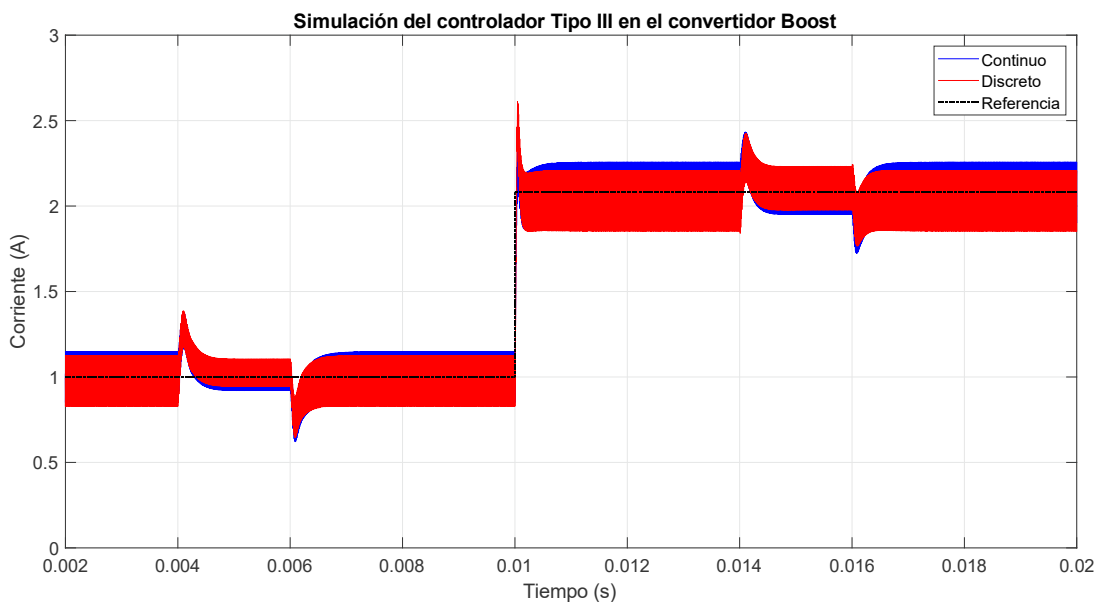


Figura 4.6. Respuesta dinámica de la corriente en el inductor del controlador Tipo III en el convertidor Boost.

Asimismo, en la Figura 4.6 la línea azul es la simulación correspondiente al tiempo continuo y la línea roja es la simulación correspondiente al tiempo discreto. En la figura

se puede observar un pequeño desplazo en la referencia en el tiempo discreto, esto se debe al efecto de muestreo y retención del retenedor de orden cero.

En la Figura 4.7 se observa el esfuerzo de control correspondiente a la simulación mostrada en la Figura 4.6. La línea azul es la simulación correspondiente al tiempo continuo y la línea roja es la simulación correspondiente al tiempo discreto.

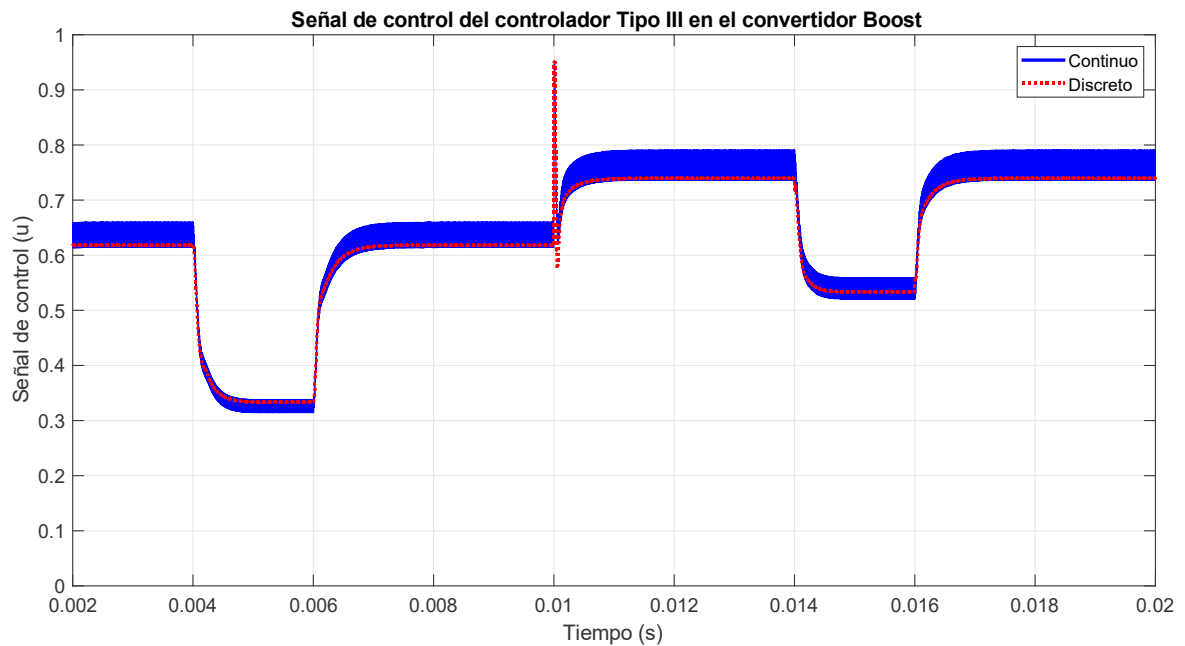


Figura 4.7. Señal de control del controlador Tipo III en el convertidor Buck, la línea azul continua corresponde al tiempo continuo y la línea roja punteada corresponde al tiempo discreto.

CAPÍTULO 5. DISEÑO DEL CONTROLADOR TIPO III T-S

5.1 Introducción

Como se comentó anteriormente, en esta tesis se diseñó un controlador Tipo III con un enfoque Takagi-Sugeno (Tipo III T-S). Una hipótesis es que si el controlador Tipo III al ser un controlador lineal es bueno en un punto de operación, un controlador Tipo III T-S debe tener un mejor desempeño dentro de un rango más amplio de puntos de operación. Para poder realizar lo anterior, primero se debe obtener el modelo T-S del convertidor deseado, para después, mediante la distribución compensada paralela (PDC) diseñar los controladores Tipo III a partir de cada modelo local lineal y mediante el modelo difuso T-S ponderar los controladores Tipo III.

El modelo T-S de un sistema se describe mediante reglas difusas del tipo *SI-ENTONCES (IF-THEN)*, las cuales representan aproximaciones locales lineales de un sistema no lineal [17]. La principal característica de un modelo difuso T-S consiste en expresar las dinámicas locales de cada regla a través de un subsistema lineal.

En la literatura existen dos técnicas para la construcción de modelos difusos T-S las cuales se subdividen en dos enfoques (ver Figura 5.1). En esta tesis se trabajó por el enfoque de sector no lineal. Este enfoque es uno de los enfoques más utilizados para construir modelos T-S, ya que se puede obtener una representación difusa exacta de un sistema no lineal dado en un conjunto compacto de espacio de estados.

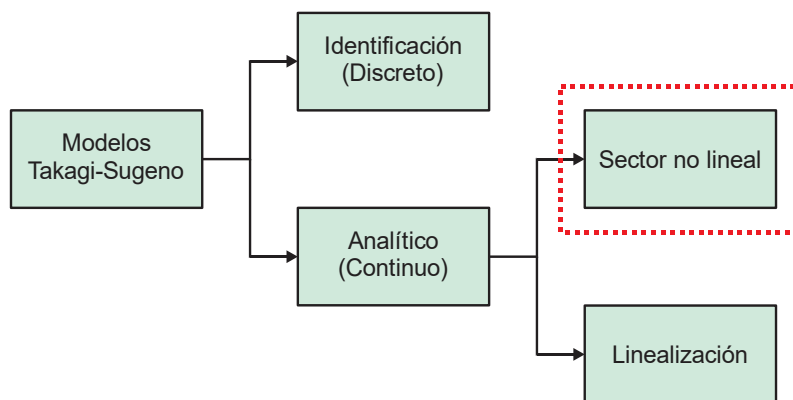


Figura 5.1. Clasificación de las técnicas para obtener un modelo matemático Takagi-Sugeno.

El modelo difuso completo del sistema mediante el enfoque de sector no lineal se consigue con la interpolación difusa de los modelos lineales del sistema. La estructura

de un modelo difuso T-S para un sistema continuo es descrita de la siguiente forma (ver ecuación 4.1),

Regla i del modelo

$$\begin{array}{l}
 \text{SI} \quad \quad \quad \rho_1(t) \text{ es } n_1^i \text{ y } \dots \text{ y } \rho_l(t) \text{ es } n_l^i \\
 \\
 \text{ENTONCES} \quad \dot{x}(t) = A_i x(t) + B_i u(t), \\
 \quad \quad \quad y(t) = C_i x(t) \quad i = 1, 2, \dots, r
 \end{array}
 \tag{4.1}$$

La salida del modelo T-S por enfoque de sector no lineal está dada por la siguiente ecuación 4.2:

$$\begin{array}{l}
 \dot{x}(t) = \sum_{i=1}^r \xi_i(\rho(t)) \cdot (A_i x(t) + B_i u(t)) \\
 y(t) = \sum_{i=1}^r \xi_i(\rho(t)) \cdot (C_i x(t))
 \end{array}
 \tag{4.2}$$

donde, r es el número de modelos locales, $A_i \in \mathbb{R}^{n \times n}$, $B_i \in \mathbb{R}^{m \times n}$ y $C_i \in \mathbb{R}^{n \times m}$ son las matrices de los modelos lineales locales, $\rho(t)$ son las variables programadas que determina que reglas están activas en cierto momento, que pueden depender de las variables de estado, perturbaciones externas y/o el tiempo, $x(t)$ es el vector de estados, $u(t)$ es el vector de entrada, $y(t)$ es el vector de salida, y $\xi(\rho(t))$ las funciones de membresía normalizadas.

Asimismo, el procedimiento para obtener el modelo T-S por el enfoque de sector no lineal de un sistema, se basa en la siguiente metodología:

1. Definir el modelo no lineal que represente la dinámica del sistema.
2. Determinar las variables programadas.
3. Determinar el número de reglas.
4. Definir los límites de las variables programadas.
5. Determinar las funciones de ponderación.
6. Determinar las funciones de pertenencia para cada regla.
7. Evaluar los modelos locales con los límites deseados.

5.1.1 Compensación Distribuida Paralela (PDC)

La compensación distribuida paralela (PDC) es un método atractivo debido a que tiene una estructura simple y el diseño del sistema de lógica difusa no lineal así como el análisis de estabilidad se basan en los métodos de control lineal dominados y probados en ingeniería [30] y [31].

La estructura del PDC está determinada por el modelo T-S de la planta y está diseñado para realizar una conmutación suave entre los controladores lineales locales. De acuerdo con el principio de PDC un controlador lineal (retroalimentación de estados, compensador, PID, etc) es diseñado para que cada planta lineal garantice la estabilidad, robustez y rendimiento deseado en lazo cerrado del sistema.

Para realizar un controlador PDC, primero un sistema no lineal deberá representarse por su equivalente T-S. En el diseño PDC cada i -ésima regla de control se diseña a partir de la correspondiente i -ésima regla del modelo difuso T-S [32]. El controlador difuso completo está dado por (4.3):

$$u(t) = -\sum_{i=1}^r \xi(\rho(t)) \mathcal{L}^{-1} \{H_i(s)e(s)\} \quad 4.3$$

donde $H_i(s)$ son los controladores lineales locales en forma de función de transferencia y $e(s)$ es el error.

5.2 Diseño del controlador Tipo III T-S para el convertidor bidireccional en modo Buck

5.2.1 Modelo Takagi-Sugeno del convertidor Buck

La obtención del modelo T-S para el convertidor Buck se lleva a cabo conforme a la metodología planteada en el apartado 5.1.

1. *Definición del modelo no lineal que represente la dinámica del sistema.*

Se utiliza el modelo no lineal promediado del convertidor Buck descrito en la ecuación 2.29 del apartado 3.2.2 (ver ecuación 4.4)

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C_1} & -\frac{1}{R_{Buck} \cdot C_1} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{V_{Bus\ de\ CD}}{L} \\ 0 \end{bmatrix} \cdot d \quad 4.4$$

$$y = [1 \quad 0] \cdot \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix}$$

2. Determinación las variables programadas.

La variable programada es igual a la no linealidad del sistema no lineal de la ecuación 4.4.

$$\rho_1 = \frac{V_{Bus\ de\ CD}}{L} \quad 4.5$$

3. *Determinación el número de reglas (r)*; el cual es determinado por el número de variables programadas o no linealidades.

$$r = 2^1 = 2 \text{ reglas}$$

Por lo tanto, se tendrán dos modelos locales lineales.

4. Definición de los límites de las variables de programación.

Los límites de las variables de programación están en función de la no linealidad del sistema. Los límites pueden ser obtenidos mediante una simulación del sistema no lineal o mediante el conocimiento de planta. Es importante mencionar que el valor de los límites se toma en estado estacionario, sin embargo por criterio de diseño se agrega un $\pm 10\%$ tanto el límite inferior como al superior de la no linealidad. Para el convertidor Buck se tiene solo una variable de programación, representada en la ecuación 4.5, por lo tanto está definida como $\rho_1(t) \in [\underline{\rho}_1 \quad \overline{\rho}_1]$, donde $\underline{\rho}_1$ y $\overline{\rho}_1$ son los límites inferior y superior, respectivamente, de la variable de programación o no linealidad.

Debido a que la variable de programación queda en función de la tensión del bus de CD (ver ecuación 4.5) y de acuerdo a los niveles de tensión que puede tomar el bus de CD en el sistema aislado bajo estudio, se establecieron los siguientes límites de para la variable de programación.

$$\rho_1(t) \in [50000 \quad 220000] \quad 4.6$$

5. *Determinación las funciones de ponderación.*

Para este modelo T-S solo se tienen dos funciones de ponderación, las cuales están en función de los límites de la variable de programación establecidos anteriormente.

El cálculo de la primera función de ponderación es:

$$n_0^1 = \frac{\overline{\rho_1} - \rho_1(t)}{\rho_1 - \underline{\rho_1}} \quad 4.7$$

$$n_0^1 = \frac{220000 - \rho_1(t)}{20000 - 50000} \quad 4.8$$

El cálculo de la segunda función de ponderación es:

$$n_1^1 = 1 - n_0^1 \quad 4.9$$

$$n_1^1 = \frac{-50000 - \rho_1(t)}{220000 - 50000} \quad 4.10$$

La variable programada ρ_1 se calcula de la siguiente forma:

$$\rho_1(t) = 220000 \cdot n_1^1 + 50000 \cdot n_0^1 \quad 4.11$$

6. *Determinación las funciones de pertenencia para cada regla.*

Las funciones de pertenencia se obtienen de la combinación de las funciones de ponderación para cada regla.

$$\xi_1(\rho) = n_0^1 \quad 4.12$$

$$\xi_2(\rho) = n_1^1$$

7. *La evaluación de los modelos locales*, se realiza al hacer la combinación para cada regla.

•Regla 1

Si ρ_1 es n_0^1 Entonces $\dot{x}(t) = A_1x(t) + B_1u(t)$
 $y(t) = C_1x(t)$

•Regla 2

Si ρ_1 es n_1^1 Entonces $\dot{x}(t) = A_2x(t) + B_2u(t)$
 $y(t) = C_2x(t)$

Donde:

$$A_1 = A_2 = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C_1} & -\frac{1}{R_{Buck}C_1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -1000 \\ 1000000 & 43478.26 \end{bmatrix}$$

4.13

$$B_1 = \begin{bmatrix} \rho_1 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 50000 \\ 0 \end{bmatrix}; \quad B_2 = \begin{bmatrix} \rho_2 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 220000 \\ 0 \end{bmatrix};$$

Ahora bien, el sistema T-S para el convertidor Buck está representado de la siguiente forma (ver ecuación 4.14).

$$\dot{x}(t) = \sum_{i=1}^2 \xi(\rho(t)) \cdot (A_i x(t) + B_i u(t))$$

4.14

$$y(t) = \sum_{i=1}^2 \xi(\rho(t)) \cdot (C_i(t))$$

5.2.1.1 Simulación del modelo dinámico en forma de sistema Takagi-Sugeno

Con la finalidad de observar la similitud del modelo T-S (ver ecuación 4.14) y la del modelo no lineal promediado del convertidor Buck se realizó una simulación considerando diferentes parámetros. La simulación consistió en realizar cambios en el ciclo de trabajo con diferentes valores de tensión de entrada, estos cambios generan diferentes valores de corriente de referencia en el inductor, por lo que se tienen diferentes puntos de operación para el convertidor Buck.

En la Figura 5.2 se observa la respuesta dinámica de la corriente en el inductor del convertidor Buck correspondiente a las pruebas antes mencionadas. En la simulación las condiciones iniciales son: tensión en el bus de CD de 50 V con una corriente de referencia de 1 A y con una carga de 23 Ω . Después, en el tiempo $t = 0.002$ s se realiza un cambio en el ciclo de trabajo 0.46 a 0.69 llevando la corriente en el inductor de 1 A a 1.5 A. En el tiempo $t = 0.003$ s se realiza un cambio en el ciclo de trabajo de 0.69 a 0.24, llevando la corriente en el inductor de 1.5 A a 0.5 A. En el tiempo $t = 0.005$ s se realiza un cambio en la tensión de entrada de 50 V a 200 V, llevando la corriente en el inductor de 0.5 A a 2.08 A. En el tiempo $t = 0.006$ s se realiza un cambio en el ciclo de trabajo de 0.24 a 0.28, provocando un cambio en la corriente de 2.08 A a 2.4 A. Por último, en el tiempo $t = 0.008$ s se realiza un cambio en el ciclo de trabajo de 0.28 a 0.172.

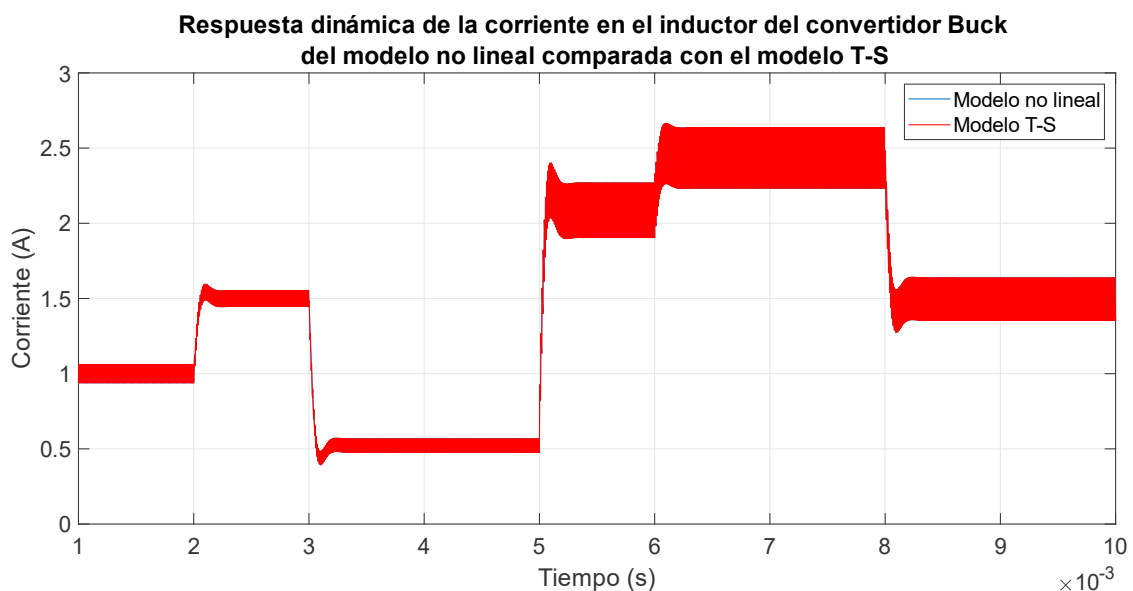


Figura 5.2. Respuesta dinámica de la corriente en el inductor del convertidor Buck del modelo no lineal comparado con el modelo T-S.

Asimismo, en la Figura 5.2 se observa que el modelo T-S y el modelo no lineal promediado del convertidor Buck presentan dinámicas idénticas. Por lo tanto, el modelo T-S demuestra ser capaz de representar exactamente al sistema no lineal del convertidor Buck.

5.2.2 Diseño PDC para el convertidor Buck

A partir de cada modelo local lineal del apartado 5.2.1 se obtienen las funciones de transferencia que relacionan corriente en el inductor con respecto al ciclo de trabajo. Para obtener dichas funciones de transferencia se utilizó la ecuación 4.15.

$$G = C \cdot (s \cdot I - A)^{-1} \cdot B \cdot u \quad 4.15$$

Luego entonces, para obtener las funciones de transferencia se sustituyen las matrices de la ecuación 4.13 en la ecuación 4.15, obteniendo lo siguiente:

$$G_1 = \frac{i_{L_1}}{d_1} = \frac{[1 \ 0] \begin{bmatrix} s + \frac{1}{C_1 R_{Buck}} & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C_1} & s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \rho_1 \\ 0 \end{bmatrix}}{s^2 + \frac{1}{C_1 R_{Buck}} s + \frac{1}{LC_1}} \quad 4.16$$

$$G_2 = \frac{i_{L_2}}{d_2} = \frac{[1 \ 0] \begin{bmatrix} s + \frac{1}{C_1 R_{Buck}} & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C_1} & s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{\rho}_1 \\ 0 \end{bmatrix}}{s^2 + \frac{1}{C_1 R_{Buck}} s + \frac{1}{LC_1}} \quad 4.17$$

Simplificado las ecuaciones 4.16 y 4.17 se obtienen las funciones de transferencia corriente en inductor con respecto al ciclo de trabajo de los modelos locales lineales para el convertidor Buck.

$$G_1 = \frac{i_{L_1}}{d_1} = \rho_1 \cdot \frac{L}{R_{Buck}} \cdot \frac{(R_{Buck} C_1 s + 1)}{LC_1 s^2 + \frac{L}{R_{Buck}} s + 1} \quad 4.18$$

$$G_2 = \frac{i_{L_2}}{d_2} = \bar{\rho}_1 \cdot \frac{L}{R_{Buck}} \cdot \frac{(R_{Buck} C_1 s + 1)}{LC_1 s^2 + \frac{L}{R_{Buck}} s + 1} \quad 4.19$$

5.2.2.1 Sintonización de los controladores Tipo III

Las funciones de transferencia corriente en el inductor con respecto al ciclo de trabajo del modelo T-S del convertidor Buck (ver ecuaciones 4.18 y 4.19), son reordenadas obteniendo las siguientes ecuaciones:

$$G_1 = \frac{i_{L_1}}{d_1} = \rho_1 \cdot \frac{L}{R_{Buck}} \cdot \frac{\left(\frac{s}{z_1} + 1\right)}{\frac{s^2}{\omega_0^2} + \frac{s}{\omega_0 Q} + 1} \quad 4.20$$

$$G_2 = \frac{i_{L_2}}{d_2} = \bar{\rho}_1 \cdot \frac{L}{R_{Buck}} \cdot \frac{\left(\frac{s}{z_2} + 1\right)}{\frac{s^2}{\omega_0^2} + \frac{s}{\omega_0 Q} + 1} \quad 4.21$$

Donde ω_0 es la frecuencia de resonancia (4.22), Q el factor de calidad (4.23), z_1 es la ubicación del cero del modelo local uno y z_2 es la ubicación del cero del modelo local dos (4.24).

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{LC_1}} \quad 4.22$$

$$Q = \frac{1}{\omega_0} \frac{R_{Buck}}{L} \quad 4.23$$

$$z_1 = \frac{1}{R_{Buck} C_1} \quad 4.24$$

$$z_2 = \frac{1}{R_{Buck} C_1} \quad 4.25$$

Después, los controladores Tipo III se sintonizan utilizando el método de sintonización mostrado en el apartado 4.1.1, obteniendo márgenes de ganancia, márgenes de fase y anchos de banda similares a los de controlador Tipo III del convertidor Buck mostrado en el apartado 4.2. La ecuación 4.26 corresponde la función de transferencia del

controlador Tipo III del modelo local uno, y la ecuación 4.27 corresponde la función de transferencia del controlador Tipo III del modelo local dos.

$$H_1(s) = \frac{209280(s+31320)^2}{s(s+42590)(s+314200)} \quad 4.26$$

$$H_2(s) = \frac{77828(s+31320)^2}{s(s+42590)(s+314200)} \quad 4.27$$

En la Figura 5.3 se observa un diagrama a bloques del controlador Tipo III T-S para el convertidor Buck. En la figura se pueden observar los dos controladores Tipo III, así como también la ponderación difusa del modelo T-S.

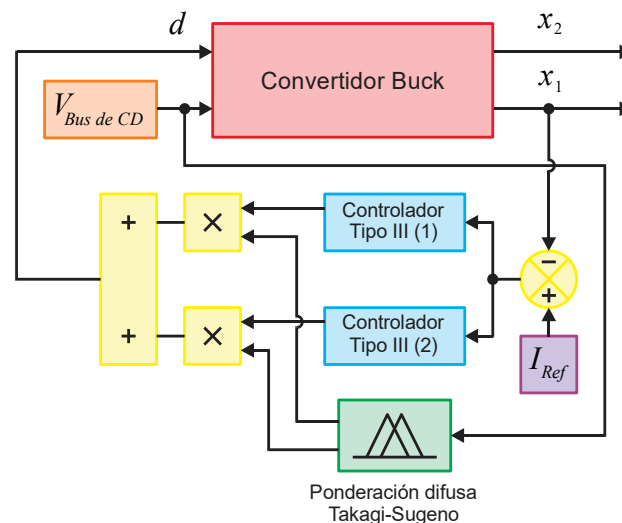


Figura 5.3. Diagrama a bloques del controlador Tipo III para el convertidor Buck.

5.2.3 Discretización del controlador Tipo III T-S para el convertidor Buck

Al igual que la discretización del controlador Tipo III para el convertidor Buck del apartado 4.2.1, los controladores Tipo III del modelo T-S se discretizarán con un periodo de muestreo de $10 \mu s$, mediante el comando $c2d$ y utilizando zero - polo *match* como método de discretización. La funciones de transferencia de los controladores Tipo III del modelo T-S en el tiempo continuo (ver ecuación 4.26 y 4.7) son discretizadas, obteniendo las siguientes funciones de transferencia en el tiempo discreto.

$$H_1(z) = \frac{0.70456(z-0.7311)^2}{(z-1)(z-0.6532)(z-0.04321)} \quad 4.28$$

$$H_2(z) = \frac{0.26202(z-0.7311)^2}{(z-1)(z-0.6532)(z-0.04321)} \quad 4.29$$

Las ecuaciones en diferencia de las funciones de transferencia discretas son las siguientes:

$$y_1[k] = 1.6964 \cdot y_1[k-1] - 0.724618 \cdot y_1[k-2] + 0.0282182 \cdot y_1[k-3] + \dots \\ \dots + 0.70456 \cdot e_1[k-1] - 1.03021 \cdot e_1[k-2] + 0.376592 \cdot e_1[k-3] \quad 4.30$$

$$y_2[k] = 1.6964 \cdot y_2[k-1] - 0.724618 \cdot y_2[k-2] + 0.0282182 \cdot y_2[k-3] + \dots \\ \dots + 0.26202 \cdot e_2[k-1] - 0.383126 \cdot e_2[k-2] + 0.140052 \cdot e_2[k-3] \quad 4.31$$

Asimismo, las funciones de ponderación del modelo T-S deben ser discretizadas ya que son programadas en el microcontrolador. Por lo tanto, las ecuaciones de ponderación 4.7 y 4.9, son discretizadas obteniendo las siguientes ecuaciones en el tiempo discreto.

$$n_0^1 = \frac{220000 - \rho_1(z)}{20000 - 50000} \quad 4.32$$

$$n_1^1 = \frac{-50000 - \rho_1(z)}{220000 - 50000} \quad 4.33$$

5.2.4 Simulación en lazo cerrado del controlador Tipo III T-S para el convertidor Buck

Para observar el funcionamiento del controlador Tipo III T-S se realizó la simulación del mismo en el software *Simulink* de *MATLAB*®. La simulación realizada consistió en realizar cambios de carga con diferentes valores en la tensión de entrada y con diferentes valores en corriente de referencia, y realizar cambios de referencia con diferentes valores de carga y con diferentes valores en la tensión de entrada.

En la Figura 5.4 se observa la respuesta dinámica de la corriente en el inductor del convertidor Buck correspondiente a la prueba antes mencionada. En la simulación las condiciones iniciales son: tensión en el bus de CD 80 V con una corriente de referencia de 1 A y con una carga de $23\ \Omega$. En el tiempo $t = 0.002\text{ s}$ se realiza un cambio de carga llevando la carga de $23\ \Omega$ a $10.9\ \Omega$, y en el tiempo $t = 0.003\text{ s}$ se regresa el valor de la carga a $23\ \Omega$. En el tiempo $t = 0.004\text{ s}$ se realiza un cambio en la tensión del bus de CD de 80 V a 200 V . En el tiempo $t = 0.005\text{ s}$ se realiza un cambio en la corriente de referencia, llevando la corriente de 1 A a 2.08 A . En el tiempo $t = 0.006\text{ s}$ se realiza un cambio de carga llevando la carga de $23\ \Omega$ a $10.9\ \Omega$, y en el tiempo $t = 0.007\text{ s}$ se regresa el valor de la carga a $23\ \Omega$. Por ultimo en el tiempo $t = 0.008\text{ s}$ se realiza un cambio en la tensión del bus de CD de 200 V a 80 V , y en el tiempo $t = 0.009\text{ s}$ regresa el valor de la tensión en el bus de CD a 200 V .

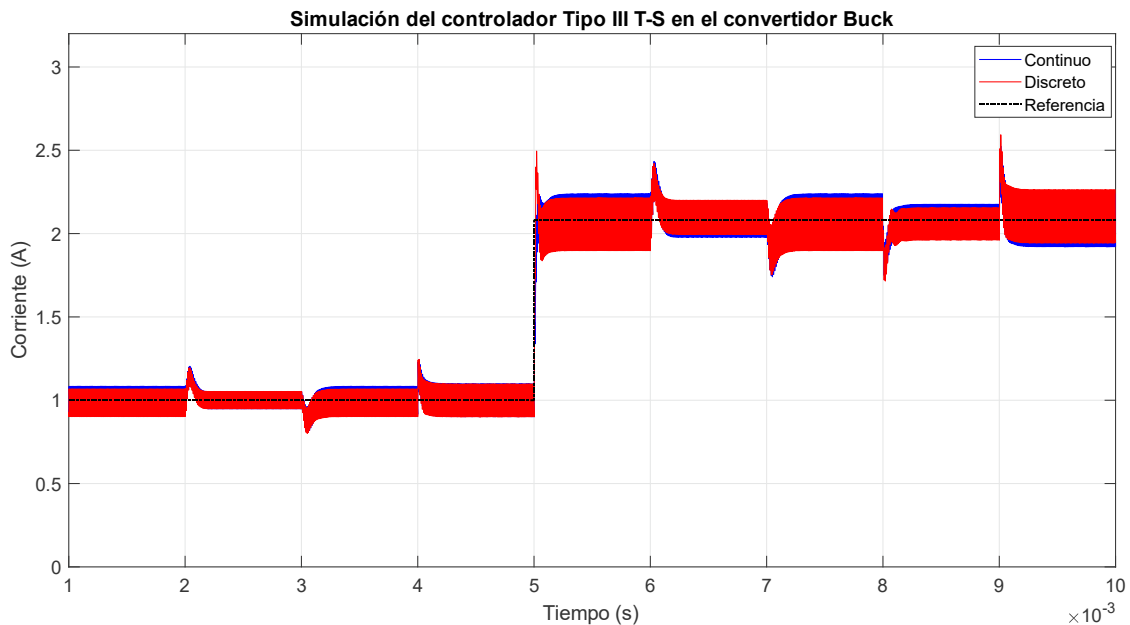


Figura 5.4. Respuesta dinámica de la corriente en el inductor del controlador Tipo III T-S en el convertidor Buck.

En la Figura 5.4 la línea azul es la simulación correspondiente al tiempo continuo y la línea roja corresponde al tiempo discreto. De igual forma, se puede observar un pequeño desfase en la simulación en el tiempo discreto con respecto a la referencia,

esto se debe al efecto de muestreo y retención del retenedor de orden cero y a los retrasos del sistema. Esto último debe ser considerado ya que es una forma de emular el efecto del convertidor *ADC* del microcontrolador.

En la Figura 5.5 se observa la respuesta dinámica de las funciones de pertenencia, así como la suma de ellas, en el tiempo continuo y en el tiempo discreto. En la figura se observa que ambas funciones de pertenencia (ξ_1 y ξ_2), tanto en continuo como en discreto, realizan cambios instantáneos de grados de pertenencia, esto se debe a que dichas funciones de pertenencia están en función de la tensión de entrada (bus de CD), por lo tanto, al realizar un cambio instantáneo en la tensión del bus de CD, este se ve reflejado en las funciones de pertenencia de manera instantánea. Además, en la figura se observa que la suma de ambas funciones de pertenencia tienen el valor de uno.

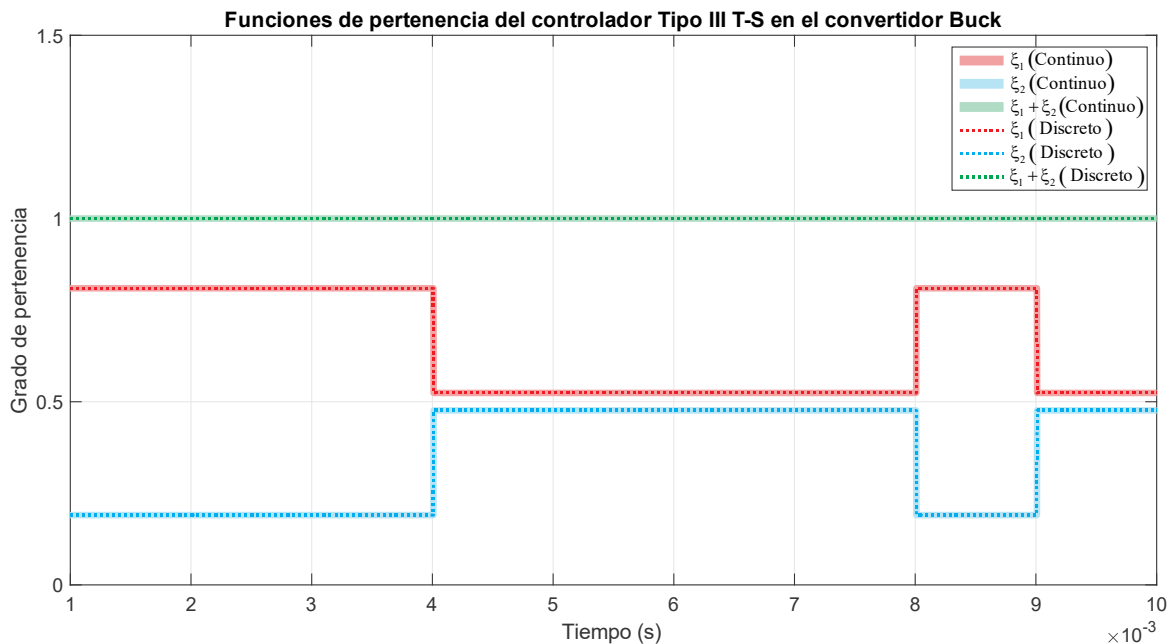


Figura 5.5. Funciones de pertenencia del controlador Tipo III T-S en el convertidor Buck.

En la Figura 5.6 se observa el esfuerzo de control correspondiente a las pruebas mostradas en la Figura 5.4. En la figura la línea azul es la simulación correspondiente al tiempo continuo y la línea roja es la simulación correspondiente al tiempo discreto.

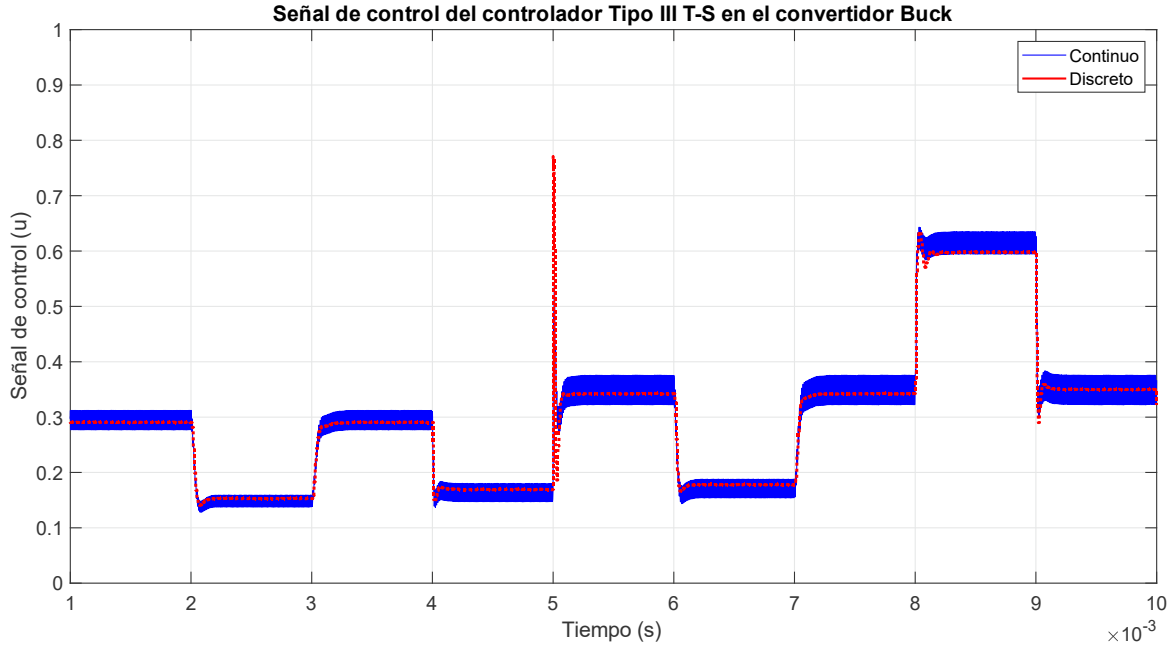


Figura 5.6. Señal de control del controlador Tipo III en el convertidor Buck la línea azul corresponde al tiempo continuo y la línea roja corresponde al tiempo discreto.

5.3 Diseño del controlador Tipo III T-S para el convertidor bidireccional en modo Boost

5.3.1 Modelo Takagi-Sugeno del convertidor Boost

La obtención del modelo T-S para el convertidor Boost se lleva a cabo conforme a la metodología planteada en el apartado 5.1.

1. *Definición del modelo no lineal que represente la dinámica del sistema.*

Se utiliza el modelo no lineal promediado del convertidor Boost descrito en la ecuación 2.29 del apartado 3.2.2 (ver ecuación 4.34)

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{(1-d)}{L} \\ \frac{(1-d)}{C_2} & -\frac{1}{R_{Boost} \cdot C_2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} \cdot V_{Bateria} \quad 4.34$$

$$y = [1 \quad 0] \cdot \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix}$$

Reordenando la ecuación 4.34 se obtiene la siguiente ecuación:

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C_2} & -\frac{1}{R_{Boost} \cdot C_2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{x_2}{L} \\ -\frac{x_1}{C} \end{bmatrix} d + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} \cdot V_{Bateria} \quad 4.35$$

$$y = [1 \quad 0] \cdot \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix}$$

2. Determinación de las variables programadas.

Las variables programadas son iguales a las no linealidades del sistema no lineal de la ecuación 4.35.

$$\rho_1 = \frac{x_2}{L} \quad 4.36$$

$$\rho_2 = -\frac{x_1}{C_2} \quad 4.37$$

3. *Determinación el número de reglas (r)*, el cual es determinado por el número de variables programadas o no linealidades.

$$r = 2^2 = 4 \text{ reglas}$$

Por lo tanto, se tendrán cuatro modelos locales lineales.

4. Definición de los límites de las variables de programación.

Para el convertidor Boost se tienen dos variables de programación, representadas en la ecuación 4.36 y la ecuación 4.37, que a su vez están definidas como $\rho_1(t) \in [\underline{\rho}_1 \quad \overline{\rho}_1]$ y $\rho_2(t) \in [\underline{\rho}_2 \quad \overline{\rho}_2]$ respectivamente.

Considerando los niveles de tensión que tiene el bus de CD, así también, como los niveles de corriente en el inductor en el sistema aislado bajo estudio, se establecieron los siguientes límites para las variables de programación.

$$\rho_1(t) \in [50000 \quad 220000] \quad 4.38$$

$$\rho_2(t) \in [-2288000 \quad -292000] \quad 4.39$$

5. Determinación de las funciones de ponderación.

Para este modelo se tienen cuatro funciones de ponderación, las cuales están en función de los límites de las variables de programación establecidos anteriormente.

El cálculo de la primera función de ponderación es:

$$n_0^1 = \frac{\overline{\rho_1} - \rho_1(t)}{\rho_1 - \underline{\rho_1}} = \frac{220000 - \rho_1(t)}{220000 - 50000} \quad 4.40$$

El cálculo de la segunda función de ponderación es:

$$n_1^1 = 1 - n_0^1 = \frac{-50000 - \rho_1(t)}{220000 - 50000} \quad 4.41$$

La variable programada ρ_1 se calcula de la siguiente forma:

$$\rho_1(t) = 220000 \cdot n_1^1 + 50000 \cdot n_0^1 \quad 4.42$$

El cálculo de la tercera función de ponderación es:

$$n_0^2 = \frac{\overline{\rho_2} - \rho_2(t)}{\rho_2 - \underline{\rho_2}} = \frac{-292000 - \rho_2(t)}{-292000 + 2288000} \quad 4.43$$

El cálculo de la cuarta función de ponderación es:

$$n_1^2 = 1 - n_0^2 = \frac{2288000 - \rho_2(t)}{-292000 + 2288000} \quad 4.44$$

La variable programada ρ_2 se calcula de la siguiente forma:

$$\rho_2(t) = 220000 \cdot n_1^1 + 50000 \cdot n_0^1 \quad 4.45$$

6. Determinación de las funciones de pertenencia

Las funciones de pertenecía se obtienen de la combinaci3n de las funciones de ponderaci3n por cada regla.

$$\xi_1(z) = n_0^1 \cdot n_0^2$$

$$\xi_2(z) = n_0^1 \cdot n_1^2$$

$$\xi_3(z) = n_1^1 \cdot n_0^2$$

$$\xi_4(z) = n_1^1 \cdot n_1^2$$

4.46

7. La evaluaci3n de los modelos locales, se realizan al hacer la combinaci3n para cada regla.

•Regla 1

Si ρ_1 es n_0^1 y ρ_2 es n_0^2 **Entonces** $\dot{x}(t) = A_1x(t) + B_1u(t)$
 $y(t) = C_1x(t)$

•Regla 2

Si ρ_1 es n_0^1 y ρ_2 es n_1^2 **Entonces** $\dot{x}(t) = A_2x(t) + B_2u(t)$
 $y(t) = C_2x(t)$

•Regla 3

Si ρ_1 es n_1^1 y ρ_2 es n_0^2 **Entonces** $\dot{x}(t) = A_3x(t) + B_3u(t)$
 $y(t) = C_3x(t)$

•Regla 4

Si ρ_1 es n_1^1 y ρ_2 es n_1^2 **Entonces** $\dot{x}(t) = A_4x(t) + B_4u(t)$
 $y(t) = C_4x(t)$

Donde:

$$A_1 = A_2 = A_3 = A_4 = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C_2} & -\frac{1}{R_{Boost}C_2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -1000 \\ 1000000 & 43478.26 \end{bmatrix}$$

$$B_1 = \begin{bmatrix} \underline{\rho_1} \\ \underline{\rho_2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 50000 \\ -2288000 \end{bmatrix}; \quad B_2 = \begin{bmatrix} \overline{\rho_1} \\ \overline{\rho_2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 50000 \\ -292000 \end{bmatrix};$$

4.47

$$B_3 = \begin{bmatrix} \underline{\rho_1} \\ \underline{\rho_2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 220000 \\ -2288000 \end{bmatrix}; \quad B_4 = \begin{bmatrix} \overline{\rho_1} \\ \overline{\rho_2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 220000 \\ -292000 \end{bmatrix};$$

$$C_1 = C_2 = C_3 = C_4 = [1 \quad 0]$$

Ahora bien, el sistema T-S para el convertidor Boost está representado de la siguiente forma (ver ecuación 4.48):

$$\dot{x}(t) = \sum_{i=1}^4 \xi(\rho(t)) \cdot (A_i x(t) + B_i u(t))$$

4.48

$$y(t) = \sum_{i=1}^4 \xi(\rho(t)) \cdot (C_i(t))$$

5.3.1.1 Simulación del modelo dinámico en forma de sistema Takagi-Sugeno

Con la finalidad de observar la similitud del modelo T-S (ver ecuación 4.48) y la del modelo no lineal promediado del convertidor Boost se realizó una simulación considerando diferentes parámetros. La simulación consistió en realizar cambios en el ciclo de trabajo con diferentes valores de tensión de entrada, estos cambios generan diferentes valores de corriente de referencia en el inductor, por lo que se tienen diferentes puntos de operación para el convertidor Boost.

En la Figura 5.7 se observa la corriente en el inductor del convertidor Boost correspondiente a las pruebas antes mencionadas. En la simulación las condiciones iniciales son: una tensión en la batería de 25 V con una corriente de referencia de 1 A

y con una carga de 400Ω . En el tiempo $t = 0.006 \text{ s}$ se realiza un cambio en el ciclo de trabajo de 0.75 a 0.795 llevando la corriente del inductor de 1 A a 1.5 A . En el tiempo $t = 0.01 \text{ s}$ se realiza un cambio en la tensión de en la batería de 25 V a 48 V , provocando un cambio en la corriente de 1.5 A a 3 A . Por último, en el tiempo $t = 0.016 \text{ s}$ se realiza un cambio en el ciclo de trabajo de 0.795 a 0.74, llevando la corriente del inductor de 3 A a 2.08 A .

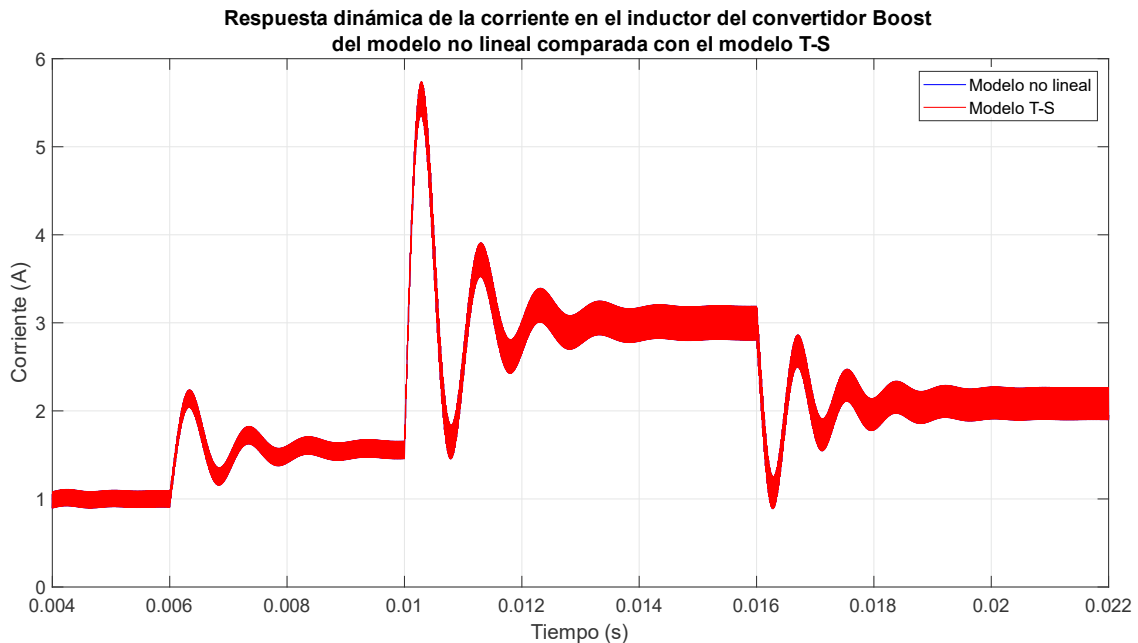


Figura 5.7. Respuesta dinámica de la corriente en el inductor el convertidor Boost del modelo no lineal comparado con el modelo T-S

En la Figura 5.7 se observa que el modelo T-S presenta una respuesta dinámica idéntica a la que presenta el modelo no lineal promediado del convertidor Boost. Por lo tanto, el modelo T-S demuestra ser capaz de representar exactamente al sistema no lineal del convertidor Boost.

5.3.2 Diseño PDC para el convertidor Boost

A partir de cada modelo lineal local se obtienen las funciones de transferencia que relacionan corriente en el inductor con respecto al ciclo de trabajo. Para obtener dichas funciones de transferencia se hizo uso de la ecuación 4.15. Luego entonces, para obtener las funciones de transferencia se sustituyen las matrices de la ecuación 4.47 en la ecuación 4.15, obteniendo lo siguiente:

$$G_1 = \frac{i_{L_1}}{d_1} = \frac{[1 \ 0] \begin{bmatrix} s + \frac{1}{C_2 R_{Boost}} & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C_2} & s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \underline{\rho_1} \\ \underline{\rho_2} \end{bmatrix}}{s^2 + \frac{1}{C_2 R_{Boost}} s + \frac{1}{LC_2}} \quad 4.49$$

$$G_2 = \frac{i_{L_2}}{d_2} = \frac{[1 \ 0] \begin{bmatrix} s + \frac{1}{C_2 R_{Boost}} & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C_2} & s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \overline{\rho_1} \\ \overline{\rho_2} \end{bmatrix}}{s^2 + \frac{1}{C_2 R_{Boost}} s + \frac{1}{LC_2}} \quad 4.50$$

$$G_3 = \frac{i_{L_3}}{d_3} = \frac{[1 \ 0] \begin{bmatrix} s + \frac{1}{C_2 R_{Boost}} & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C_2} & s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \underline{\rho_1} \\ \underline{\rho_2} \end{bmatrix}}{s^2 + \frac{1}{C_2 R_{Boost}} s + \frac{1}{LC_2}} \quad 4.51$$

$$G_4 = \frac{i_{L_4}}{d_4} = \frac{[1 \ 0] \begin{bmatrix} s + \frac{1}{C_2 R_{Boost}} & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C_2} & s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \overline{\rho_1} \\ \overline{\rho_2} \end{bmatrix}}{s^2 + \frac{1}{C_2 R_{Boost}} s + \frac{1}{LC_2}} \quad 4.52$$

Simplificando las ecuaciones 4.49, 4.50, 4.51 y 4.52 se obtienen las funciones de transferencia corriente en inductor respecto al ciclo de trabajo.

$$G_1 = \frac{i_{L_1}}{d_1} = \frac{\underline{\rho_1} \cdot s + \frac{1}{R_{Boost} C_1} \cdot \underline{\rho_1} - \frac{1}{L} \cdot \underline{\rho_2}}{s^2 + \frac{1}{R_{Boost} C_1} \cdot s + \frac{1}{LC_1}} \quad 4.53$$

$$G_2 = \frac{i_{L_2}}{d_2} = \frac{\underline{\rho}_1 \cdot s + \frac{1}{R_{Boost} C_1} \cdot \underline{\rho}_1 - \frac{1}{L} \cdot \underline{\rho}_2}{s^2 + \frac{1}{R_{Boost} C_1} \cdot s + \frac{1}{LC_1}} \quad 4.54$$

$$G_3 = \frac{i_{L_3}}{d_3} = \frac{\overline{\rho}_1 \cdot s + \frac{1}{R_{Boost} C_1} \cdot \overline{\rho}_1 - \frac{1}{L} \cdot \overline{\rho}_2}{s^2 + \frac{1}{RC_1} \cdot s + \frac{1}{LC_1}} \quad 4.55$$

$$G_4 = \frac{i_{L_4}}{d_4} = \frac{\overline{\rho}_1 \cdot s + \frac{1}{R_{Boost} C_1} \cdot \overline{\rho}_2 - \frac{1}{L} \cdot \overline{\rho}_2}{s^2 + \frac{1}{R_{Boost} C_1} \cdot s + \frac{1}{LC_1}} \quad 4.56$$

5.3.2.1 Sintonización de los controladores Tipo III

Las funciones de transferencia corriente en el inductor con respecto al ciclo de trabajo del modelo T-S del convertidor Boost (ver ecuaciones 4.53, 4.54, 4.55 y 4.56), son reordenadas obteniendo las siguientes ecuaciones:

$$G_1 = \frac{i_{L_1}}{d_1} = \frac{(LC_2 \underline{\rho}_1) \cdot (L \underline{\rho}_1 - C_2 R_{Boost} \underline{\rho}_2)}{C_2 RL \underline{\rho}_1} \cdot \frac{\left(\frac{s}{z_1} + 1 \right)}{\frac{s^2}{\omega_0^2} + \frac{s}{\omega_0 Q} + 1} \quad 4.57$$

$$G_2 = \frac{i_{L_2}}{d_2} = \frac{(LC_2 \underline{\rho}_1) \cdot (L \underline{\rho}_1 - C_2 R_{Boost} \overline{\rho}_2)}{C_2 RL \underline{\rho}_1} \cdot \frac{\left(\frac{s}{z_2} + 1 \right)}{\frac{s^2}{\omega_0^2} + \frac{s}{\omega_0 Q} + 1} \quad 4.58$$

$$G_3 = \frac{i_{L_3}}{d_3} = \frac{(LC_2 \overline{\rho}_1) \cdot (L \overline{\rho}_1 - C_2 R_{Boost} \underline{\rho}_2)}{C_2 RL \overline{\rho}_1} \cdot \frac{\left(\frac{s}{z_3} + 1 \right)}{\frac{s^2}{\omega_0^2} + \frac{s}{\omega_0 Q} + 1} \quad 4.59$$

$$G_4 = \frac{i_{L_4}}{d_4} = \frac{(LC_2 \overline{\rho_1}) \cdot (L \overline{\rho_1} - C_2 R_{Boost} \overline{\rho_2})}{C_2 RL \overline{\rho_1}} \cdot \frac{\left(\frac{s}{z_4} + 1 \right)}{\frac{s^2}{\omega_0^2} + \frac{s}{\omega_0 Q} + 1} \quad 4.60$$

Donde ω_0 es la frecuencia de resonancia (4.22), Q el factor de calidad (4.23), z_1 es la ubicación del cero del modelo local uno y z_2 es la ubicación del cero del modelo local dos, z_3 es la ubicación del cero del modelo local tres y z_4 es la ubicación del cero del modelo local cuatro.

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{LC_1}} \quad 4.61$$

$$Q = \frac{1}{\omega_0} \frac{R_{Boost}}{L} \quad 4.62$$

$$z_1 = \frac{L \rho_1 - RC_2 \rho_2}{C_2 RL \rho_1} \quad 4.63$$

$$z_2 = \frac{L \underline{\rho_1} - RC_2 \overline{\rho_2}}{C_2 RL \underline{\rho_1}} \quad 4.64$$

$$z_3 = \frac{L \overline{\rho_1} - RC_2 \rho_2}{C_2 RL \overline{\rho_1}} \quad 4.65$$

$$z_4 = \frac{L \overline{\rho_1} - RC_2 \overline{\rho_2}}{C_2 RL \overline{\rho_1}} \quad 4.66$$

Después, los controladores Tipo III se sintonizan con el método de sintonización mostrado en el apartado 4.1.1, obteniendo márgenes de ganancia, márgenes de fase y anchos de banda similares a los de controlador Tipo III del convertidor Boost mostrado en el apartado 4.3. La ecuación 4.67 corresponde la función de transferencia del controlador Tipo III del modelo local uno, la ecuación 4.68 corresponde la función de transferencia del controlador Tipo III del modelo local dos, la ecuación 4.69

corresponde la función de transferencia del controlador Tipo III del modelo local tres y la ecuación 4.70 corresponde la función de transferencia del controlador Tipo III del modelo local cuatro.

$$H_1(s) = \frac{133050(s + 31620)^2}{s(s + 65000)(s + 314200)} \quad 4.67$$

$$H_2(s) = \frac{106340(s + 31620)^2}{s(s + 7500)(s + 314200)} \quad 4.68$$

$$H_3(s) = \frac{27614(s + 31620)^2}{s(s + 13860)(s + 314200)} \quad 4.69$$

$$H_4(s) = \frac{29571(s + 31620)^2}{s(s + 3409)(s + 314200)} \quad 4.70$$

En la Figura 5.8 se observa un diagrama a bloques del controlador Tipo III T-S para el convertidor Boost. Se pueden observar los cuatro controladores Tipo III, así también como la ponderación difusa del modelo T-S.

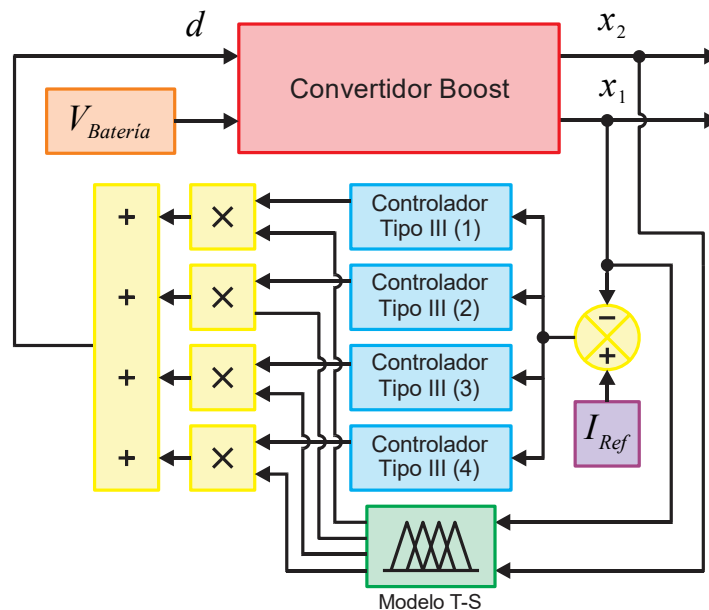


Figura 5.8. Diagrama a bloques del controlador Tipo III T-S para el convertidor Boost.

5.3.3 Discretización del controlador Tipo III T-S para el convertidor Buck

La funciones de transferencia de los controladores Tipo III del modelo T-S en el tiempo continuo (ver ecuaciones 4.67, 4.68, 4.69 y 4.70) son discretizadas, obteniendo las siguientes funciones de transferencia en el tiempo discreto.

$$H_1(z) = \frac{0.40563(z-0.7289)^2}{(z-1)(z-0.522)(z-0.04321)} \quad 4.71$$

$$H_2(z) = \frac{0.42475(z-0.7289)^2}{(z-1)(z-0.9277)(z-0.04321)} \quad 4.72$$

$$H_3(z) = \frac{0.10691(z-0.7289)^2}{(z-1)(z-0.8706)(z-0.04321)} \quad 4.73$$

$$H_4(z) = \frac{0.12053(z-0.7289)^2}{(z-1)(z-0.9665)(z-0.04321)} \quad 4.74$$

Las ecuaciones en diferencia de las ecuaciones anteriores son las siguientes:

$$y_1[k] = 1.5652 \cdot y_1[k-1] - 0.58775 \cdot y_1[k-2] + 0.0225504 \cdot y_1[k-3] + \dots \\ \dots + 0.40563 \cdot e_1[k-1] - 0.591327 \cdot e_1[k-2] + 0.215509 \cdot e_1[k-3] \quad 4.75$$

$$y_2[k] = 1.9709 \cdot y_2[k-1] - 1.01098 \cdot y_2[k-2] + 0.0400766 \cdot y_2[k-3] + \dots \\ \dots + 0.42475 \cdot e_2[k-1] - 0.619201 \cdot e_2[k-2] + 0.225668 \cdot e_2[k-3] \quad 4.76$$

$$y_3[k] = 1.9138 \cdot y_3[k-1] - 0.95141 \cdot y_3[k-2] + 0.0376099 \cdot y_3[k-3] + \dots \\ \dots + 0.10691 \cdot e_3[k-1] - 0.155853 \cdot e_3[k-2] + 0.0568008 \cdot e_3[k-3] \quad 4.77$$

$$y_4[k] = 2.0097 \cdot y_4[k-1] - 1.05145 \cdot y_4[k-2] + 0.0417528 \cdot y_4[k-3] + \dots \\ \dots + 0.12053 \cdot e_4[k-1] - 0.175709 \cdot e_4[k-2] + 0.064037 \cdot e_4[k-3] \quad 4.78$$

Asimismo, las funciones de ponderación del modelo T-S deben ser discretizadas ya que son programadas en el microcontrolador. Por lo tanto, las ecuaciones de

ponderación 4.40, 4.41, 4.43 y 4.44 son discretizadas obteniendo las siguientes ecuaciones en el tiempo discreto.

$$n_0^1 \frac{220000 - \rho_1(z)}{20000 - 50000} \quad 4.79$$

$$n_1^1 = \frac{-50000 - \rho_1(z)}{220000 - 50000} \quad 4.80$$

$$n_0^2 = \frac{-292000 - \rho_2(z)}{292000 - 2288000} \quad 4.81$$

$$n_1^2 = \frac{2288000 - \rho_2(z)}{-292000 + 2288000} \quad 4.82$$

5.3.4 Simulación en lazo cerrado del controlador Tipo III T-S para el convertidor Boost

Con el fin de observar el funcionamiento del controlador Tipo III T-S se realizó la simulación del mismo. La simulación consistió en realizar cambios de carga con diferentes valores de corriente de referencia.

En la Figura 5.9 se observa la corriente en el inductor del convertidor Boost correspondiente a la prueba antes mencionada. En la simulación las condiciones iniciales son: tensión en la batería de 48 V con una corriente de referencia de 1 A y con una carga de 400 Ω. En el tiempo $t = 0.004$ s se realiza un cambio de carga, llevando la carga de 400 Ω a 110 Ω, en el tiempo $t = 0.006$ s la carga regresa al valor de 400 Ω. En el tiempo $t = 0.01$ s se realiza un cambio en la corriente de referencia de 1 A a 2.08 A. En el tiempo $t = 0.014$ s se realiza un cambio de carga, llevando la carga de 400 Ω a 110 Ω, por último, en el tiempo $t = 0.016$ s la carga regresa al valor de 400 Ω.

En la Figura 5.9 la línea azul es la simulación correspondiente al tiempo continuo y la línea roja corresponde al tiempo discreto. En la figura se puede observar un pequeño desplazamiento en la referencia en el tiempo discreto, esto se debe al efecto de muestreo y retención del retenedor de orden cero y a los retardos del sistema.

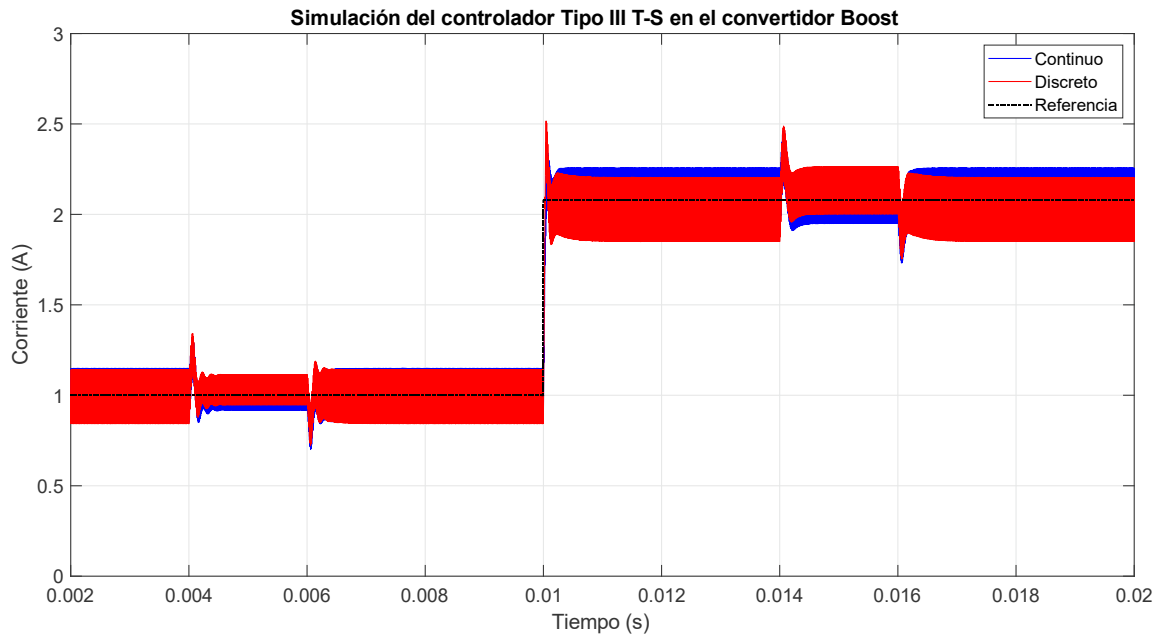


Figura 5.9. Respuesta dinámica de la corriente en el inductor del controlador Tipo III T-S en el convertidor Boost.

En la Figura 5.10 se observan la respuesta dinámica de las funciones de pertenencia así como la suma de ellas, en el tiempo continuo y en el tiempo discreto.

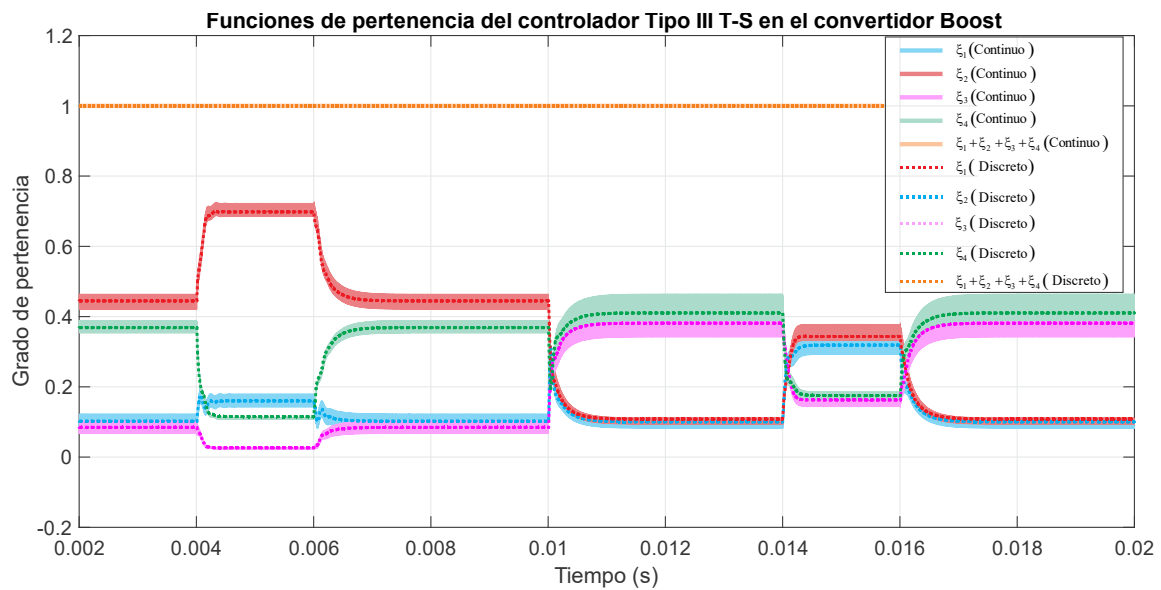


Figura 5.10. Funciones de pertenencia del controlador Tipo III T-S en el convertidor Boost.

En la Figura 5.11 se observa el esfuerzo de control correspondiente a la simulación mostrada en la Figura 5.9. La línea azul es la simulación correspondiente al tiempo continuo y la línea roja corresponde al tiempo discreto.

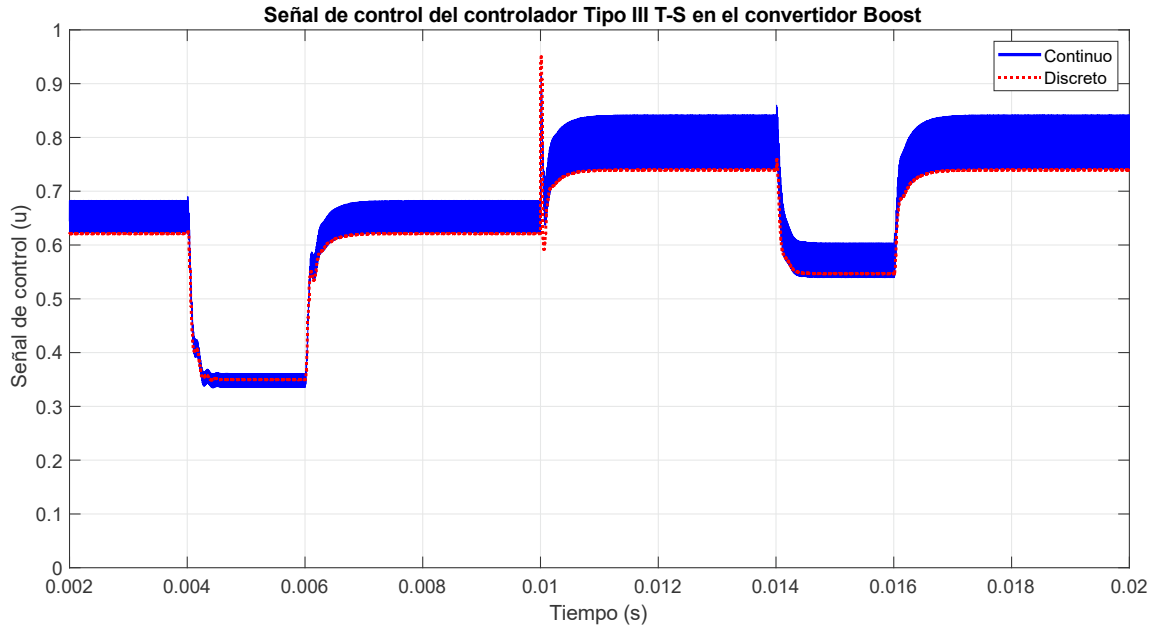


Figura 5.11. Señal del controlador Tipo III T-S en el convertidor Boost, la línea azul continua corresponde al tiempo continuo y la línea punteada corresponde al tiempo discreto.

CAPÍTULO 6. IMPLEMENTACIÓN Y RESULTADOS EXPERIMENTALES

6.1 Construcción del prototipo del convertidor bidireccional

Una vez seleccionados todos los componentes del convertidor bidireccional se realizó el diseño del prototipo en el software *Altium Designer*®. La selección de los componentes se realizó en el apartado 3.4.1 y los resultados se muestran en la Tabla 3.4 del mismo apartado. Asimismo, en el Anexo A se observa la selección de los sensores y su acondicionamiento necesario.

El diseño del convertidor bidireccional incluye una etapa de potencia y una de control. En la etapa de potencia se encuentran, los capacitores, los *MOSFET*, diodos y el inductor. En la etapa de control se encuentran todos los sensores, además de todo lo necesario para el adiconamiento de señal. En la Figura 6.1 se observa el diseño del *PCB* del convertidor bidireccional, la Figura 6.1 a) corresponde a la capa inferior donde se encuentran las conexiones de potencias, la Figura 6.1 b) corresponde a la capa superior donde se encuentran principalmente las conexiones de control.

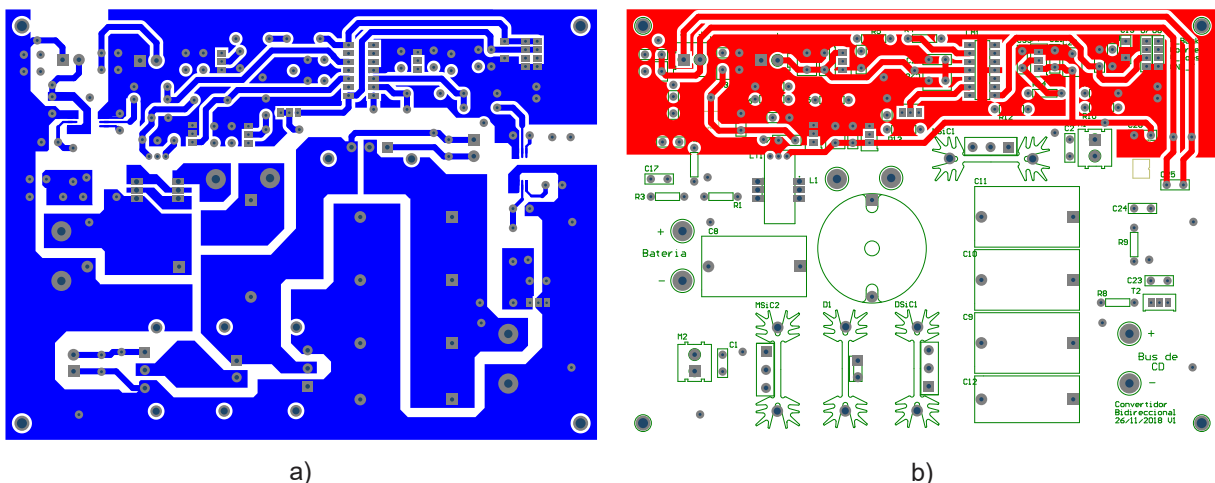


Figura 6.1. *PCB* del convertidor bidireccional, a) capa inferior b) capa superior.

Una vez diseñado del convertidor bidireccional, se mandó a fabricar el *PCB*, para obtener mejor calidad de fabricación, con el fin de desprejar todo el ruido o imperfecciones que pudiera suceder al realizar una fabricación rudimentaria. En la Figura 6.2 se observa el convertidor bidireccional terminado y con el que se realizaron todas las pruebas.

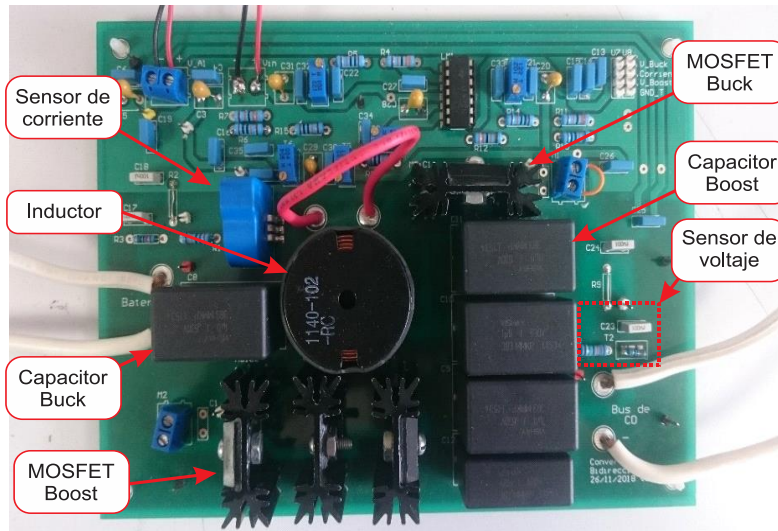


Figura 6.2. Prototipo del convertidor bidireccional.

6.1.1 Pruebas del convertidor bidireccional en lazo abierto

Primeramente, para comprobar el correcto diseño y funcionamiento del convertidor bidireccional se realizaron las pruebas del convertidor Buck y del convertidor Boost en lazo abierto. Estas pruebas fueron realizadas al punto de diseño de los convertidores, es decir a su máxima potencia de diseño.

En la Figura 6.3 se observa la tensión de salida y la corriente del inductor del convertidor bidireccional en modo Buck, el valor promedio de la tensión de salida es de 49.66 V y valor promedio de la corriente del inductor es de 2.223 A , luego entonces, el valor deseado en ese punto de operación debe ser 48 V en la tensión de salida y de 2.083 A de corriente en el inductor.

En la Figura 6.4 se observa la tensión de salida y la corriente del inductor en el convertidor bidireccional en modo Boost, en este caso, el valor promedio de la tensión de salida es de 199.3 V y el valor promedio de la corriente del inductor es de 2.268 A , asimismo, el valor deseado en ese punto de operación debe ser de 200 V en la tensión de salida y de 2.268 A de corriente en el inductor.

También, se calcularon las eficiencias de cada convertidor del convertidor bidireccional, obteniendo una eficiencia del 91.88% en el caso del convertidor Buck y una eficiencia del 95.10% en el convertidor Boost.

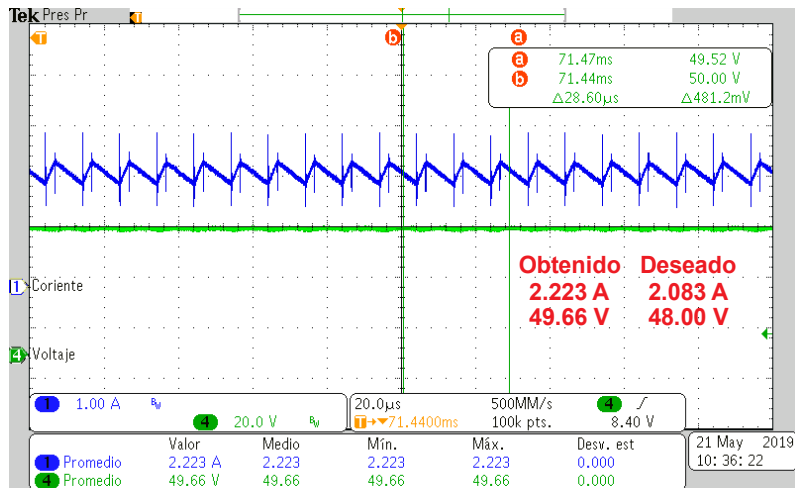


Figura 6.3. Prueba en lazo abierto del convertidor bidireccional en modo Buck. Tensión de salida (línea verde) y corriente en el inductor (línea azul).

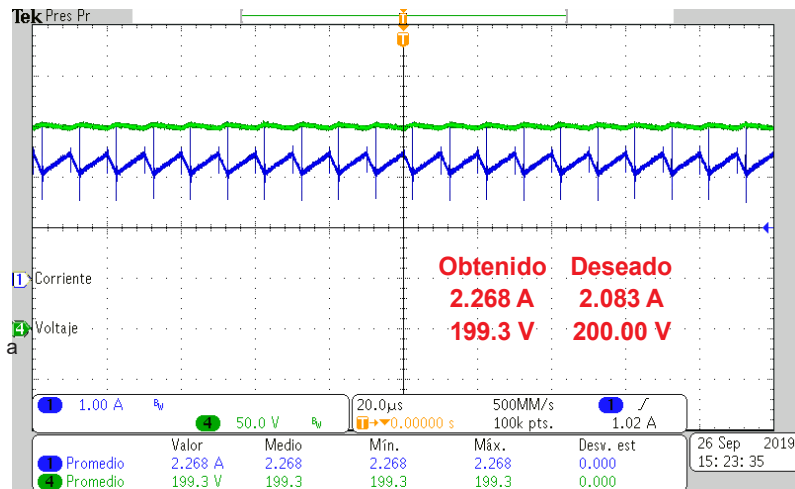


Figura 6.4. Prueba en lazo abierto del convertidor bidireccional en modo Boost. Tensión de salida (línea verde) y corriente en el inductor (línea azul).

6.2 Resultados experimentales

El principal objetivo de las pruebas es observar el comportamiento dinámico de la corriente en el inductor ante cambios de referencia, cambios en la carga, cambios en el bus de CD o cambios en la tensión de la batería, esto debido a la amplia necesidad que tienen este tipo de sistemas de tener control sobre la corriente del convertidor.

Por lo tanto, las pruebas de los controladores consistieron en realizar cambios de carga de entre el 52 % y 90 % con respecto a su carga nominal, pero con diferentes valores de tensión de entrada y con diferentes valores en la corriente de referencia. Además,

se realizaron cambios de referencia de entre 50 % y 70 % con respecto a su corriente de referencia, pero con diferentes valores en la tensión de entrada y con diferentes valores de carga.

Si bien tener un cambio de carga del 90 % o un cambio de referencia del 70 % es un poco complicado en este tipo de sistemas, se seleccionaron estas pruebas con la finalidad de añadir el mayor número de perturbaciones al sistema, y poner a prueba los controladores.

Cabe señalar que, no se realizaron arranques o cambios instantáneos en la tensión de entrada debido a que las fuentes de alimentación del laboratorio no proporcionan un cambio instantáneo en la tensión y la corriente, y aunado a la velocidad de respuesta de los controladores, no es apreciable una perturbación como tal.

De cada prueba realizada se guarda el vector de datos generado por el osciloscopio, para después ser exportado a *MATLAB*® y mediante un filtrado definir mejor los valores de: porcentaje de sobretiro, tiempo de recuperación y tiempo de asentamiento. Asimismo, a partir de los datos filtrados se tomó como criterio de estado estacionario el 5% del valor de la señal de referencia. En el Anexo D se detalla el procedimiento de filtrado de todas las pruebas realizadas.

Después, a partir de los datos filtrados se obtuvieron los siguientes índices de desempeño: Integral del Error Absoluto (*IAE*), Integral del Error Cuadrático (*ISE*) e Integral del Tiempo por Error Absoluto (*ITAE*), definidos por siguientes ecuaciones:

$$IAE = \int_0^T |e| \cdot dt \quad 4.83$$

$$ITAE = \int_0^T |e| \cdot t \cdot dt \quad 4.84$$

$$ISE = \int_0^T e^2 \cdot dt \quad 4.85$$

Además, se realizó una prueba de regulación de corriente para ambos modos de operación del convertidor bidireccional. Esta prueba se realiza aumentando la tensión

de entrada progresivamente, pero manteniendo la corriente de referencia. Se capturan los valores de corriente y tensión de entrada, así como los valores de corriente y tensión de salida, para después mediante la ecuación 4.86 obtener del valor de regulación de corriente, además, los valores antes mencionados se graficaron en *MATLAB*® para tener una mejor apreciación de la regulación.

$$\text{Regulación}_{\text{Corriente}} = \frac{\text{Valor máximo} - \text{Valor mínimo}}{\text{Valor de referencia}} \cdot 100\% \quad 4.86$$

6.2.1 Protocolo de pruebas

Para realizar las pruebas eficientemente se elaboró un protocolo de pruebas el cual se describe a continuación:

1. Seleccionar el modo de operación del convertidor bidireccional (Buck o Boost)
2. Conectar la fuente de entrada y la carga, según sea el modo de operación.
3. Programar en el microcontrolador el controlador Tipo III o Tipo III T-S.
4. Encender las fuentes de poder que alimentan los circuitos de control (impulsor, sensores y microcontrolador).
5. Encender la fuente de entrada del convertidor.
6. Observar en el osciloscopio la señal de corriente en el inductor y la tensión de salida.
7. Activar el *single trigger* del osciloscopio para capturar el siguiente evento. El *trigger* es disparado con el mismo nivel de tensión y el mismo tiempo de captura para todas las pruebas, con la finalidad de lograr una sincronización de las pruebas.
8. Después, realizar el cambio de carga o de referencia deseado.
9. Una vez capturado el evento guardar la captura del osciloscopio y el vector de datos de todos los canales de la prueba realizada.
10. Por último apagar la fuente de entrada del convertidor y después las fuentes de control.

6.2.2 Pruebas en lazo cerrado en el convertidor bidireccional en modo Buck

a) Cambio de carga

En la Figura 6.5 se observa la respuesta dinámica del convertidor Buck ante un cambio en la carga del 52 %, llevándola de 23Ω a 10.9Ω , con una tensión en el bus de CD de $200 V$ y con una corriente de referencia de $2.08 A$, el canal 1 es la señal del controlador Tipo III T-S y el canal R1 es la señal del controlador Tipo III. En la figura se observa que el controlador Tipo III tiene un sobretiro máximo de 23 % y un tiempo de recuperación de $115 \mu s$, por su parte el controlador Tipo III T-S tiene un sobretiro máximo de 23 % y un tiempo de recuperación de $82 \mu s$. Cabe señalar que este es el punto de operación para el controlador Tipo III.

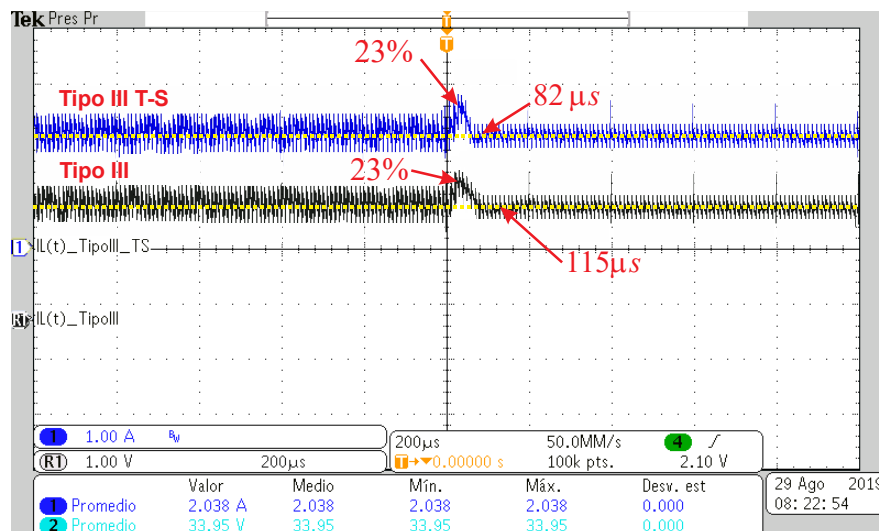


Figura 6.5. Respuesta dinámica del convertidor Buck ante un cambio en la carga de 23Ω a 10.9Ω con $200 V$ en el bus de CD y con una corriente de referencia de $2.08 A$.

b) Cambio de carga.

En la Figura 6.6 se observa la respuesta dinámica del convertidor Buck ante un cambio en la carga del 52 %, llevando la carga de 23Ω a 10.9Ω , pero ahora con una tensión en el bus de CD de $100 V$ y con una corriente de referencia de $1 A$. Asimismo, se observa que el controlador Tipo III tiene un sobretiro máximo de 24 % y un tiempo de recuperación de $130 \mu s$, por su parte el controlador Tipo III T-S tiene un sobretiro máximo de 24 % y un tiempo de recuperación de $97 \mu s$.

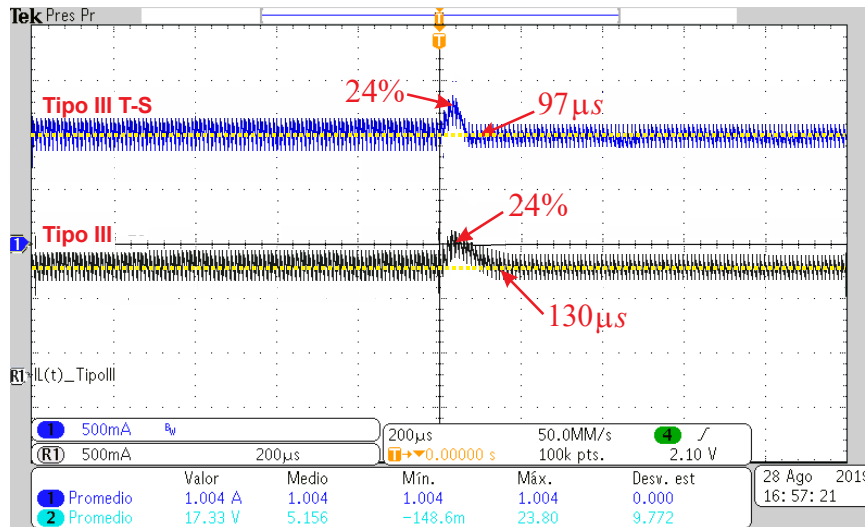


Figura 6.6. Respuesta dinámica del convertidor Buck ante un cambio en la carga de 23Ω a 10.9Ω con $100 V$ en el bus de CD y con una corriente de referencia de $1 A$.

c) Cambio de carga.

En la Figura 6.7 se observa la respuesta dinámica del convertidor Buck ante un cambio en la carga del 52 %, llevando la carga de 23Ω a 10.9Ω con una tensión en el bus de CD de $50 V$ y con una corriente de referencia de $1 A$. El controlador Tipo III tiene un sobretiro máximo de 40 % y un tiempo de recuperación de $236 \mu s$, por su parte el controlador Tipo III T-S tiene un sobretiro máximo de 25 % y un tiempo de recuperación de $157 \mu s$.

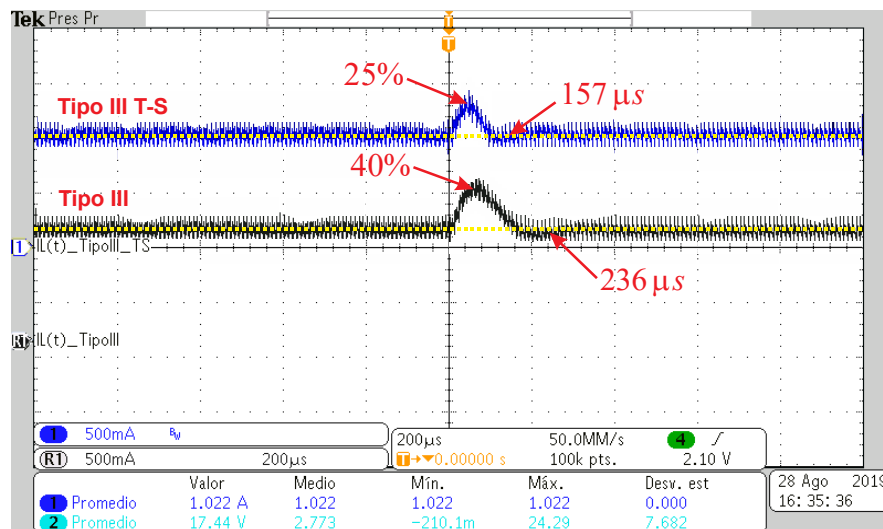


Figura 6.7. Respuesta dinámica del convertidor Buck ante un cambio en la carga de 23Ω a 10.6Ω con $50 V$ en el bus de CD y con una corriente de referencia de $1 A$.

d) Cambio de referencia

En la Figura 6.8 se observa un cambio en la corriente de referencia del 50%, llevando la corriente del inductor de un valor de 1.04 A a un valor de 2.08 A, con una tensión en el bus de CD de 200 V y con una carga de 23 Ω . El controlador Tipo III tiene un sobretiro máximo de 21 % y un tiempo de asentamiento de 204 μ s, por su parte el controlador Tipo III T-S tiene un sobretiro máximo de 47 % y un tiempo de asentamiento de 110 μ s.

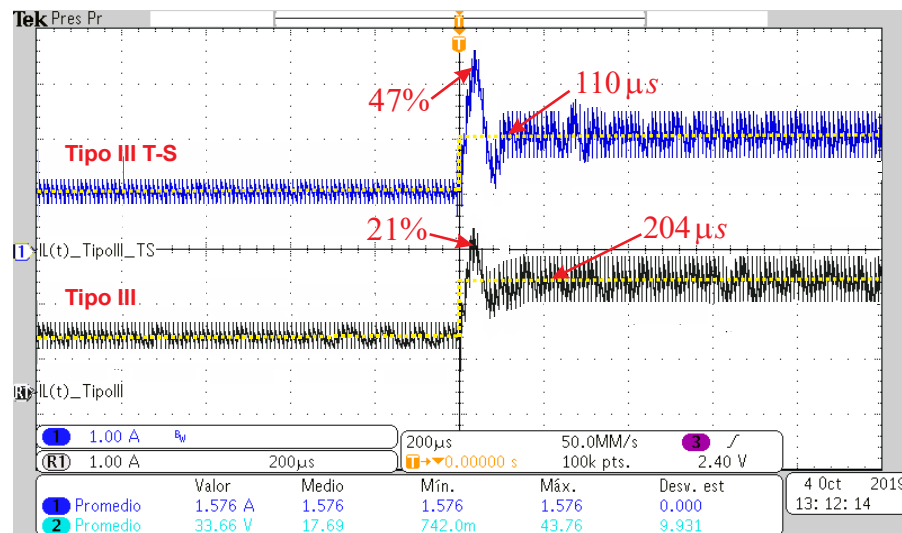


Figura 6.8. Respuesta dinámica del convertidor Buck ante un cambio en referencia del 50 % con 200 V en el bus de CD y con una carga de 23 Ω .

e) Cambio de referencia

En la Figura 6.9 se observa un cambio en la corriente de referencia del 70 %, llevando la corriente del inductor de un valor de 0.624 A a un valor de 2.08 A, con una tensión en el bus de CD de 70 V y con una carga de 23 Ω . El controlador Tipo III tiene un sobretiro del 0 % y un tiempo de asentamiento de 222 μ s, por su parte el controlador Tipo III T-S tiene un sobretiro máximo de 22 % y un tiempo de asentamiento de 172 μ s.

En la Tabla 6.2 se observan los valores de sobretiro, tiempo de recuperación, tiempo de asentamiento y valores de *IAE*, *ISE* e *ITAE*, de los controladores Tipo III y Tipo III T-S, de las pruebas realizadas al convertidor Buck.

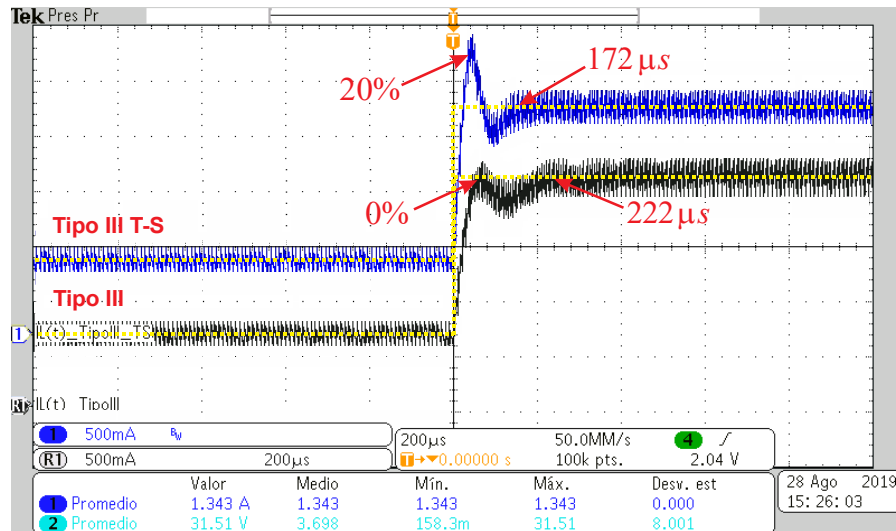


Figura 6.9. Respuesta dinámica del convertidor Buck ante un cambio en referencia del 70 % con 70 V en el bus de CD y con una carga de 23 Ω.

En la Tabla 6.1 se observan los valores de la prueba de regulación de corriente en el convertidor Buck para los controladores Tipo III y Tipo III T-S.

Tabla 6.1. Resultados de la regulación de corriente ante variaciones en la tensión del bus de CD para el convertidor Boost.

$V_{Bus\ de\ CD}$	Tipo III			Tipo III T-S		
	I_{in}	V_o	I_L	I_{in}	V_o	I_L
70	1.62	50.21	2.08	1.62	49.9	2.08
80	1.48	50.31	2.09	1.42	49.46	2.05
90	1.31	50.41	2.09	1.29	49.83	2.08
100	1.19	50.49	2.09	1.18	50.07	2.08
110	1.11	50.61	2.10	1.08	49.78	2.07
120	1.09	50.55	2.10	1.02	49.67	2.6
130	1.02	50.61	2.10	1.01	49.92	2.08
140	0.98	50.63	2.10	0.97	50.14	2.08
150	0.98	50.91	2.12	0.96	50.14	2.08
160	0.91	50.91	2.12	0.91	50.3	2.08
170	0.91	51.06	2.11	0.91	50.34	2.09
180	0.89	50.88	2.11	0.89	50.66	2.09
190	0.86	50.99	2.11	0.86	50.56	2.10
200	0.85	50.92	2.11	0.85	50.64	2.10
210	0.81	51.03	2.11	0.84	50.6	2.09
220	0.72	50.93	2.10	0.75	50.64	2.09

Por medio de la ecuación 4.86 y con los valores de la Tabla 6.1 se calculan los valores de regulación de corriente que tiene el controlador Tipo III y el controlador Tipo III T-S en el convertidor Buck.

Obteniendo para el controlador Tipo III:

$$\text{Regulación}_{\text{Corriente Tipo III}} = \frac{2.12A - 2.08A}{2.08A} \cdot 100\% = 1.92\%$$

Y para el controlador Tipo III T-S:

$$\text{Regulación}_{\text{Corriente Tipo III T-S}} = \frac{2.10A - 2.05A}{2.08A} \cdot 100\% = 2.4\%$$

En la Figura 6.10 se observa la gráfica del comportamiento de la corriente y la tensión de entrada, así como también como la corriente en el inductor y la tensión de salida de los controladores Tipo III y Tipo III T-S en el convertidor Buck. En la figura se puede observar que al mantener la corriente del inductor constante, y realizar cambios en el bus de CD (tensión entrada), la tensión de salida se mantiene relativamente constante para ambos controladores, pero no así la corriente de entrada.

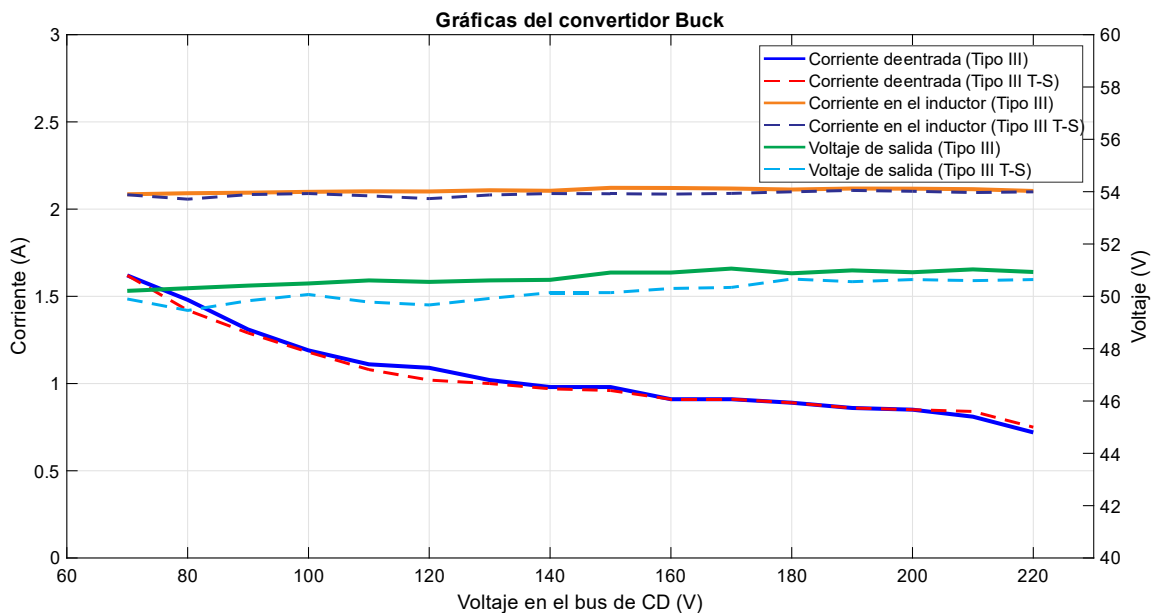


Figura 6.10. Regulación de corriente ante variaciones en el bus de CD para los controladores Tipo III y Tipo III T-S en el convertidor Buck.

Tabla 6.2. Comparación de los controladores Tipo III y Tipo III T-S en el convertidor Buck.

		Tipo III	Tipo III T-S
Prueba a)	Cambio de carga de 52% (de 23 Ω a 10.9 Ω) con 200 V y 2.08 A		
	Sobretiro máximo	23 %	23 %
	Tiempo de recuperación	115 μs	82 μs
	Valor del IAE	9.10×10^{-5}	8.90×10^{-5}
	Valor del ISE	1.09×10^{-5}	1.03×10^{-5}
	Valor del ITAE	8.21×10^{-8}	7.62×10^{-8}
Prueba b)	Cambio de carga de 52% (de 23 Ω a 10.9 Ω) con 100 V y 1 A		
	Sobretiro máximo	24 %	24 %
	Tiempo de recuperación	130 μs	97 μs
	Valor del IAE	1.09×10^{-4}	1.06×10^{-4}
	Valor del ISE	6.88×10^{-6}	6.63×10^{-6}
	Valor del ITAE	1.18×10^{-7}	1.18×10^{-7}
Prueba c)	Cambio de carga de 52% (de 23 Ω a 10.9 Ω) con 50 V y 1 A		
	Sobretiro máximo	40 %	25 %
	Tiempo de recuperación	236 μs	157 μs
	Valor del IAE	3.91×10^{-5}	4.88×10^{-5}
	Valor del ISE	3.27×10^{-6}	1.13×10^{-5}
	Valor del ITAE	3.57×10^{-8}	5.06×10^{-8}
Prueba d)	Cambio de referencia del 50 % (de 1.04 A a 2.08 A) a 200 V y 23 Ω		
	Sobretiro máximo	21 %	47 %
	Tiempo de asentamiento	204 μs	110 μs
	Valor del IAE	1.74×10^{-4}	1.64×10^{-4}
	Valor del ISE	3.52×10^{-5}	6.12×10^{-5}
	Valor del ITAE	1.93×10^{-7}	1.91×10^{-7}
Prueba e)	Cambio de referencia del 70 % (de 0.624 A a 2.08 A) a 70 V y 23 Ω		
	Sobretiro máximo	0 %	20 %
	Tiempo de asentamiento	222 μs	172 μs
	Valor del IAE	8.46×10^{-5}	8.35×10^{-5}
	Valor del ISE	3.58×10^{-5}	2.52×10^{-5}
	Valor del ITAE	8.70×10^{-8}	9.40×10^{-8}

6.2.3 Pruebas en lazo cerrado en el convertidor bidireccional en modo Boost

a) Cambio de carga

En la Figura 6.11 se observa la respuesta dinámica del convertidor Boost ante un cambio en la carga del 72 %, llevando la carga de 400Ω a 110Ω , con una tensión en la batería de $48 V$ y con una corriente de referencia de $2.08 A$. En la figura se observa que el controlador Tipo III tiene un sobretiro máximo de 17 % y un tiempo de recuperación de $553 \mu s$, por su parte el controlador Tipo III T-S tiene un sobretiro máximo de 18 % y un tiempo de recuperación de $236 \mu s$. Esta condición es el punto de operación del controlador Tipo III.

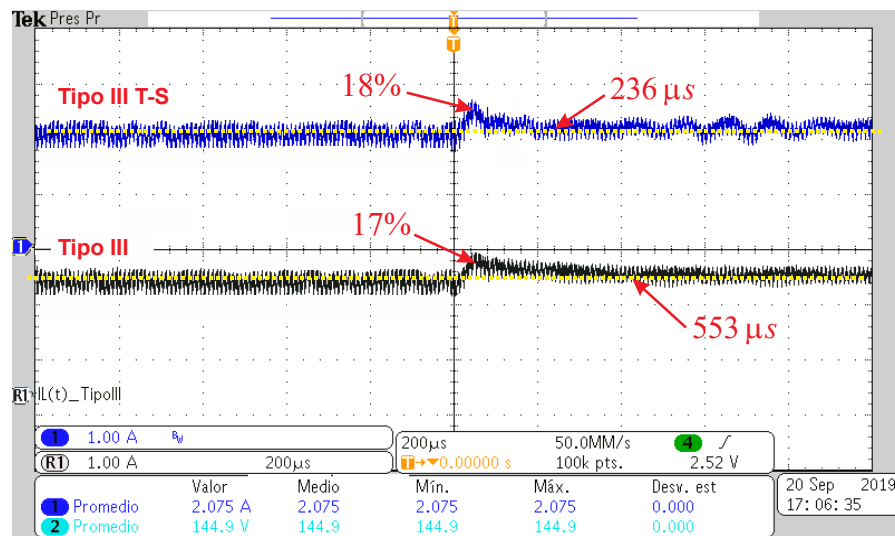


Figura 6.11. Respuesta dinámica del convertidor Boost ante un cambio en la carga de 400Ω a 110Ω con $48 V$ en la batería y con una corriente de referencia de $2.08 A$.

b) Cambio de carga

En la Figura 6.12 se observa la respuesta dinámica del convertidor Boost ante un cambio en la carga del 72 %, llevándola de 400Ω a 110Ω , con una tensión en la batería de $36 V$ y con una corriente de referencia de $1 A$. En la figura se observa que el controlador Tipo III tiene un sobretiro máximo de 28 % y un tiempo de recuperación de $647 \mu s$, por su parte el controlador Tipo III T-S tiene un sobretiro máximo de 24 % y un tiempo de recuperación de $321 \mu s$.

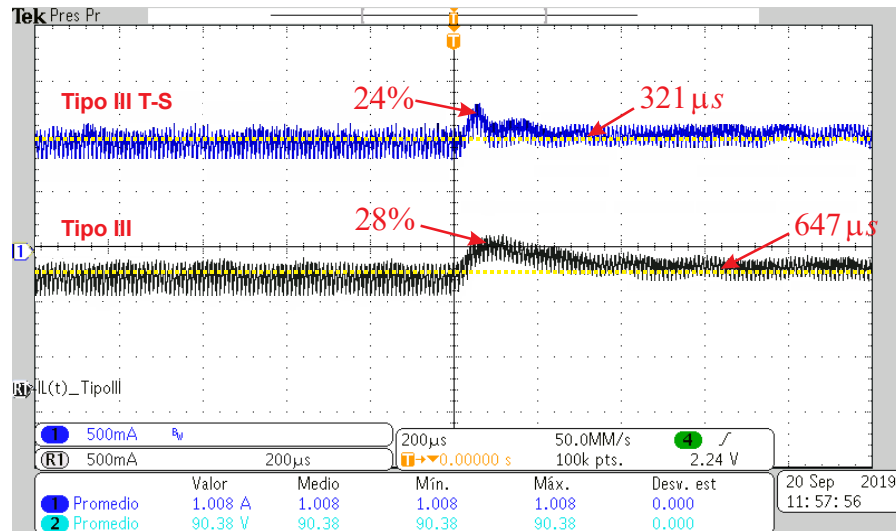


Figura 6.12. Respuesta dinámica del convertidor Boost ante un cambio en la carga de 400Ω a 110Ω con $36 V$ en la batería y con una corriente de referencia de $1 A$.

c) Cambio de carga

En la Figura 6.13 se observa un cambio de carga del 90 %, llevándola de 400Ω a 40Ω , pero ahora con una tensión en la batería de $20 V$ y con una corriente de referencia de $0.5 A$. En la figura se observa que el controlador Tipo III tiene un sobretiro máximo de 133 % y un tiempo de recuperación de $786 \mu s$, por su parte el controlador Tipo III T-S tiene un sobretiro máximo de 89 % y un tiempo de recuperación de $435 \mu s$.

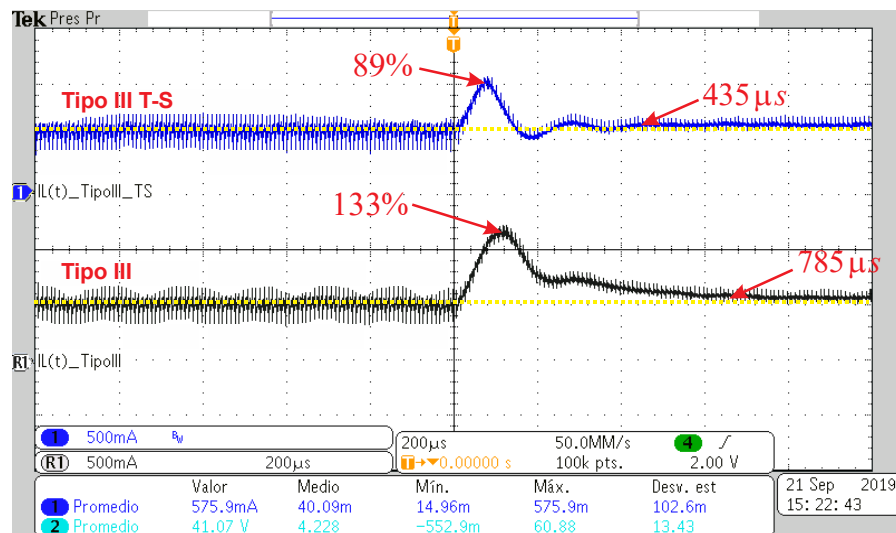


Figura 6.13. Respuesta dinámica del convertidor Boost ante un cambio en la carga de 400Ω a 40Ω con $20 V$ en la batería y con una corriente de referencia de $0.5 A$.

d) Cambio de referencia

En la Figura 6.14 se observa un cambio en la corriente de referencia del 70 %, llevando la corriente del inductor de un valor de $0.624 A$ a un valor de $2.08 A$, con una tensión en el bus de CD de $48 V$ y con una carga de 400Ω . El controlador Tipo III tiene un sobretiro del 40 % y un tiempo de asentamiento de $189 \mu s$, por su parte el controlador Tipo III T-S tiene un sobretiro del 56 % y un tiempo de asentamiento de $138 \mu s$. Esta condición es el punto de operación del controlador Tipo III.

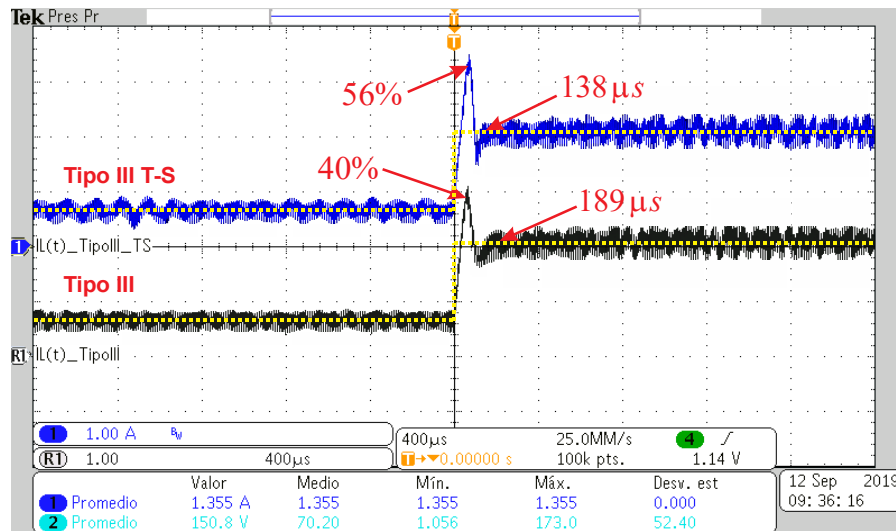


Figura 6.14. Respuesta dinámica del convertidor Boost un cambio en referencia del 70 % con $48 V$ en la batería y con una carga de 400Ω .

e) Cambio de referencia

En la Figura 6.15 se observa un cambio en la corriente de referencia, llevando la corriente del inductor de un valor de $0.5 A$ a un valor de $1 A$, pero ahora con una tensión en la batería de $30 V$ y con una carga de 100Ω . En la figura se observa que el controlador Tipo III tiene un sobretiro del 0 % y un tiempo de asentamiento de $311 \mu s$, por su parte el controlador Tipo III T-S tiene un sobretiro máximo de 10% y un tiempo de asentamiento de $210 \mu s$.

De igual forma en la Tabla 6.4 se observan los valores de sobretiro, tiempo de recuperación y valores de IAE , ISE e $ITAE$, de los controladores Tipo III y Tipo III, de las pruebas realizadas al convertidor Boost.

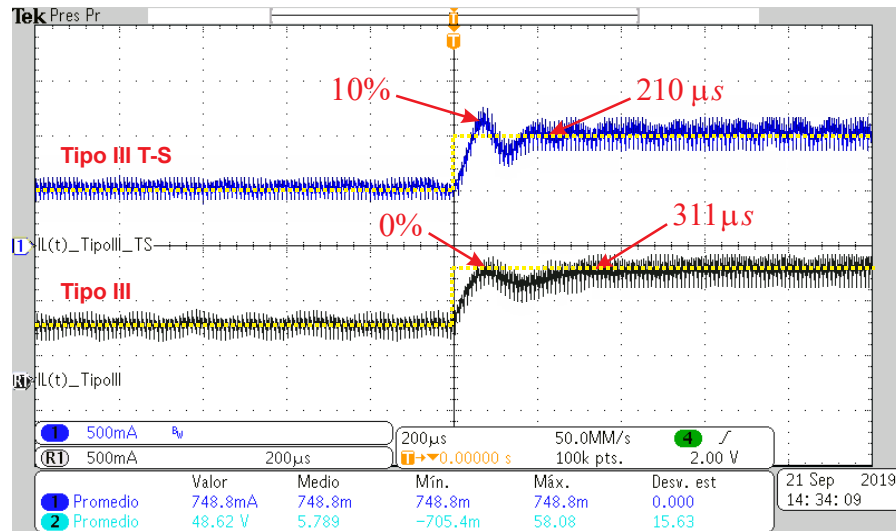


Figura 6.15. Respuesta dinámica del convertidor Boost ante un cambio de referencia de 0.5 A a 1 A con 30 V en la batería y con una carga de 100 Ω.

En la Tabla 6.3 se observan los valores de la prueba de regulación de corriente en el convertidor Boost para los controladores Tipo III y Tipo III T-S.

Tabla 6.3. Resultados de la regulación de corriente ante variaciones en la tensión de la batería para el convertidor Boost.

$V_{Batería}$	Tipo III			Tipo III T-S		
	I_L	V_o	I_o	I_L	V_o	I_o
24	2.1	132	0.32	2.09	132	0.301
26	2.09	138	0.33	2.1	139	0.313
28	2.08	143	0.345	2.1	143	0.325
30	2.08	147	0.357	2.09	147	0.337
32	2.08	151	0.368	2.08	152	0.35
34	2.07	156	0.381	2.08	156	0.362
36	2.07	160	0.392	2.08	161	0.374
38	2.06	165	0.401	2.07	165	0.385
40	2.06	169	0.412	2.08	171	0.399
42	2.07	174	0.416	2.09	175	0.407
44	2.06	178	0.426	2.08	179	0.417
46	2.08	182	0.437	2.08	183	0.428
48	2.06	186	0.444	2.07	187	0.437
50	2.07	192	0.447	2.07	191	0.447

Mediante la ecuación 4.86 y con los valores de la Tabla 6.3 se calculan los valores de regulación de corriente que tiene el controlador Tipo III y el controlador Tipo III T-S.

Obteniendo para el controlador Tipo III:

$$\text{Regulación}_{\text{Corriente Tipo III}} = \frac{2.1A - 2.06A}{2.08A} \cdot 100\% = 1.92\%$$

Y para el controlador Tipo III T-S:

$$\text{Regulación}_{\text{Corriente Tipo III T-S}} = \frac{2.10A - 2.07A}{2.08A} \cdot 100\% = 1.44\%$$

En la Figura 6.16 se observa la gráfica del comportamiento de la corriente en el inductor y la tensión de entrada, así también como la corriente y la tensión de salida de los controladores Tipo III y Tipo III T-S en el convertidor Boost. En la figura se puede observar que al mantener la corriente del inductor constante, y realizar cambios en la tensión de la batería, la corriente y la tensión de salida varían en relación a los cambios de tensión realizados.

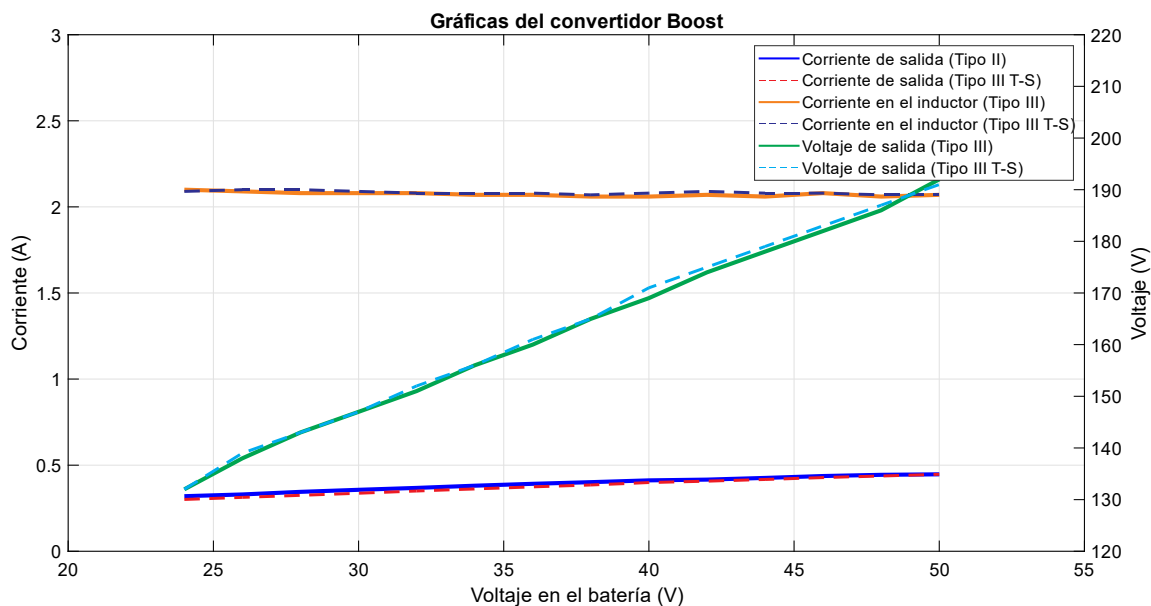


Figura 6.16. Regulación de corriente ante variaciones en la tensión de la batería para los controladores Tipo III y Tipo III T-S en el convertidor Boost.

Tabla 6.4. Comparación de los controladores Tipo III y Tipo III T-S en el convertidor Boost.

		Tipo III	Tipo III T-S
Prueba a)	Cambio de carga de 72 % (de 400 Ω a 110 Ω) con 48 V y 2.08 A		
	Sobretiro máximo	17 %	18 %
	Tiempo de recuperación	553 μs	236 μs
	<i>IAE</i>	1.73×10^{-4}	1.64×10^{-4}
	<i>ISE</i>	2.32×10^{-5}	1.45×10^{-5}
	<i>ITAE</i>	9.40×10^{-8}	8.70×10^{-8}
Prueba b)	Cambio de carga de 72 % (de 400 Ω a 110 Ω) con 36 V y 1 A		
	Sobretiro máximo	23 %	23 %
	Tiempo de recuperación	115 μs	82 μs
	<i>IAE</i>	1.07×10^{-4}	7.82×10^{-5}
	<i>ISE</i>	1.37×10^{-5}	4.48×10^{-6}
	<i>ITAE</i>	8.70×10^{-8}	9.40×10^{-8}
Prueba c)	Cambio de carga de 90 % (de 400 Ω a 40 Ω) con 20 V y 0.5 A		
	Sobretiro máximo	23 %	23 %
	Tiempo de recuperación	115 μs	82 μs
	<i>IAE</i>	1.56×10^{-4}	5.46×10^{-5}
	<i>ISE</i>	5.38×10^{-5}	1.16×10^{-5}
	<i>ITAE</i>	1.89×10^{-7}	5.61×10^{-8}
Prueba d)	Cambio de referencia del 70 % (de 0.624 A a 2.08 A) a 48 V y 400 Ω		
	Sobretiro máximo	23 %	23 %
	Tiempo de asentamiento	115 μs	82 μs
	<i>IAE</i>	1.67×10^{-4}	1.60×10^{-4}
	<i>ISE</i>	4.82×10^{-5}	4.42×10^{-5}
	<i>ITAE</i>	3.87×10^{-7}	3.18×10^{-7}
Prueba e)	Cambio de referencia del de 0.5 A a 1 A a 30 V y 100 Ω		
	Sobretiro máximo	23 %	23 %
	Tiempo de asentamiento	115 μs	82 μs
	<i>IAE</i>	5.24×10^{-5}	5.19×10^{-5}
	<i>ISE</i>	4.84×10^{-6}	8.32×10^{-6}
	<i>ITAE</i>	5.59×10^{-8}	5.56×10^{-8}

6.3 Ventajas y limitaciones de los controladores

Como se estableció en el objetivo general de esta tesis se tienen que establecer las ventajas y limitaciones de cada uno de los controladores evaluados. Por lo tanto, a continuación se enlistan las ventajas y limitaciones del controlador Tipo III y del controlador Tipo III T-S:

- Las respuestas dinámicas de ambos controladores ante cambios de carga son similares en el punto de operación del controlador Tipo III, y en general son respuestas dinámicas satisfactorias para ambos controladores.
- En general el controlador Tipo III T-S tiene un mejor porcentaje de sobretiro y un menor tiempo de recuperación ante cambios de carga fuera del punto de operación del controlador Tipo III.
- En cuanto a cambios de referencias, si bien el controlador Tipo III T-S tiene menores tiempos de asentamiento que el controlador Tipo III, tiene mayor porcentaje de sobretiro. La ventaja o limitación de esto dependerá de lo que se encuentre interconectado a la salida o entrada del convertidor. Por ejemplo, un sobretiro relativamente grande hacia el bus de CD seguramente no ocasionara algo significativo. Por otro lado, un sobretiro grande hacia la batería podría o no dañarla dependiendo de su material de fabricación.
- El controlador Tipo III solo necesita un sensor de corriente para implementarse y no así el controlador Tipo III T-S que además del sensor de corriente necesita de un sensor de tensión en el bus de CD. Esto último se ve reflejado en los costos de implementación por lo que es un punto importante para la selección del controlador.
- Al implementarse de manera digital el controlador Tipo III utiliza 1182 *bytes* de memoria en el microcontrolador *dsPIC33EP128GS808*, por otro lado, el controlador Tipo III T-S utiliza 1752 *bytes*, 570 *bytes* más que el controlador Tipo III.
- En cuanto al diseño de los controladores, ambos son relativamente sencillos de diseñar. Sin embargo, si se tiene en cuenta que las funciones de transferencia corriente en el inductor con respecto al ciclo de trabajo se encuentran fácilmente en la literatura, y además, que solo se sintoniza controlador Tipo III por convertidor, el controlador Tipo III es más fácil de diseñar.

CAPÍTULO 7. CONCLUSIONES Y TRABAJOS FUTUROS

7.1 Conclusiones

En general el controlador Tipo III T-S, al ser un controlador no lineal, tiene un mejor desempeño dentro de un rango más amplio de puntos de operación, tanto en el convertidor Buck como en el convertidor Boost (aunque es más significativo en el caso del convertidor Boost). Esto último, concuerda con la hipótesis principal de este tema de tesis, la cual pretendía desarrollar un controlador Tipo III no lineal, el cual tuviera un mejor desempeño en diferentes puntos de operación.

En particular en el caso del convertidor Buck, los resultados muestran respuestas dinámicas parecidas entre el controlador Tipo III T-S y el controlador Tipo III en el punto de operación. Sin embargo, al modificar el punto de operación o al añadir perturbaciones en la tensión de entrada o cambios en la carga, el controlador Tipo III T-S tiene un mejor desempeño que el controlador Tipo III. Asimismo, el controlador Tipo III T-S obtiene, con respecto al controlador Tipo III, 15 % menos en el sobretiro y 79 μs menos en el tiempo de recuperación, en la prueba de cambio de carga del 52 %, con una tensión en el bus de CD de 50 V y con una corriente de referencia de 1 A (fuera del punto de operación del controlador Tipo III).

Para el caso del convertidor Boost el controlador Tipo III T-S muestra un mejor desempeño que el del controlador Tipo III, aún en el punto de operación del controlador Tipo III. Y al modificar el punto de operación o al añadir perturbaciones en la tensión de entrada o cambios en la carga el controlador Tipo III T-S sigue teniendo un mejor desempeño que el controlador Tipo III. Asimismo, el controlador Tipo III T-S obtiene, con respecto al controlador Tipo III, 44% menos en el sobretiro y 351 μs menos en el tiempo de recuperación, en la prueba de cambio de carga del 90%, con una tensión en la batería de 20 V y con una corriente de referencia de 0.5 A (fuera del punto de operación del controlador Tipo III).

Si bien el controlador Tipo III T-S tiene mejor desempeño dentro de un rango más amplio de puntos de operación en ambos convertidores del convertidor bidireccional, para su implementación se necesita de un sensor de corriente y uno de tensión (en el bus de CD), y no así el controlador Tipo III que solo necesita de un sensor de corriente.

Por otro lado, en general al controlador Tipo III T-S tiene mayores sobretiros en las pruebas de cambio de referencia para ambos convertidores del convertidor bidireccional. Esto se debe a los cambios en las condiciones iniciales del convertidor, sin embargo, es algo previsible ya que no se logra emular del todo el comportamiento del sistema no lineal del convertidor.

Otro aspecto importante para implementar el controlador Tipo III T-S de manera digital, es el gasto computacional más elevado que se tiene en comparación con el que se puede utilizar con un controlador Tipo III lineal. Para el caso del microcontrolador *dsPIC33EP128GS808* el controlador Tipo III T-S utiliza 1752 *bytes* de memoria de programa y el controlador Tipo III 1182 *bytes*.

Para el diseño del controlador Tipo III a partir de las ecuaciones promediadas no lineales del convertidor se obtiene la función de transferencia mediante la técnica de linealización por pequeña señal, esto último puede complicar el diseño del controlador Tipo III. Sin embargo, si se parte del hecho de que las funciones de transferencia ya se encuentran en la literatura el proceso de diseño se facilita bastante.

En cuanto al diseño del controlador Tipo III T-S las funciones de transferencia se obtienen al establecer los límites de las no linealidades del modelo no lineal del convertidor, lo que facilita obtener dichas funciones de transferencia. Sin embargo, para el controlador Tipo III T-S el número de sintonizaciones de controladores Tipo III es igual al número de modelos locales lineales (dos en el convertidor Buck y cuatro en el convertidor Boost).

7.2 Aportaciones del trabajo de tesis

La aportación de este tema de tesis fue el diseño de un controlador Tipo III no lineal basado en un esquema PDC para un sistema T-S en un convertidor bidireccional Buck+Boost.

7.3 Trabajos futuros

En este trabajo se realizó la comparación de solo dos controladores en un convertidor bidireccional Buck+Boost en un sistema aislado. En general, ambos controladores tienen un buen desempeño, sin embargo, como en todo trabajo de investigación surgieron algunos aspectos que pudieran dar lugar a posibles trabajos futuros, estos son:

- Realizar una comparación del controlador Tipo III T-S y del Tipo III contra otros controladores, tales como PI, CMD, o retroalimentación de estados.
- Implementar los controladores a una mayor escala; a una potencia aproximada de un sistema aislado y comprobar de manera experimental el desempeño de ambos controladores.
- Puede ser interesante diseñar el controlador Tipo III T-S para un control modo tensión, ya que es allí donde aparece la fase no mínima en la función de transferencia del convertidor Boost. Y de igual forma, analizar el desempeño que tiene el controlador Tipo III T-S frente a otros controladores.

REFERENCIAS

- [1] S. C. Bhattacharyya, "Review of alternative methodologies for analysing off-grid electricity supply," *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 16, pp. 677-694, 2012.
- [2] H. R. Karshenas, H. Daneshpajoo, A. Safaee, P. Jain, and A. Bakhshai, "Bidirectional dc-dc converters for energy storage systems," *Energy Storage in the Emerging Era of Smart Grids*, vol. 18, 2011.
- [3] G. L. Magaldi, F. M. Serra, and L. I. Silva, "Energy management control strategy for stand-alone photovoltaic system," in *2015 XVI Workshop on Information Processing and Control (RPIC)*, 2015, pp. 1-5.
- [4] C. Mi, F. Z. Peng, K. J. Kelly, M. O'Keefe, and V. Hassani, "Topology, design, analysis and thermal management of power electronics for hybrid electric vehicle applications," *International Journal of Electric and Hybrid Vehicles*, vol. 1, pp. 276-294, 2008.
- [5] E. W. Zurita-Bustamante, J. Linares-Flores, E. Guzmán-Ramírez, and H. Sira-Ramírez, "A comparison between the GPI and PID controllers for the stabilization of a DC-DC "buck" converter: A field programmable gate array implementation," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, pp. 5251-5262, 2011.
- [6] L. Maheswari, S. Vijayalakshmi, and K. Vairamani, "Comparison of GPI and PID controllers for DC-DC "buck" converter stabilization," in *Circuit, Power and Computing Technologies (ICCPCT), 2014 International Conference on*, 2014, pp. 729-735.
- [7] A. Ghosh and S. Banerjee, "Design of Type-III controller for dc-dc switch-mode boost converter," in *Power India International Conference (PIICON), 2014 6th IEEE*, 2014, pp. 1-6.
- [8] A. Ghosh, S. Banerjee, M. K. Sarkar, and P. Dutta, "Design and implementation of type-II and type-III controller for DC-DC switched-mode boost converter by using K-factor approach and optimisation techniques," *IET Power Electronics*, vol. 9, pp. 938-950, 2016.
- [9] F. F. Valderrama, H. Moreno, and H. M. Vega, "Análisis, simulación y control de un convertidor de potencia DC-DC tipo boost," *Ingenium Revista de la facultad de ingeniería*, vol. 12, pp. 44-55, 2013.
- [10] M. Alkrunz, "Design of discrete time controllers for the DC-DC boost converter," *Sakarya University Journal of Science*, vol. 20, pp. 75-82, 2016.
- [11] S. Bandyopadhyay, G. KPanda, and P. KSaha, "Non-linear Control Techniques for DC-DC Buck Converter," *International Journal of Advanced Research in Electrical, Electronics and Instrumentation Engineering*, vol. 4, pp. 4178-4185, 2015.

-
-
- [12] V. P. Abhilash Kumar, "Control Techniques used to Improve Performance of Dc-Dc Converter: A Review," *International Journal of Electrical, Electronics and Computer Engineering*, vol. 5, pp. 84-87, 2016.
- [13] B. Dhivya, V. Krishnan, and R. Ramaprabha, "Neural network controller for boost converter," in *2013 International Conference on Circuits, Power and Computing Technologies (ICCPCT)*, 2013, pp. 246-251.
- [14] H. Bevrani, M. Abrishamchian, and N. Safari-Shad, "Nonlinear and linear robust control of switching power converters," in *Control Applications, 1999. Proceedings of the 1999 IEEE International Conference on*, 1999, pp. 808-813.
- [15] M. Shyama and P. Swaminathan, *Digital Linear and Non-linear Controllers for Buck Converters*: Lap Lambert Academic Publ, 2012.
- [16] M. H. Cervantes, M. F. Montiel, J. A. Marín, A. T. Anguiano, and M. G. Ramírez, "Takagi-Sugeno fuzzy model for DC-DC converters," in *Power, Electronics and Computing (ROPEC), 2015 IEEE International Autumn Meeting on*, 2015, pp. 1-6.
- [17] C. Martínez García, "Diseño y control de sistemas LPV tipo Takagi-Sugeno: Aplicado a un convertidor Boost," Maestria, Tesis, 2014.
- [18] S. Oucheriah, "Robust nonlinear adaptive control of a DC-DC boost converter with uncertain parameters," *Int. J. Innov. Comput. Inf. Control*, vol. 11, pp. 893-902, 2015.
- [19] G. Song, R. Longman, and R. Mukherjee, "Integrated sliding-mode adaptive-robust control," *IEE Proceedings-Control Theory and Applications*, vol. 146, pp. 341-347, 1999.
- [20] S. Banerjee, A. Ghosh, and N. Rana, "Design and fabrication of closed loop two-phase interleaved boost converter with Type-III controller," in *Industrial Electronics Society, IECON 2016-42nd Annual Conference of the IEEE*, 2016, pp. 3331-3336.
- [21] J. Meher and A. Gosh, "Comparative Study of DC/DC Bidirectional SEPIC Converter with Different Controllers," in *2018 IEEE 8th Power India International Conference (PIICON)*, 2018, pp. 1-6.
- [22] L. Cao, "Type III compensator design for power converters," *Power Electronics*, 2011.
- [23] I. J. Prasuna, M. Kavya, K. Suryanarayana, and B. S. Rao, "Digital peak current mode control of boost converter," in *2014 Annual International Conference on Emerging Research Areas: Magnetics, Machines and Drives (AICERA/iCMMD)*, 2014, pp. 1-6.
- [24] S. Soman, T. Sangeetha, and S. Bindu, "Development of Digital Controller for Synchronous Buck Converter," in *2015 International Conference on Signal Processing, Computing and Control (ISPCCC)*, 2015, pp. 30-35.
- [25] V. G. Shreyas R H, Shubha Rao K, "Type III Digital Compensator Design for Buck Converter " *IJIRCCE*, vol. 6, 2018.

-
-
- [26] P. Thapliyal and D. P. Kumar, "Transcribing DSP based Digital Control Method for DC-DC Converter," *International Journal of Electrical and Electronics Research*, vol. 1, pp. 46-52, 2013.
- [27] F. B. Utomo, I. Purnama, P. Chin-Chi, and H.-J. Chiu, "Improved one-cycle controlled buck converter using Type-III compensator," in *2016 8th International Conference on Information Technology and Electrical Engineering (ICITEE)*, 2016, pp. 1-5.
- [28] Y.-T. Chang and Y.-S. Lai, "Digital compensator design to reduce phase lag for multi-sampling controlled DC-DC converters," in *2008 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, 2008, pp. 1-7.
- [29] T. INSTRUMENTS. (205) Designing a TMS320F280x Based Digitally Controlled DC-DC Switching Power Supply. *Application Report*.
- [30] S. Yordanova and Y. Sivchev, "Design and tuning of parallel distributed compensation-based fuzzy logic controller for temperature," *Journal of Automation and Control*, vol. 2, pp. 79-85, 2014.
- [31] S. Yordanova, "A frequency domain approach for design of stable fuzzy logic systems with parallel distributed compensation," *WSEAS Transactions on Systems*, pp. 85-93, 2016.
- [32] M. A. L. Wilfredo De La Torre, Francisco Jurado, "Control Difuso Takagi–Sugeno Robusto Aplicado a un Sistema Carro–Péndulo," presented at the Congreso Nacional de Control Automático, Baja California, Mexico, 2013.

Anexo A. Sensores del convertidor bidireccional

Como se mencionó en el apartado 3.4.1, el convertidor bidireccional cuenta con un sensor de corriente y dos sensores de tensión. Dichos sensores son necesarios para poder cerrar los lazos de control del convertidor bidireccional.

Sensor de tensión

El sensor de tensión consta de un divisor de tensión conectado a la salida de los convertidores, el cual está diseñado para obtener a la salida 0 V cuando a la salida del convertidor son 0 V , y obtener 2 V cuando a la salida del convertidor se encuentra la tensión máxima. Es importante mencionar que se manejó una tolerancia del $+10\%$ en la tensión en la salida de ambos convertidores para evitar sobre tensiones que pudieran afectar el sistema de control.

La salida del divisor de tensión se conecta al amplificador aislado *ACPL-C87B* el cual tiene una ganancia unitaria, la salida del amplificador aislado se conecta al amplificador operacional *OP484* el cual está configurado en modo diferencial y con el cual se le da una ganancia de 0 V a 3.3 V . En la Figura A1 se observa el diagrama esquemático del sensor de tensión.

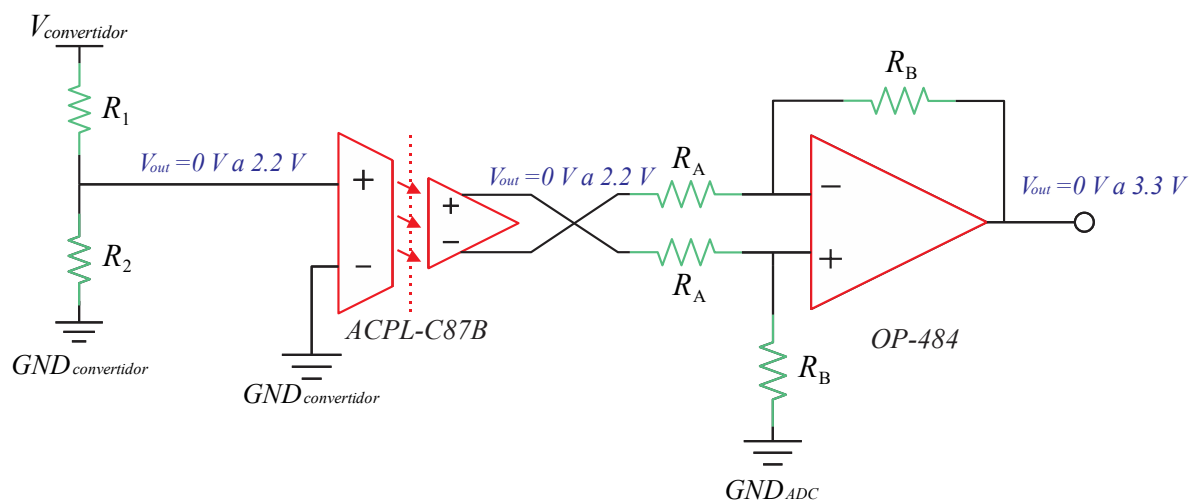


Figura A1. Diagrama esquemático del sensor de tensión.

Sensor de corriente

El sensor de corriente seleccionado es el *LTS 25-NP*, el cual es un sensor de corriente de efecto Hall, por lo que la parte de potencia se aísla de la parte de control, el sensor entrega una tensión de 0.5 V cuando recorre por él una corriente de -8 A y 4.5 V cuando recorre una corriente de $+8\text{ A}$. La salida del sensor se conecta al amplificador operacional *OP484* en modo diferencial, mediante el cual se le quita el *offset* y se le da una ganancia. En la Figura A2 se observa el funcionamiento del sensor de corriente en el convertidor bidireccional.

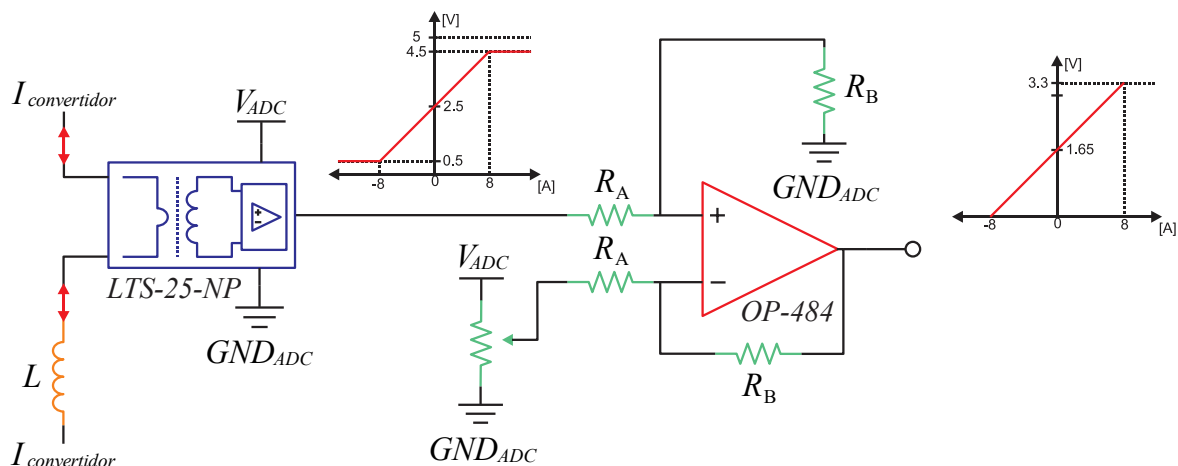


Figura A2. Diagrama esquemático del sensor de corriente.

Además, fue necesario calibrar los sensores de tensión y el sensor de corriente. La calibración consistió en conectar el convertidor bidireccional en modo Buck y modo Boost, e ir aumentando la tensión de entrada progresivamente hasta obtener una corriente significativa, cada vez que se aumenta la tensión de entrada se toma la medición de la corriente y de la tensión a la salida de los sensores. Después, estos datos son graficados y se aplica una regresión lineal para conocer la ecuación característica que establece cómo se comporta el sensor.

En la Figura A3 se observa la curva de calibración del sensor de corriente y su ecuación característica, la cual tiene un coeficiente de regresión de 0.9999. Después, esa ecuación es colocada en la programación del *dsPIC33EP128GS808* (ver Anexo C Figura C2) para obtener resultados fiables.

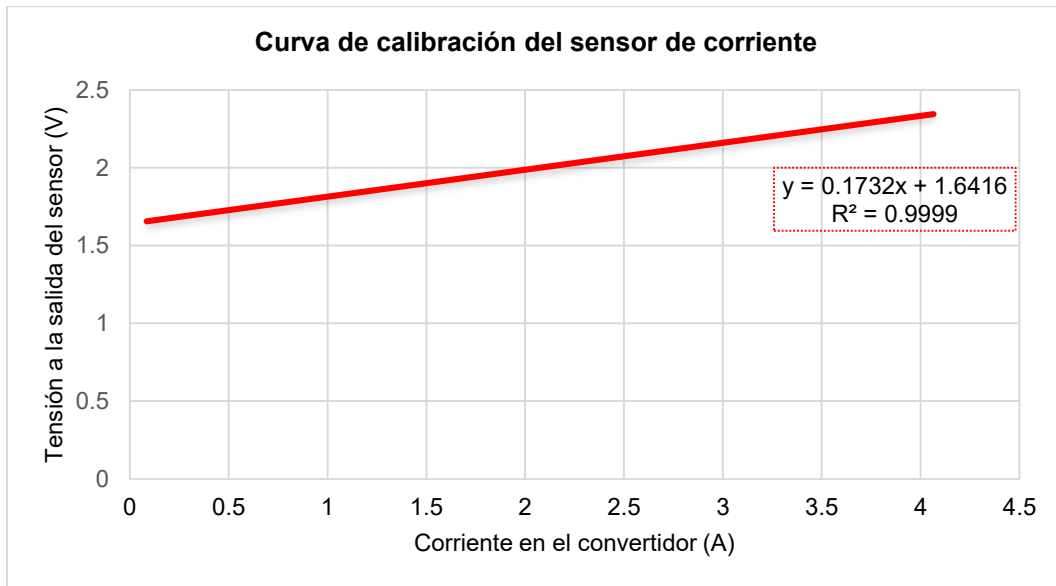


Figura A3. Curva de calibración del sensor de corriente.

Anexo B. Control modo corriente promedio digital

En el control modo corriente promedio, donde el rizo de corriente es relativamente grande que en el control modo tensión, la frecuencia de muestreo del *ADC* tiene gran importancia a la hora de implementar el controlador. En la literatura existen dos métodos de muestreo.

El primer método, el multi muestreo, consiste en muestrear toda la forma de la onda de corriente (ver Figura B6a) para después ser promediada y así obtener la corriente promedio del inductor. Sin embargo este método necesita de un convertidor *ADC* relativamente rápido los cuales tienen costos elevados, además, si existe mucho ruido eléctrico en la señal puede generar problemas en el cálculo de la corriente promedio.

El segundo método, el muestreo en un punto, consiste en muestrear en un punto en específico, de tal forma que solo se obtenga el promedio de la corriente (ver Figura B6b). Debido a que el *ADC* del *dsPIC33EP128GS808* no es tan rápido (3.5MSPS), se escogió la opción de muestrear en un punto en específico.

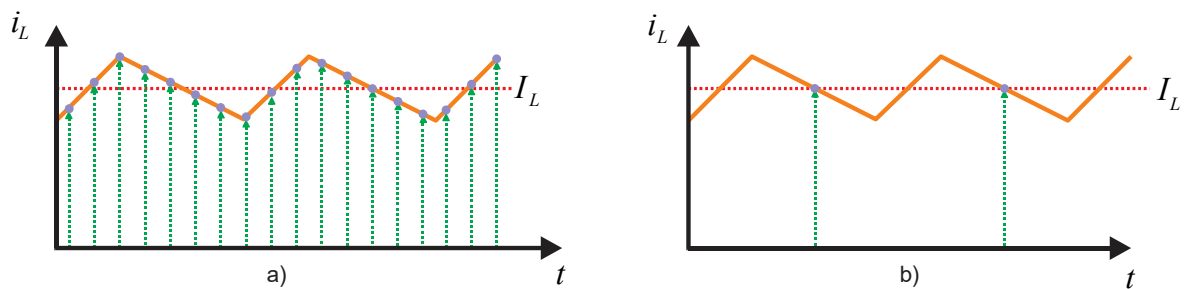


Figura B6. Técnicas de muestreo para el control modo corriente. a) Multi muestreo. b) Muestreo en un punto.

El muestreo en un punto se logra disparando el *ADC* del microcontrolador en sincronía con al *PWM* del mismo (ver Figura B2). Además, el muestreo en un punto implica tener una frecuencia de muestreo igual a la frecuencia de conmutación. Por lo tanto, esta frecuencia de muestreo es la utilizada para la discretización de todos los controladores.

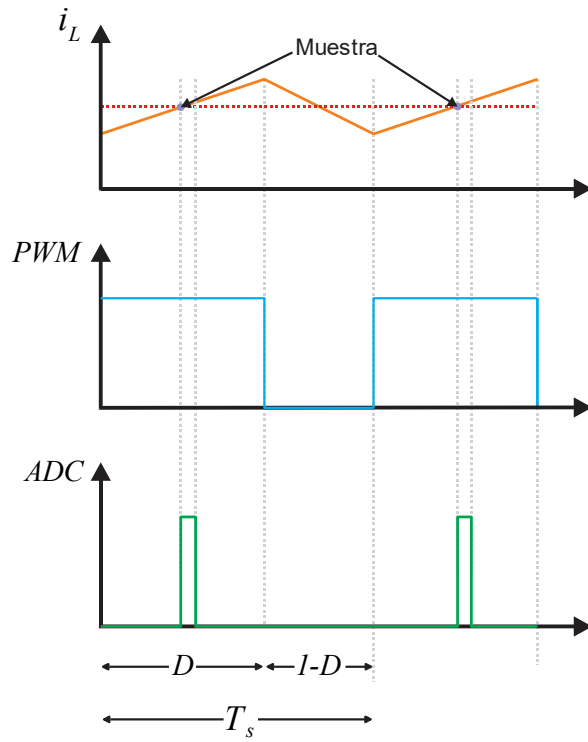


Figura B2. Técnica de puesteo en un punto implementada.

Anexo C. Programación de los controladores

En este anexo se describe el procedimiento de la programación del microcontrolador *dsPIC33EP128GS808* mediante *Simulink MATLAB*. Para la descripción del procedimiento se toma como ejemplo el controlador Tipo III del convertidor Buck ya que el procedimiento es igual para el controlador Tipo III del convertidor Boost. Y en el caso del controlador Tipo III T-S solo se considera un convertidor *ADC* extra, utilizado para la medición de la tensión.

Una vez sintonizado el controlador Tipo III se exporta la función de transferencia del *Toolbox* de *MATLAB* “*Control System Designer*” al *workspace* donde se discretiza mediante el comando *c2d* utilizando *marsh* como método de discretización. La función de transferencia del controlador Tipo III para el convertidor Buck discretizada es la que se observa en la ecuación (E.1)

$$H(z) = \frac{0.31677(z-0.7311)^2}{(z-1)(z-0.6532)(z-0.04321)} \quad (\text{E.1})$$

En la Figura C1 se observa el diagrama a bloques del control digital basado en el *dsPIC33EP128GS808* para el convertidor Buck.

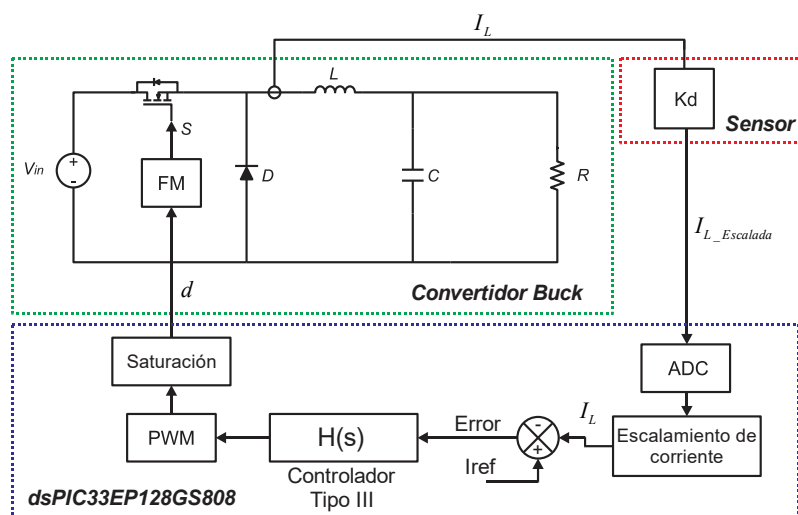


Figura C1. Control digital del convertidor Buck en el *dsPIC33EP128GS808*.

Asimismo, se realizó una simulación en *Simulink* de *MATLAB*® tratando de replicar el diagrama a bloques mostrado en la Figura C1. En general, la simulación se compone del convertidor Buck, del cual se mide la corriente y entra a un subsistema en el cual se simula el comportamiento del sensor (ver Figura C2) y la salida de este subsistema entra a otro subsistema llamado *Control_dsPIC33EP128GS808*.

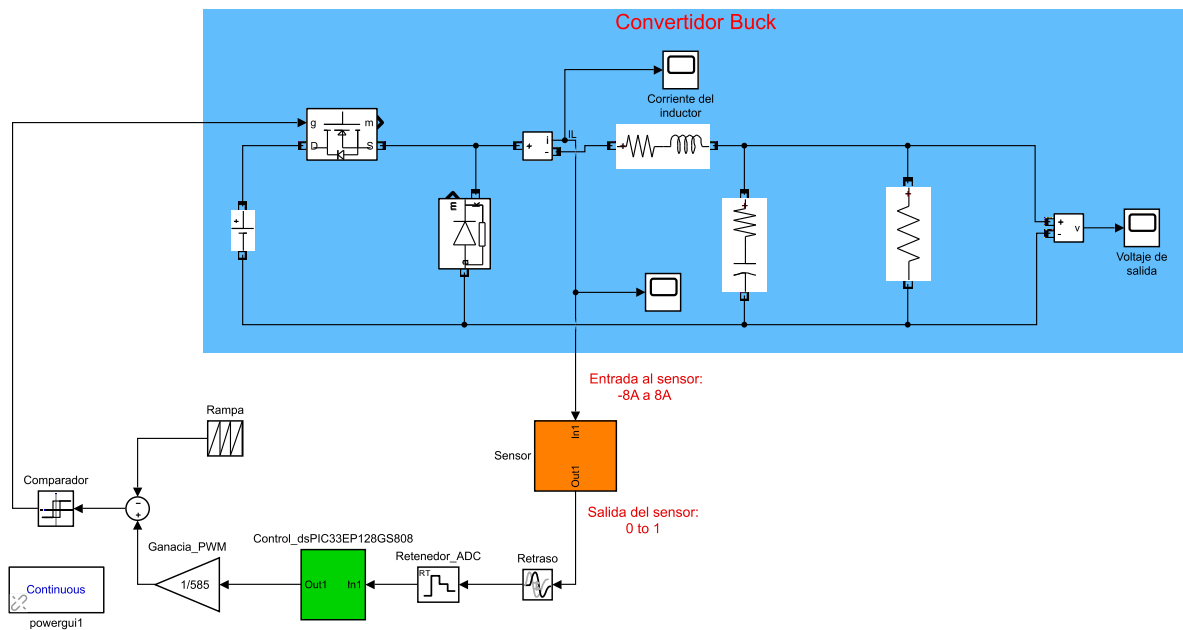


Figura C2. Simulación del convertidor Buck.

Dentro del subsistema llamado *Control_dsPIC33EP128GS808* (ver Figura C3) la corriente es nuevamente escalada y comparada con la corriente de referencia, el error entra al compensador Tipo III (el cual se encuentra desarrollado en ecuaciones en diferencia (ver Figura C4)), la salida del controlador pasa por una saturación que va de un valor del 1% al 95% con la cual se limita el valor del ciclo de trabajo, después este valor es multiplicado por un valor de un registro del PWM del *dsPIC33EP128GS808*. La idea principal es simular el convertidor y una vez que todo está correcto tomar el subsistema de nombre *Control_dsPIC33EP128GS808* y colocarlo en otra hoja de *Simulink* donde se programa el *dsPIC33EP128GS808*.

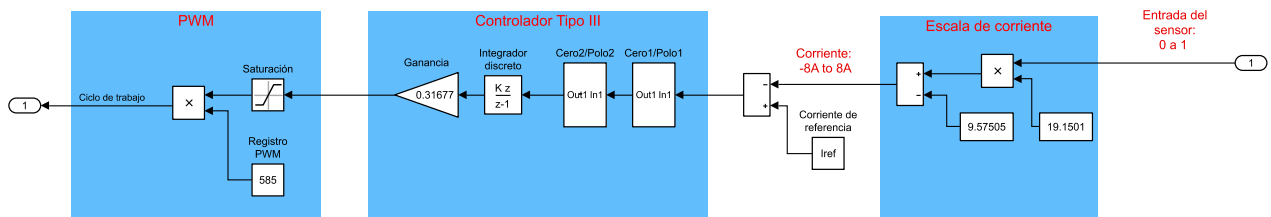


Figura C3. Subsistema *Control_dsPIC33EP128GS808*.

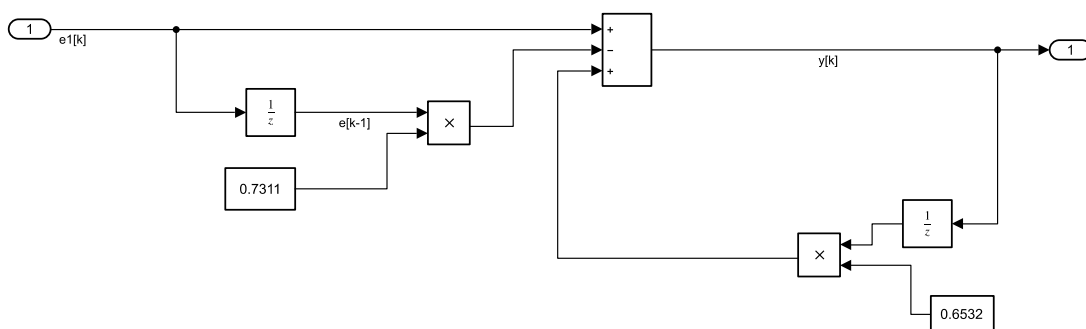


Figura C4. Ecuación en diferencia del cero2/Polo2 del controlador Tipo III de la Figura C3.

Además, otro aspecto muy importante es el escalamiento de unidades y la conversión de operaciones matemáticas de punto flotante a punto fijo, ya que de no realizarse esto el controlador implementado en el *dsPIC33EP128GS808* es bastante lento, además, de que el control no se comporta como lo simulado.

Para la conversión de punto flotante a punto fijo existen dos alternativas, se puede hacer de forma manual y colocar a cada bloque el valor del registro deseado, o se puede utilizar el *Toolbox* de *MATLAB* “*Fixed-Point Tool*” el cual permite convertir las operaciones matemáticas de un subsistema de *Simulink* a operaciones en punto fijo. En este caso se utiliza el *Toolbox* de *MATLAB* debido a la rapidez y facilidad de implementación. Una vez que todas las operaciones del subsistema *Control_dsPIC33EP128GS808* están en punto fijo es posible programar el *dsPIC33EP128GS808* de forma correcta. En la Figura C5 se observa una captura de

pantalla del *Toolbox* de *MATLAB* “*Fixed-Point Tool*”, en ella se observa las operaciones matemáticas del subsistema *Control_dsPIC33EP128GS808* en punto fijo.

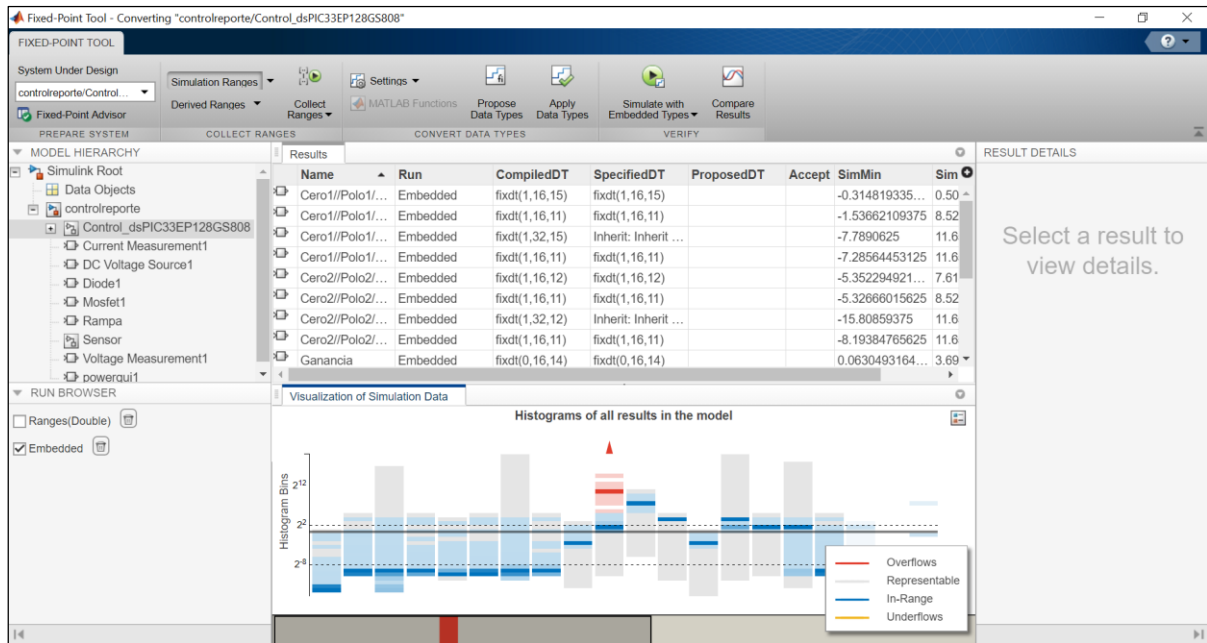


Figura C5. Ejemplo de conversión de punto flotante a punto fijo con *Fixed-Point Tool*.

En la Figura C6 se observa el programa en *Simulink* que es cargado a la tarjeta del *dsPIC33EP128GS808*, en la figura se observa que la salida del *ADC* se conecta a un bloque de escalamiento y de conversión a punto fijo, después, la salida de ese bloque se conecta al subsistema de nombre *Control_dsPIC33EP128GS808* (el mostrado en la Figura C2 y la Figura C3) el cual tiene todas las operaciones en punto fijo, después, la salida de ese subsistema se conecta al generador *PWM*.

Además, ya que la tarjeta cuenta con comparadores analógicos de alta velocidad (15ns), uno de ellos es utilizado como protección de sobrecorriente, el comparador compara el valor del *ADC AN1* (el que se encuentra conectado al sensor) contra un valor analógico generado por un *DAC*, por lo que no existen conversiones digitales que retrasen su respuesta. En cuanto el valor del *ADC AN1* supera el valor analógico del *DAC* (caso de una sobrecorriente) el *dsPIC33EP128GS808* se reinicia, esta operación fue de gran ayuda para evitar la saturación del inductor.

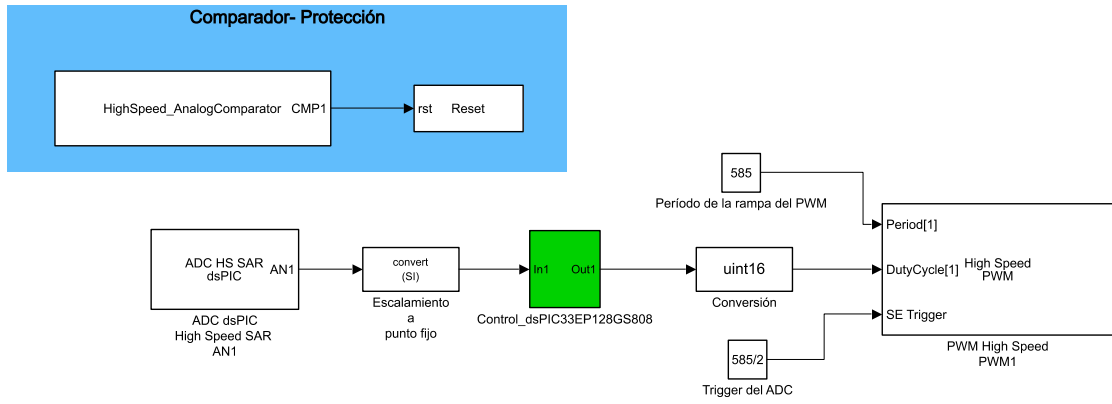


Figura C6. Programación del controlador Tipo III en el *dsPIC33EP128GS808* mediante *Simulink*.

Anexo D. Suavizado de los resultados experimentales mediante *MATLAB*®

En el siguiente Anexo se describe el procedimiento de filtrado de todas las pruebas presentadas en el apartado 6.2.

De cada prueba realizada se guarda el vector de datos generado por el osciloscopio (en formato *.csv*), para después ser exportados a *MATLAB*® y mediante un filtrado definir mejor los valores de tiempo de recuperación, tiempo de asentamiento y porcentaje de sobretiro. Después, a partir de esos datos filtrados se obtuvieron los siguientes índices de desempeño: Integral del Error Absoluto (*IAE*), Integral del Error Cuadrático (*ISE*) e Integral del Tiempo por Error Absoluto (*ITAE*). Además, de los datos filtrados se definió como criterio de estado estacionario el valor del 5% de la señal de referencia.

El comando utilizado para el filtrado fue *smooth* con un lapso de 500 muestras. En la Figura D1 se observa la respuesta dinámica ante un cambio de carga en el convertidor Buck, pero filtrado. En la figura se observa la corriente en el inductor con rizo y la corriente en el inductor ya filtrada, tanto del controlador Tipo III con la del controlador Tipo III T-S.

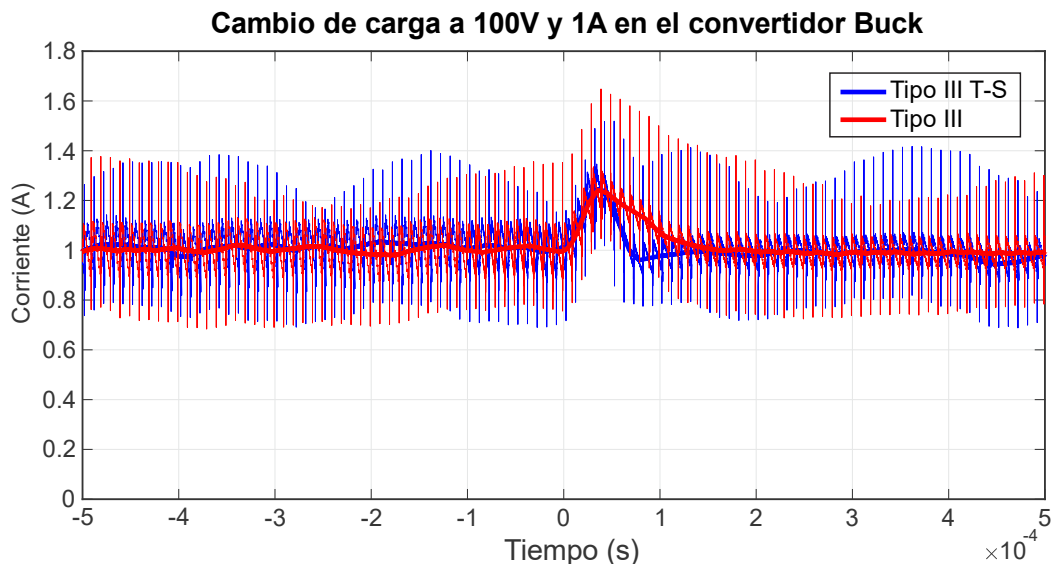


Figura D. Filtrado de la corriente del inductor mediante *MATLAB*®

A continuación se observa el filtrado de las pruebas presentadas en el apartado 6.5, correspondientes a las pruebas en lazo cerrado del convertidor Buck y del convertidor Boost, así también como los valores de tiempo de recuperación, tiempo de asentamiento y sobreelongación de cada prueba.

Convertidor bidireccional en modo Buck

En la Figura D2 se observa la respuesta dinámica del convertidor Buck ante un cambio en la carga del 52 %, llevándola 23Ω a 10.9Ω con una tensión en el bus de CD de $200 V$ y con una corriente de referencia de $2.08 A$. Esta prueba corresponde a la mostrada en la Figura 6.5 del apartado 6.2.2.

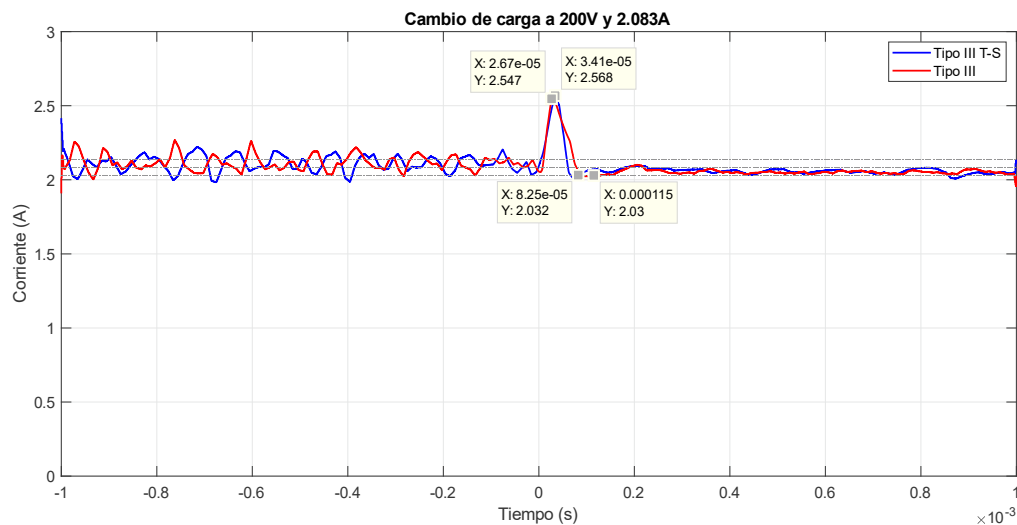


Figura D2. Respuesta dinámica del convertidor Buck ante un cambio en la carga de 23Ω a 10.9Ω con $200 V$ en el bus de CD y con una corriente de referencia de $2.08 A$ (filtrada).

En la Figura D3 se observa la respuesta dinámica del convertidor Buck ante un cambio en la carga del 52 %, llevándola de 23Ω a 10.9Ω , pero ahora con una tensión en el bus de CD de $100 V$ y con una corriente de referencia de $1 A$. Esta prueba corresponde a la mostrada en la Figura 6.6 del apartado 6.2.2.

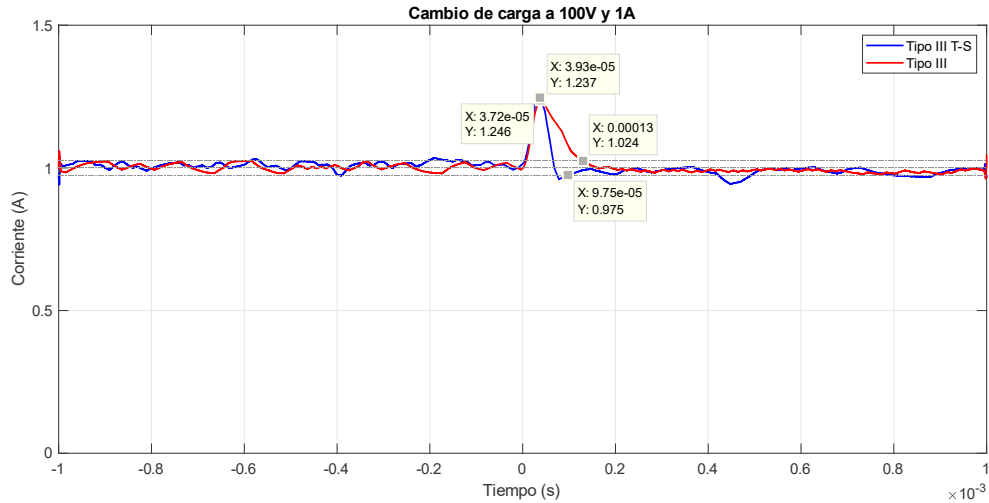


Figura D3. Respuesta dinámica del convertidor Buck ante un cambio en la carga de $23\ \Omega$ a $10.9\ \Omega$ con $100\ V$ en el bus de CD y con una corriente de referencia de $1\ A$ (filtrada).

En la Figura D4 se observa la respuesta dinámica del convertidor Buck ante un cambio en la carga del 52 %, llevándola de $23\ \Omega$ a $10.9\ \Omega$ con una tensión en el bus de CD de $50\ V$ y con una corriente de referencia de $1\ A$. Esta prueba corresponde a la mostrada en la Figura 6.7 del apartado 6.2.2.

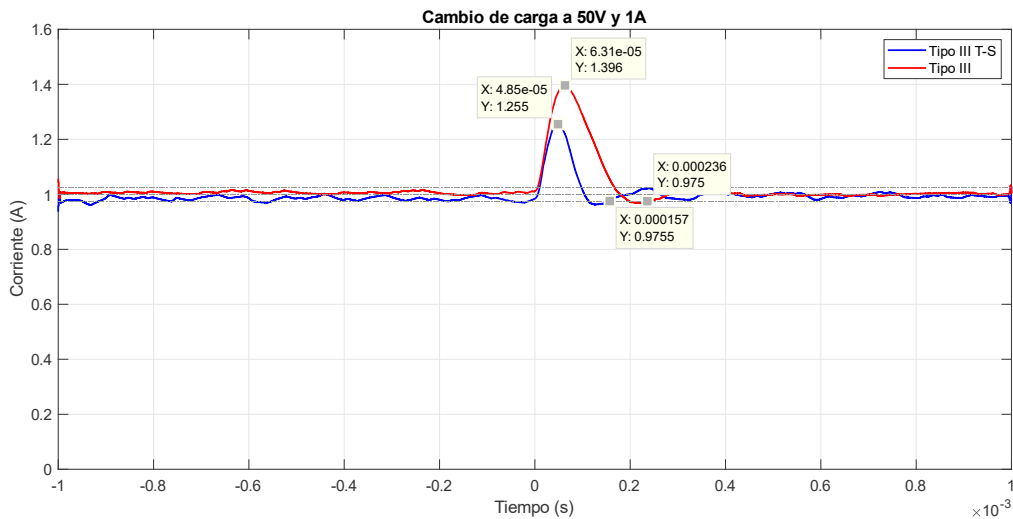


Figura D4. Respuesta dinámica del convertidor Buck ante un cambio en la carga de $23\ \Omega$ a $10.6\ \Omega$ con $50\ V$ en el bus de CD y con una corriente de referencia de $1\ A$ (filtrada).

En la Figura D5 se observa un cambio en la corriente de referencia del 50%, llevando la corriente del inductor de un valor de $1.04\ A$ a un valor de $2.08\ A$, con una tensión en

el bus de CD de 200 V y con una carga de 23 Ω . Esta prueba corresponde a la mostrada en la Figura 6.8 del apartado 6.2.2

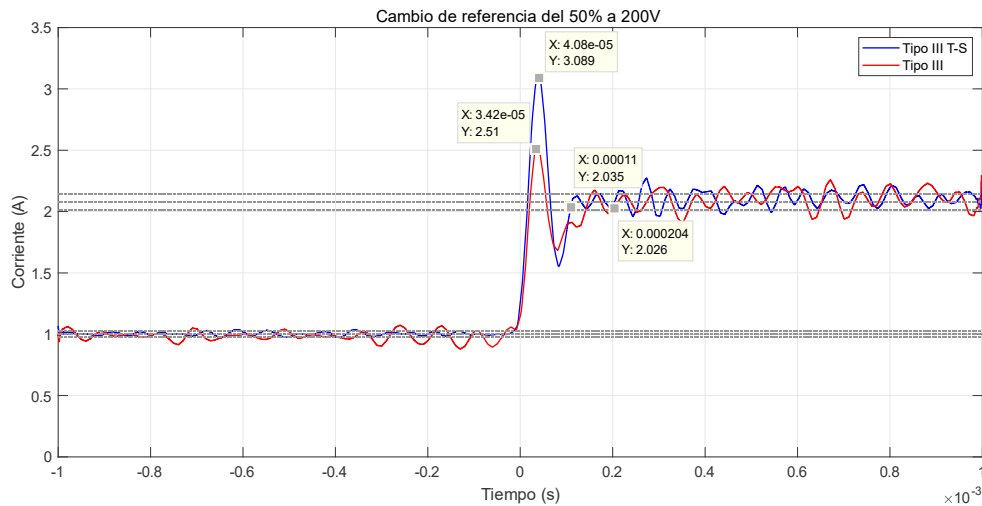


Figura D5. Respuesta dinámica del convertidor Buck ante un cambio en referencia del 50 % con 200 V en el bus de CD y con una carga de 23 Ω (filtrada).

En la Figura D6 se observa un cambio en la corriente de referencia del 70 %, llevando la corriente del inductor de un valor de 0.624 A a un valor de 2.08 A, con una tensión en el bus de CD de 70 V y con una carga de 23 Ω . Esta prueba corresponde a la mostrada en la Figura 6.9 del apartado 6.2.2.

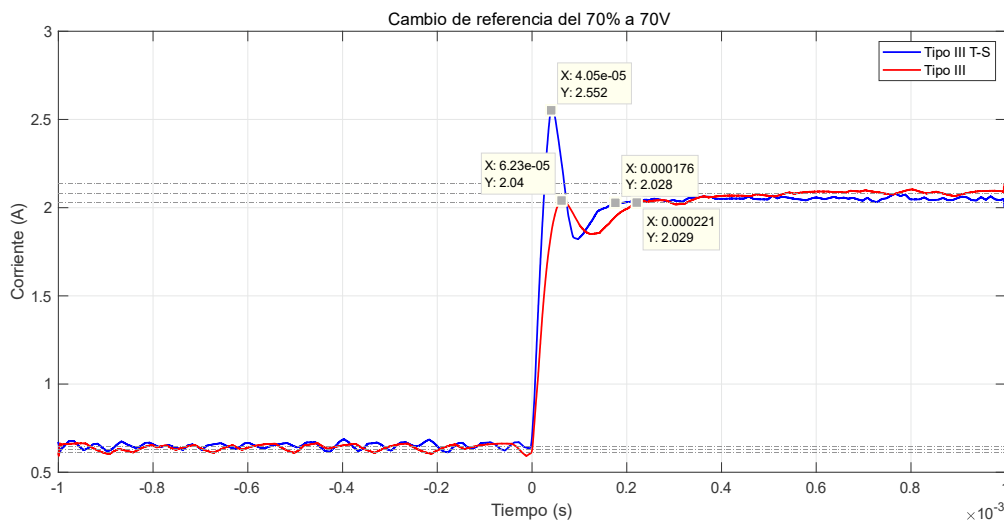


Figura D6. Respuesta dinámica del convertidor Buck ante un cambio en referencia del 70 % con 70 V en el bus de CD y con una carga de 23 Ω (filtrada).

Convertidor bidireccional modo Boost

En la Figura D7 se observa la respuesta dinámica del convertidor Boost ante un cambio en la carga del 72 %, llevándola de 400Ω a 110Ω , con una tensión en el la batería de $48 V$ y con una corriente de referencia de $2.08 A$. Esta prueba corresponde a la mostrada en la Figura 6.11 del apartado 6.2.3.

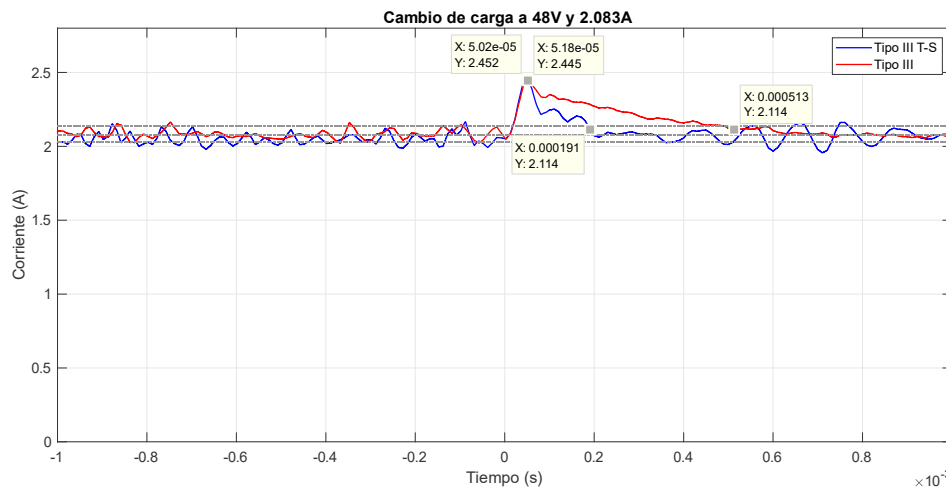


Figura D7. Respuesta dinámica del convertidor Boost ante un cambio en la carga de 400Ω a 110Ω con $48 V$ en la batería y con una corriente de referencia de $2.08 A$ (filtrada).

La Figura D8 corresponde a un cambio en la carga del 72 %, llevándola de 400Ω a 110Ω , con una tensión en el la batería de $36 V$ y con una corriente de referencia de $1 A$. Esta prueba corresponde a la mostrada en la Figura 6.12 del apartado 6.2.3.

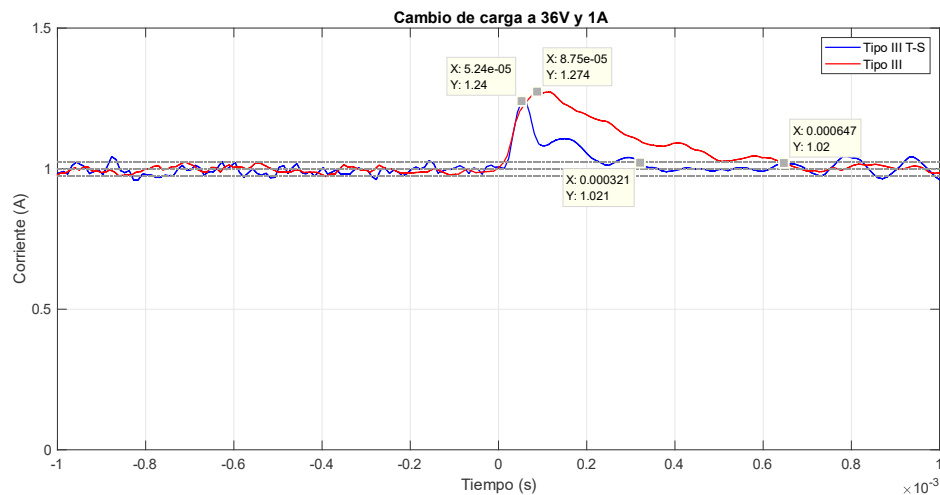


Figura D8. Respuesta dinámica del convertidor Boost ante un cambio en la carga de 400Ω a 110Ω con $36 V$ en la batería y con una corriente de referencia de $1 A$.

En la Figura D9 se observa un cambio de carga del 90 %, llevándola de 400Ω a 40Ω , pero ahora con una tensión en la batería de $20 V$ y con una corriente de referencia de $0.5 A$. Esta prueba corresponde a la mostrada en la Figura 6.13 del apartado 6.2.3

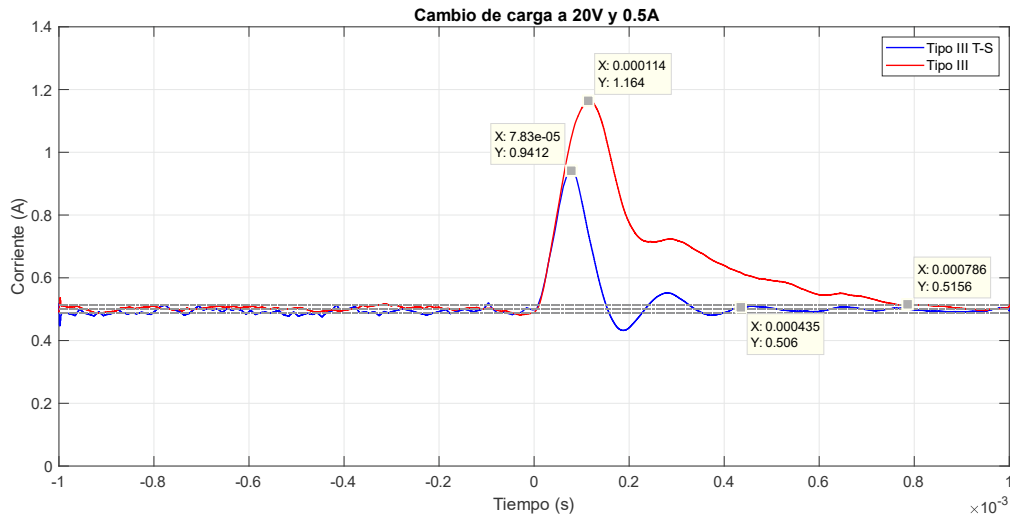


Figura D9. Respuesta dinámica del convertidor Boost ante un cambio en la carga de 400Ω a 40Ω con $20 V$ en la batería y con una corriente de referencia de $0.5 A$ (filtrada).

En la Figura D10 se observa un cambio en la corriente de referencia del 70 %, llevando la corriente del inductor de un valor de $0.624 A$ a un valor de $2.08 A$, con una tensión en el bus de CD de $48 V$ y con una carga de 400Ω . Esta prueba corresponde a la mostrada en la Figura 6.14 del apartado 6.2.3.

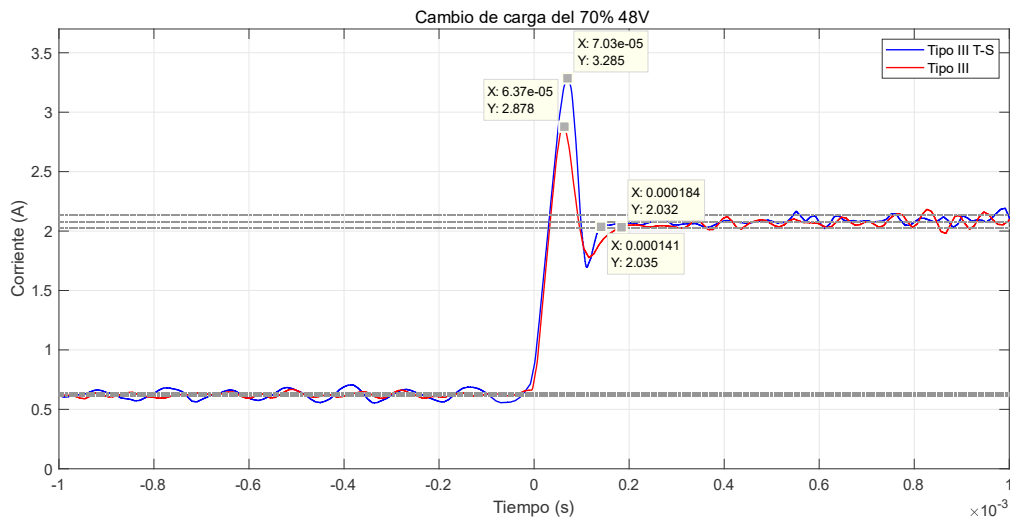


Figura D10. Respuesta dinámica del convertidor Boost un cambio en referencia del 70 % con $48 V$ en la batería y con una carga de 400Ω (filtrada).

En la Figura D11 se observa un cambio en la corriente de referencia, llevando la corriente del inductor de un valor de 0.5 A a un valor de 1 A , pero ahora con una tensión en la batería de 30 V y con una carga de $100\ \Omega$. Esta prueba corresponde a la mostrada en la Figura 6.15 del apartado 6.2.3

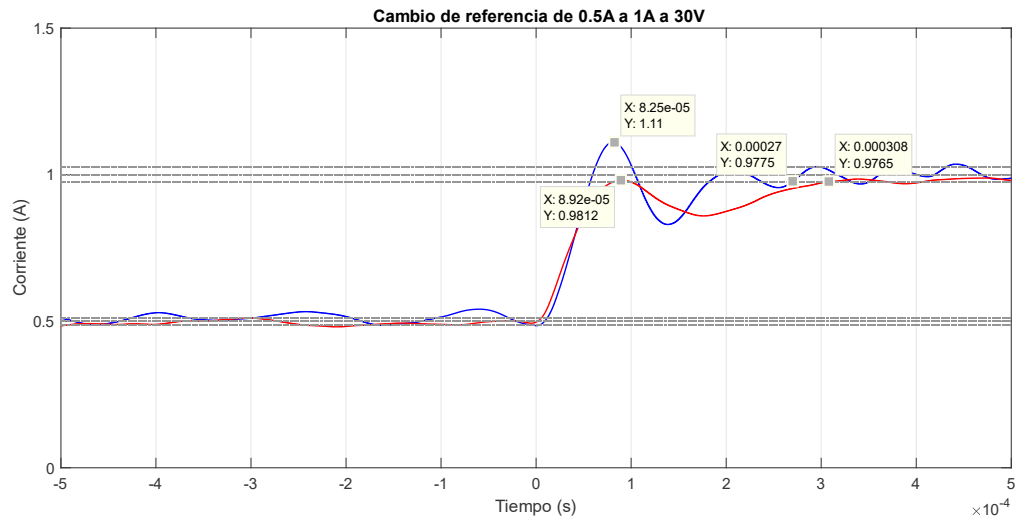


Figura D11. Respuesta dinámica del convertidor Boost ante un cambio de referencia de 0.5 A a 1 A con 30 V en la batería y con una carga de $100\ \Omega$ (filtrada).