

Centro Nacional de Investigación y Desarrollo Tecnológico

Subdirección Académica

Departamento de Ingeniería Electrónica

TESIS DE MAESTRÍA EN CIENCIAS

Asistente para el Diseño y Simulación de Convertidores CD-CD
en Lazo Cerrado

presentada por

Ing. Roberto Antonio Gamboa López

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

Director de Tesis
Dr. Carlos Aguilar Castillo

Cuernavaca, Morelos, México. Enero de 2018.

Cuernavaca, Mor., 8 de enero de 2018.

OFICIO No. DIE/016/2018

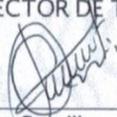
Asunto: Aceptación de documento de tesis

DR. GERARDO VICENTE GUERRERO RAMÍREZ
SUBDIRECTOR ACADÉMICO
PRESENTE

Por este conducto, los integrantes de Comité Tutorial del **C. Roberto Antonio Gamboa López** con número de control **M15CE100** de la Maestría en Ciencias en Ingeniería Electrónica, le informamos que hemos revisado el trabajo de tesis profesional titulado **"Asistente para el Diseño y Simulación de Convertidores CD-CD en Lazo Cerrado"** 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.

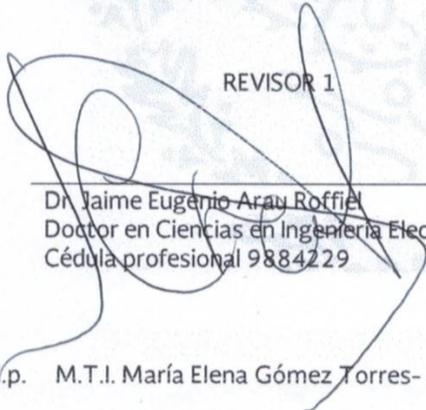
DIRECTOR DE TESIS

CODIRECTOR DE TESIS



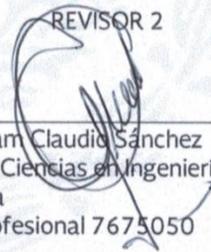
Dr. Carlos Aguilar Castillo
Doctor en Ciencias en Ingeniería Electrónica
Cédula profesional 3581040

REVISOR 1



Dr. Jaime Eugenio Aray Roffiel
Doctor en Ciencias en Ingeniería Electrónica
Cédula profesional 9884229

REVISOR 2



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

C.p. M.T.I. María Elena Gómez Torres- Jefa del Departamento de Servicios Escolares

Estudiante
Expediente
RFEJ/lrr.



Cuernavaca, Mor., 8 de enero de 2018

OFICIO No. SAC/054/2018

Asunto: Autorización de impresión de tesis

ING. ROBERTO ANTONIO GAMBOA LÓPEZ
CANDIDATO AL GRADO DE MAESTRO EN CIENCIAS
EN INGENIERÍA ELECTRÓNICA
PRESENTE

Por este conducto, tengo el agrado de comunicarle que el Comité Tutorial asignado a su trabajo de tesis titulado "**Asistente para el Diseño y Simulación de Convertidores CD-CD en Lazo Cerrado**", 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.

ATENTAMENTE

"CONOCIMIENTO Y TECNOLOGIA AL SERVICIO DE MEXICO"

DR. GERARDO VICENTE GUERRERO RAMÍREZ
SUBDIRECTOR ACADÉMICO



SEP TecNM
CENTRO NACIONAL
DE INVESTIGACIÓN
Y DESARROLLO
TECNOLÓGICO
SUBDIRECCIÓN
ACADÉMICA

C.p. M.T.I. María Elena Gómez Torres- Jefa del Departamento de Servicios Escolares.
Expediente

GVGR/mcr

Dedico esta tesis

*A mi familia por su apoyo incondicional a lo largo de
mi vida y a todas las personas que me permitieron
aprender más de la vida a su lado.*

Gracias

Cada logro comienza con la decisión de intentarlo.

Agradecimientos

A Dios, por darme la vida, la paciencia y la fortaleza para concluir con éxito mis estudios de posgrado.

Al Centro Nacional de Investigación y Desarrollo Tecnológico, por proporcionar las instalaciones, laboratorios y herramientas necesarias en mi formación académica.

Agradezco al Dr. Carlos Aguilar Castillo por ser mi guía en el proceso de estudio y por su paciencia, siempre estuvo disponible y dispuesto a compartir sus conocimientos para que yo pudiera alcanzar el éxito, gracias.

Agradezco a mis revisores, el Dr. Claudio Abraham Sánchez y Dr. Jaime Eugenio Arau Roffiel, por contribuir en la investigación haciendo comentarios y observaciones con el fin de mejorar el proyecto, gracias.

A mis profesores (Dr. Carlos Aguilar, Dr. Jaime Eugenio Arau Roffiel, Dr. Hugo Calleja Gjumlich, Dr. Jesús Dario Mina Antonio, Dr. Mario Ponce Silva), por su compromiso, dedicación, impecable enseñanza dentro y fuera del aula, gracias.

Al Dr. Marco Antonio Oliver Salazar (QEPD), por ser apoyarme e impulsarme al inicio del proyecto y por haber compartido sus conocimientos y experiencia, gracias.

A CONACYT, por hacer posible el desarrollo profesional y académico de los estudiantes de México, brindándoles la oportunidad de superarse cada día, y contribuir al desarrollo científico y tecnológico del país.

Agradezco al personal de CENIDET por el apoyo que me brindaron, en lo académico así como en lo personal, en especial a la Lic. Lorena, quien estuvo al pendiente e impulsando el proceso de finalización de la tesis, control escolar, biblioteca y centro de cómputo, gracias.

RESUMEN

En esta tesis se presenta el diseño e implementación de una herramienta informática interactiva que asiste al diseñador de convertidores CD-CD en el cálculo de componentes en lazo abierto y en el diseño de un esquema de control. Se enfatiza la importancia del diseño asistido por computadora y se describen las herramientas que han sido desarrolladas para analizar, modelar e implementar dispositivos electrónicos de potencia, en especial convertidores CD-CD.

La herramienta informática desarrollada es capaz de calcular los valores de los componentes (capacitores e inductores de valor comercial) de los convertidores CD-CD, para obtener un comportamiento de acuerdo con ciertas especificaciones de diseño tales como rizados de tensión, rizados de corriente, frecuencia de operación, entre otros. El cálculo de estos parámetros se realiza para que el convertidor opere en modo de conducción continua. El asistente estima los parámetros de operación para seis topologías básicas de convertidores CD-CD (Buck, Boost, Buck-Boost, Cúk, SEPIC, Zeta). Además, esta herramienta de diseño realiza cálculos de esfuerzos máximos de tensión y corriente, despliega las gráficas de tensión y corriente, circuitos equivalentes en los tiempos de conmutación y diagramas de Bode.

Asimismo, la herramienta diseñada tiene la capacidad de cerrar el lazo de control para los convertidores Buck y Boost. El controlador seleccionado para operar a los convertidores está basado en la configuración del compensador tipo III, el cual se seleccionó debido a que es uno de los más utilizados en el campo de control de convertidores CD-CD. El diseño del controlador responde a la búsqueda de operar al lazo de control con el margen de fase especificado por el usuario.

Finalmente, el desempeño de la herramienta interactiva conocida como “Asistente Virtual” se verifica mediante la implementación de un convertidor Buck en modo tensión en lazo cerrado. Para ello, como primer punto se diseña e implementa el convertidor en lazo abierto, utilizando exclusivamente las herramientas del asistente. Posteriormente se construyen dos esquemas de control, utilizando las ganancias calculadas por el asistente. Los resultados obtenidos en la experimentación exhiben la funcionalidad del asistente como apoyo para la evaluación, análisis, desarrollo e implementación de las diferentes configuraciones de convertidores CD-CD en lazo abierto y lazo cerrado.

Palabras clave: asistente virtual, análisis de convertidores, compensador tipo III, lazo cerrado

ABSTRACT

This thesis presents the development and design of a computer tool that assists DC-DC converters designer in the calculation of open-loop components values and a control scheme design. It focuses the importance of computer aid design and tools that have been developed to analyze, model and implement power electronics devices, especially DC-DC converters.

The developed computer tool is able to calculate the values of the DC-DC converter's components (commercial capacitors and inductors), obtaining a behavior according to certain design specifications like ripple tension, ripple current, operation frequency, among others. Calculations of these parameters is carried out so that the converter works in continuous conduction mode. The Assistant estimates the operating parameters from six basic DC-DC converters topologies (Buck, Boost, Cúk, SEPIC and Zeta). In addition, this design tool performs calculations of maximum stress and displays voltage/current graphs, switching-time equivalent circuits, and Bode diagrams.

Also, the designed tool is able to close control loop from Buck and Boost converters. The controller selected is based on the topology type III compensator, which has been selected for being one of the most used in DC-DC converter's control. Controller designed works with the phase margin specified by the user.

Finally, the performance of the interactive tool known as "Virtual Assistant", is verified by the implementation of a Buck converter in closed loop voltage mode. First of all, open-loop Buck converter is designed and implemented; using only assistant's tools in this process. Subsequently, two control schemes are constructed, using the gains calculated by the assistant. The results obtained in the experimentation show the functionality of the assistant as a support of the evaluation, analysis, development, and implementation of the different configurations of DC-DC converters in open and closed loop.

Keywords: virtual assistant, converter analysis, type III compensator, closed loop.

CONTENIDO

LISTA DE FIGURAS.....	VIII
LISTA DE TABLAS.....	X
CAPÍTULO I. INTRODUCCIÓN	1
1.1 Antecedentes.....	2
1.2 Interés por Asistentes Virtuales para el diseño de convertidores CD-CD	3
1.2.1 Oportunidades de mejora.....	4
1.3 Objetivos.....	4
1.3.1 Objetivo general.....	4
1.3.2 Objetivos específicos.....	5
1.4 Metas.....	5
1.5 Alcances y limitaciones	5
1.6 Organización del documento.....	5
CAPÍTULO II. ESTADO DEL ARTE	6
2.1 Software y herramientas de simulación de convertidores.....	7
2.1.1 Simulación de convertidores de potencia	7
2.1.2 Herramientas de modelado para sistemas electrónicos de potencia	8
2.1.3 Herramienta informática para control de motores	9
2.1.4 Diseño electro-térmico de convertidores de potencia	10
2.2 Software y herramientas para simulación y diseño de convertidores CD-CD.....	11
2.2.1 Laboratorio virtual a distancia	11
2.2.2 Herramienta de simulación de convertidores CD-CD	12
2.2.3 Herramienta de simulación de convertidores CD-CD en internet	13
2.2.4 Herramienta para diseño de convertidores CD-CD	15
2.2.5 Asistente para el diseño de convertidores CD-CD.....	16
2.2.6 Simulador en línea de convertidores conmutados.....	17
2.3 Resumen y conclusiones	19
CAPÍTULO III. ANÁLISIS DE CONVERTIDORES CD-CD SIN AISLAMIENTO GALVÁNICO.....	21
3.1 Introducción.....	22
3.2 Convertidor Buck.....	26
3.2.1 Análisis en CD.....	26
3.2.2 Análisis en Pequeña Señal mediante la técnica Interruptor PWM	30
3.3 Convertidor Boost.....	32

3.3.1	Análisis en CD	33
3.3.2	Análisis en Pequeña Señal mediante la técnica Interruptor PWM	36
3.4	Convertidor Buck-Boost	38
3.4.1	Análisis en CD	38
3.4.2	Análisis en Pequeña Señal mediante la técnica Interruptor PWM	41
3.5	Convertidor Cúk	43
3.5.1	Análisis en CD	43
3.5.2	Funciones de Transferencia mediante el Método Generalizado	47
3.6	Convertidor SEPIC	49
3.6.1	Análisis en CD	50
3.6.2	Funciones de Transferencia mediante el Método Generalizado	53
3.7	Convertidor Zeta	54
3.7.1	Análisis en CD	54
3.7.2	Funciones de Transferencia mediante el Método Generalizado	58
3.8	Resumen de ecuaciones en CD	59
CAPÍTULO IV. DESARROLLO DEL ASISTENTE VIRTUAL		62
4.1	Descripción general	63
4.2	Interfaz de usuario	66
4.2.1	Ventana de bienvenida	67
4.2.2	Área de diseño	68
4.2.3	Diseño del compensador tipo III	72
4.2.4	Algoritmo de pruebas dinámicas	83
4.2.5	Bitácoras electrónicas	85
CAPÍTULO V. EXPERIMENTACIÓN		89
5.1	Introducción	90
5.2	Diseño de un convertidor Buck en lazo abierto	91
5.3	Primer diseño en lazo cerrado	93
5.4	Segundo diseño en lazo cerrado	98
5.5	Resumen de resultados	103
CAPÍTULO VI. CONCLUSIONES Y TRABAJOS FUTUROS		104
6.1	Introducción	105
6.2	Principales resultados	105
6.3	Aportación	106

6.4	Limitantes	106
6.5	Trabajos futuros.....	107
BIBLIOGRAFÍA		109
ANEXO I. VARIABLES DE ESTADO PROMEDIADO		113
ANEXO II. ANÁLISIS DINÁMICO MEDIANTE LA TÉCNICA INTERRUPTOR PWM		117
ANEXO III. MÉTODO GENERALIZADO.....		122
ANEXO IV. COMPENSADOR TIPO III.....		126
ANEXO V. CONTROLADOR PWM UC3823N		130

LISTA DE FIGURAS

FIGURA 2.1.1. REPRESENTACIÓN EN BLOQUES DEL CONVERTIDOR BUCK EN SIMULINK® [15].....	8
FIGURA 2.1.2. VENTANA PRINCIPAL DEL PROGRAMA DESARROLLADO EN VISUAL BASIC [17].....	10
FIGURA 2.2.1. VENTANA DE DISEÑO DEL LABORATORIO VIRTUAL [19]	12
FIGURA 2.2.2. VENTANA DE DISEÑO DE LA HERRAMIENTA VIRTUAL EN JAVA [20].....	13
FIGURA 2.2.3. HERRAMIENTA PARA DISEÑO DE CONVERTIDORES BASADO EN SIT [21].....	14
FIGURA 2.2.4. VENTANA PRINCIPAL DE LA HERRAMIENTA DISEÑADA EN MATLAB® [22]	16
FIGURA 2.2.5. VENTANA DE DISEÑO DEL ASISTENTE IMPLEMENTADO EN MATLAB® [23].....	17
FIGURA 2.2.6. ÁREA DE DISEÑO DEL SIMULADOR INFINEON DESIGNER [24]	18
FIGURA 3.1.1. CORRIENTE EN UN INDUCTOR OPERANDO EN MCC	23
FIGURA 3.1.2. CORRIENTE EN UN INDUCTOR OPERANDO EN MCD	23
FIGURA 3.1.3. CORRIENTE EN UN INDUCTOR OPERANDO EN LA FRONTERA	23
FIGURA 3.2.1. DIAGRAMA DEL CONVERTIDOR BUCK	26
FIGURA 3.2.2. FORMAS DE ONDA DEL CONVERTIDOR BUCK EN MCC.....	27
FIGURA 3.2.3. MODELO LINEALIZADO DE PEQUEÑA SEÑAL DEL CONVERTIDOR BUCK.....	30
FIGURA 3.2.4. CIRCUITO EQUIVALENTE DEL CONVERTIDOR BUCK PARA ENCONTRAR GVG	30
FIGURA 3.2.5. CIRCUITO EQUIVALENTE DEL CONVERTIDOR BUCK PARA ENCONTRAR ZO	31
FIGURA 3.2.6. CIRCUITO EQUIVALENTE DEL CONVERTIDOR BUCK PARA ENCONTRAR GVD	32
FIGURA 3.3.1. DIAGRAMA DEL CONVERTIDOR BOOST.....	32
FIGURA 3.3.2. FORMAS DE ONDA DEL CONVERTIDOR BOOST EN MCC.....	34
FIGURA 3.3.3. A) MODELO LINEALIZADO DE PEQUEÑA SEÑAL DEL CONVERTIDOR BOOST. B) CIRCUITO EQUIVALENTE DEL CONVERTIDOR BOOST PARA ENCONTRAR GVG.	36
FIGURA 3.3.4. A) CIRCUITO EQUIVALENTE DEL CONVERTIDOR BOOST PARA ENCONTRAR ZO, B) CIRCUITO EQUIVALENTE DEL CONVERTIDOR BOOST PARA ENCONTRAR GVD	37
FIGURA 3.4.1. DIAGRAMA DEL CONVERTIDOR BUCK-BOOST,.....	38
FIGURA 3.4.2. FORMAS DE ONDA DEL CONVERTIDOR BUCK-BOOST EN MCC.	40
FIGURA 3.4.3. (A) MODELO LINEALIZADO DE PEQUEÑA SEÑAL DEL CONVERTIDOR BUCK-BOOST (B) CIRCUITO EQUIVALENTE DEL CONVERTIDOR BUCK-BOOST PARA ENCONTRAR GVG.....	41
FIGURA 3.4.4. A) CIRCUITO EQUIVALENTE DEL CONVERTIDOR BUCK-BOOST PARA ENCONTRAR ZO, B) CIRCUITO EQUIVALENTE DEL CONVERTIDOR BUCK-BOOST PARA ENCONTRAR GVD.....	42
FIGURA 3.5.1. DIAGRAMA DEL CONVERTIDOR CÚK	43
FIGURA 3.5.2. FORMAS DE ONDA DEL CONVERTIDOR CÚK EN MCC.....	46
FIGURA 3.6.1. DIAGRAMA DEL CONVERTIDOR SEPIC.....	49
FIGURA 3.6.2. FORMAS DE ONDA DEL CONVERTIDOR SEPIC EN MCC.	52
FIGURA 3.7.1. DIAGRAMA DEL CONVERTIDOR ZETA	55
FIGURA 3.7.2. FORMAS DE ONDA DEL CONVERTIDOR ZETA EN MCC.	57
FIGURA 4.1.1. ESTRUCTURA GENERAL DEL ASISTENTE VIRTUAL.....	64
FIGURA 4.1.2. DIAGRAMA DE FLUJO DEL ASISTENTE VIRTUAL	65
FIGURA 4.2.1. VENTANA DE BIENVENIDA DEL ASISTENTE VIRTUAL	67
FIGURA 4.2.2. ÁREA DE DISEÑO DEL ASISTENTE VIRTUAL	68
FIGURA 4.2.3. MODELADO DEL CONVERTIDOR BOOST EN SIMULINK®	71
FIGURA 4.2.4. CONVERTIDOR BUCK + COMPENSADOR TIPO III	73
FIGURA 4.2.5. CONVERTIDOR BOOST + COMPENSADOR TIPO III.....	73
FIGURA 4.2.6. ALGORITMO PARA DISEÑAR AL COMPENSADOR TIPO III PARA EL CONVERTIDOR BUCK	75
FIGURA 4.2.7. DIAGRAMA DE BODE DEL PRIMER DISEÑO EN LAZO CERRADO DEL CONVERTIDOR BUCK	77

FIGURA 4.2.8. VENTANA PARA DISEÑAR AL COMPENSADOR TIPO III PARA EL CONVERTIDOR BOOST	80
FIGURA 4.2.9. DIAGRAMA DE BODE DEL PRIMER DISEÑO EN LAZO CERRADO DEL CONVERTIDOR BOOST	82
FIGURA 4.2.10. SIMULACIÓN DEL CONVERTIDOR BUCK BAJO LOS DISEÑOS DEL COMPENSADOR TIPO III	84
FIGURA 4.2.11. VENTANA DE RESULTADOS DE LAS PRUEBAS DINÁMICAS PARA EL CONVERTIDOR BUCK.....	85
FIGURA 4.2.12. BITÁCORA ELECTRÓNICA #1	86
FIGURA 4.2.13. BITÁCORA ELECTRÓNICA #2.....	87
FIGURA 4.2.14. BITÁCORA ELECTRÓNICA #3	88
FIGURA 5.2.1. DISEÑO DEL CONVERTIDOR BUCK EN LAZO ABIERTO.....	91
FIGURA 5.2.2. A) ESQUEMÁTICO Y B) PLACA DE CIRCUITO IMPRESO DEL CONVERTIDOR BUCK	92
FIGURA 5.2.3. DETALLES DE LA IMPLEMENTACIÓN DEL CONVERTIDOR BUCK.....	92
FIGURA 5.2.4. TENSIÓN Y CORRIENTE DE SALIDA DEL CONVERTIDOR BUCK (LAZO ABIERTO)	93
FIGURA 5.3.1. DISEÑO DEL CONVERTIDOR BUCK EN LAZO CERRADO	94
FIGURA 5.3.2. RESULTADOS DEL DISEÑO DEL PRIMER COMPENSADOR TIPO III.....	95
FIGURA 5.3.3. TENSIÓN Y CORRIENTE DE SALIDA DEL CONVERTIDOR BUCK (COMPENSADOR 1)	96
FIGURA 5.3.4. RESPUESTA DINÁMICA EXPERIMENTAL DEL CONVERTIDOR BUCK (COMPENSADOR 1).....	96
FIGURA 5.3.5 RESPUESTA DINÁMICA SIMULADA DEL CONVERTIDOR BUCK (COMPENSADOR 1).....	97
FIGURA 5.4.1. DISEÑO DEL SEGUNDO COMPENSADOR TIPO III.....	99
FIGURA 5.4.2. TENSIÓN Y CORRIENTE DE SALIDA DEL CONVERTIDOR BUCK (COMPENSADOR 2)	100
FIGURA 5.4.3. RESPUESTA DINÁMICA SIMULADA DEL CONVERTIDOR BUCK (COMPENSADOR 2).....	101
FIGURA 5.4.4. RESPUESTA DINÁMICA REAL DEL CONVERTIDOR BUCK (COMPENSADOR 2).....	101

LISTA DE TABLAS

TABLA 2.3.0.1. RESUMEN DE LOS ASISTENTES VIRTUALES	20
TABLA 3.8.1. ECUACIONES DE CD. CONVERTIDORES DE SEGUNDO ORDEN.	60
TABLA 3.8.2. ECUACIONES DE CD. CONVERTIDORES DE CUARTO ORDEN.	61
TABLA 4.1.1. PASOS PARA EL DISEÑO DE UN CONVERTIDOR CD-CD.....	64
TABLA 4.2.1. CONDICIONES DE DISEÑO DE CONVERTIDORES	69
TABLA 5.1.1. PARÁMETROS DE DISEÑO DEL CONVERTIDOR BUCK.....	90
TABLA 5.2.1. MODELOS DE LOS COMPONENTES DEL CONVERTIDOR BUCK.....	92
TABLA 5.3.1. AJUSTE DE VALORES PARA EL COMPENSADOR (DISEÑO 1)	94
TABLA 5.3.2. VARIACIÓN DE LA TENSIÓN DE SALIDA ANTE VARIACIONES DE LA CORRIENTE DE CARGA (BUCK + COMPENSADOR 1)	98
TABLA 5.3.3. VARIACIONES DE LA TENSIÓN DE SALIDA ANTE VARIACIONES DE LA TENSIÓN DE ENTRADA (BUCK + COMPENSADOR 1)	98
TABLA 5.4.1. AJUSTE DE VALORES PARA EL COMPENSADOR (DISEÑO 2)	99
TABLA 5.4.2. VARIACIONES DE LA TENSIÓN DE SALIDA ANTE VARIACIONES EN LA CORRIENTE DE CARGA (BUCK + COMPENSADOR 2)	102
TABLA 5.4.3. VARIACIONES DE LA TENSIÓN DE SALIDA ANTE VARIACIONES EN LA TENSIÓN DE ENTRADA (BUCK + COMPENSADOR 2)	102
TABLA 5.5.1. CARACTERÍSTICAS DE LOS COMPENSADORES IMPLEMENTADOS	103
TABLA 5.5.2. TABLA COMPARATIVA DEL CONVERTIDOR BUCK CON EL PRIMER DISEÑO DE COMPENSADOR (REAL VS SIMULADO)	103
TABLA 5.5.3 TABLA COMPARATIVA DEL CONVERTIDOR BUCK CON EL SEGUNDO DISEÑO DE COMPENSADOR (REAL VS SIMULADO)	103
TABLA 6.4.1. ASISTENTE VIRTUAL DESARROLLADO VS OTROS ASISTENTES VIRTUALES	108

CAPÍTULO I. INTRODUCCIÓN

1.1 Antecedentes

Los sistemas electrónicos de potencia, específicamente, los convertidores CD-CD, se usan para transformar y modificar las características de la energía eléctrica (tensión, corriente, etc.) para aplicaciones que van desde la computación y comunicaciones hasta aplicaciones en la medicina, control de aplicaciones y fuentes de energías renovables. Estos sistemas involucran circuitos conmutados compuestos de interruptores semiconductores tales como tiristores, MOSFETs, diodos, etc., acompañados de elementos pasivos como inductores, capacitores, resistencias, y circuitos integrados para el esquema de control [1].

Un convertidor CD-CD, en general, es un dispositivo electrónico de potencia que convierte un nivel de tensión (en corriente directa) a otro nivel de tensión (en corriente directa). Se podría asemejar a un transformador de corriente alterna, con el cual se puede elevar o reducir la tensión de entrada en función de la relación de vueltas.

Una de las ventajas de utilizar convertidores CD-CD es que permiten obtener la máxima eficiencia en la conversión de la energía eléctrica, gracias a que, en su implementación, se emplean únicamente componentes eléctricos/electrónicos que no presentan pérdidas significativas, es decir, que disipan muy poca potencia.

Al ser sistemas de alta eficiencia y con múltiples aplicaciones se han realizado estudios minuciosos para diseñarlos e implementarlos. Sin embargo, el análisis y diseño tanto de convertidores CD-CD como de esquemas de control presenta importantes retos.

Los obstáculos incluyen la necesidad de tener herramientas computacionales elevadas, tiempos excesivos de simulación, las dificultades de acoplamiento entre diversas técnicas de modelado y simulación y el rendimiento del convertidor ante la presencia de elementos parásitos. Sin embargo, la disponibilidad de herramientas informáticas poderosas ha ampliado los enfoques de modelado y diseño, ya que permiten obtener gráficas de tensiones y corrientes, así como mostrar el flujo de la corriente a través de cada componente del convertidor [2].

El diseño asistido por computadora es un proceso conocido por su sigla CAD (del inglés *Computer Aided Design*), que mejora el diseño, desarrollo y fabricación de los convertidores CD-CD con ayuda de la computadora. Con la ayuda de software especializado se pretende fabricarlos con mayor precisión, posiblemente a un menor precio y mucho más rápido.

El modelado y simulación de convertidores CD-CD son ingredientes esenciales del proceso de análisis y diseño en electrónica de potencia; mediante el modelado se busca comprender mejor su comportamiento y funcionamiento. Si se denomina modelo, en este contexto, a la representación matemática de un convertidor CD-CD, se puede llamar simulación a la operación matemática del modelo para conseguir, con técnicas computacionales, la experimentación artificial del comportamiento temporal o la evolución del convertidor.

La estrategia de diseño de convertidores más utilizada involucra que el diseñador debe, dado un conjunto de especificaciones, seleccionar una topología de convertidor, “arrastrar el lápiz”

para calcular los valores de sus componentes, seleccionarlos adecuadamente y finalmente diseñar un esquema de control. Aunado a esto, debe enfrentarse al reto de sintonizar ambas partes (convertidor más control) de tal forma que al llevarlo al simulador cumpla con los requisitos establecidos. Si los resultados obtenidos de la simulación son favorables se realiza la implementación, de lo contrario se deberá rediseñar y nuevamente simular [3].

Por lo anterior se concluye que el diseño de convertidores CD-CD asistido por computadora es de ayuda relevante para el ingeniero de diseño y en tal sentido se han realizado pruebas y simulaciones con ayuda de software como MATLAB/SIMULINK, OPENMODELICA, GRAPHIC BOND, PSIM, SIMETRIX SIMPLIS, SABER, PSCAD, PLECS, entre otros. Además, temas de modelado y simulación de convertidores, así como el diseño asistido por computadora en electrónica de potencia han sido abordados en muchas revistas en los últimos años [4].

1.2 Interés por Asistentes Virtuales para el diseño de convertidores CD-CD

El proceso para diseñar un convertidor CD-CD es un proceso iterativo donde se pretende obtener un diseño óptimo y mejor aún, que su desempeño en simulación sea parecido al desempeño práctico [5].

La metodología de diseño puede resultar fatigosa ya que, si no se satisfacen las especificaciones, se debe regresar a modificar parámetros y recalcular valores. Este hecho se vuelve repetitivo y representa una pérdida de tiempo. En [6] se ejemplifica la secuencia de pasos para diseñar topologías prácticas de convertidores CD-CD de segundo orden.

Por otro lado, realizar el modelado de algún esquema de control tampoco es tarea fácil, porque al menos, para diseñar un compensador se calcula la ubicación de los polos y ceros de una manera completamente heurística que depende de la habilidad de cada diseñador. Y para la sintonización de observadores de estado hay que obtener las ganancias “k”, por lo que se debe resolver un sistema de ecuaciones cuyo orden varía directamente con el orden de la función de transferencia del convertidor.

Recurriendo a libros de texto de diseño de control como [7] y [8] así como artículos de revista [9], [10], [11] y [12] se pueden hallar los pasos para diseñar, sintonizar e implementar los esquemas de control antes mencionados, y aun así el proceso es tedioso. Sin embargo, resulta interesante evaluar el comportamiento de varios diseños.

Ante esta situación, a pesar de que ya se conocen los pasos a seguir para obtener un buen diseño (convertidor más control), se ha buscado la ayuda de asistentes virtuales que auxilien al diseñador en el momento de simular, obtener los valores de los componentes y la respuesta en frecuencia. Además, permiten ahorrar tiempo, tener un panorama más claro y comprender el funcionamiento total del convertidor.

En la actualidad no se dispone de un Asistente de Diseño que permita simular, graficar, sugerir valores de componentes, ganancias de control, etc., que cubra todos los pasos de diseño que auxilien al diseñador en su tarea.

La falta de un Asistente de Diseño llevó a proponer, en CENIDET, una tesis que lleva por nombre “Asistente para el análisis y diseño de topologías comunes de convertidores CD-CD” [23], donde se diseñó una plataforma usando la herramienta GUIDE de MATLAB®. Esta plataforma conocida como “El Asistente” permite desplegar los valores de componentes, las formas de onda características y los diagramas de Bode de las funciones de transferencia del convertidor Buck, además, permite cerrar el lazo de control empleando la técnica PID.

1.2.1 Oportunidades de mejora

La plataforma base de “El Asistente” está diseñada para la topología básica del convertidor Buck y al esquema de control PID. Sin embargo, las necesidades de diseño se extienden más allá de una topología. Por lo cual, se requiere diseñar e implementar un “Asistente Virtual” que contenga las seis topologías básicas y las estrategias de control convencionales empleadas en electrónica de potencia.

La nueva plataforma deberá obtener las ecuaciones necesarias para calcular el valor de los componentes de cada convertidor, obtener las ecuaciones de esfuerzos en tensión/corriente y obtener la respuesta en frecuencia (funciones de transferencia) de cada topología. Además, se necesita modelar a los esquemas de control y sintonizarlos con los convertidores, después, obtener el algoritmo de programación de cada uno e introducirlos al Asistente Virtual.

Se necesita que el Asistente Virtual sea capaz de interactuar con el diseñador, de tal forma que el diseño final no quede limitado al propuesto por el Asistente, sino que también el usuario pueda modificar valores de componentes, y que mejore u optimice su diseño. Así mismo deberá tener opciones para exportar o imprimir las formas de onda y los resultados de las simulaciones.

Además, se requiere que el Asistente Virtual pueda ser utilizado por diseñadores con poca o mucha experiencia en el área de convertidores, es decir, que sea capaz de brindar asistencia a profesores con mucha experiencia así como a alumnos que apenas comienzan su formación académica en el área de electrónica de potencia.

1.3 Objetivos

1.3.1 Objetivo general

Contribuir al desarrollo del Asistente Virtual incluyendo las topologías básicas de convertidores y un nuevo esquema de control, así como ventanas interactivas que asistan al diseñador de convertidores CD-CD.

1.3.2 Objetivos específicos

- Incorporar al Asistente Virtual las topologías Boost, Buck-Boost, Cúk, SEPIC y Zeta en modo de conducción continua.
- Incorporar al Asistente Virtual el esquema del compensador tipo III.
- Diseñar e implementar en el Asistente Virtual un algoritmo de pruebas dinámicas para los convertidores Buck y Boost bajo la acción del compensador tipo III.
- Diseñar e implementar el compensador tipo III y aplicarlo a un convertidor Buck diseñado previamente por el Asistente Virtual.

1.4 Metas

Contar con una herramienta interactiva haciendo uso de los beneficios de MATLAB/Simulink® para proporcionar una visualización dinámica e interactiva de las simulaciones en estado transitorio y estable de cualquier convertidor CD-CD no aislado [13]; adicionalmente, que permita diseñarlos en modo de conducción continua tanto en lazo abierto como en lazo cerrado.

1.5 Alcances y limitaciones

Obtener el diseño y el modelo matemático (análisis en CD y en pequeña señal) de los convertidores Boost, Buck-Boost, Cúk, SEPIC y Zeta en modo de conducción continua, así como un algoritmo de diseño para los convertidores Buck y Boost bajo la acción del compensador tipo III empleando el control por modo tensión [14].

Diseñar los algoritmos con el ambiente gráfico de la herramienta Guide de MATLAB® y con el entorno de simulación Simulink® bajo un esquema completamente modular.

No se incluyen las topologías de convertidores aislados, el modo de conducción discontinua y el control por modo corriente.

1.6 Organización del documento

En el Capítulo 2 se presenta la revisión del Estado del Arte sobre los trabajos relacionados con el tema de tesis y en el capítulo 3 el Análisis de los Convertidores CD-CD incluidos en la versión final del Asistente Virtual desarrollado. El proceso para el Desarrollo del Asistente Virtual se describe en el capítulo 4, detallando las técnicas empleadas, así como las características y funcionalidades; las Pruebas y Resultados de la Experimentación, Conclusiones y Trabajos futuros se presentan en los capítulos 5 y 6 respectivamente. Finalmente se presenta la Bibliografía y Anexos.

CAPÍTULO II. ESTADO DEL ARTE

2.1 Software y herramientas de simulación de convertidores

En la búsqueda bibliográfica se han encontrado diversos estudios y temas relacionados con la simulación de convertidores. En las siguientes secciones se detallan algunas herramientas que se han diseñado como una primera aproximación a un asistente virtual de diseño. Cabe mencionar que no son herramientas interactivas de diseño, sino más bien herramientas que demuestran la habilidad de MATLAB/Simulink® para simular convertidores sin la necesidad de recurrir a software especializado (PSIM, SABER, PSCAD, etc.).

2.1.1 Simulación de convertidores de potencia

El propósito de [15] es presentar la capacidad para simular convertidores de potencia usando solamente Simulink®. Esto es porque Simulink® es una extensión gráfica de MATLAB® para representar modelos matemáticos y sistemas en forma de diagramas de bloques, y simular la operación de estos sistemas.

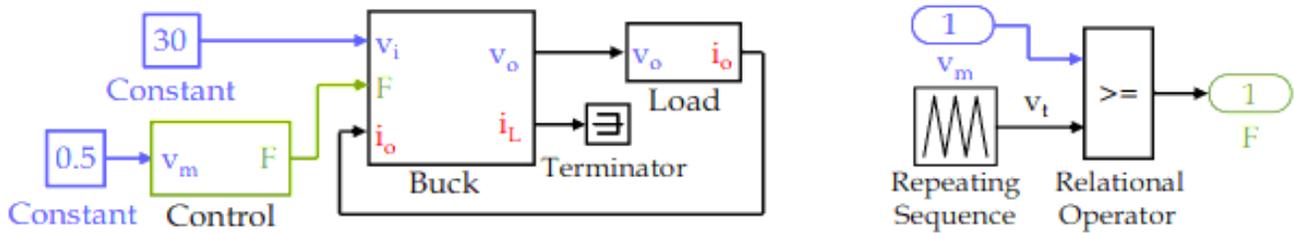
La simulación de sistemas electrónicos de potencia puede abordarse en dos enfoques:

- El primero, denominado topología fija, donde los semiconductores son impedancias con valores bajos o altos basados en el estado de encendido o apagado. El modelo matemático de los convertidores no depende del estado del semiconductor.
- El segundo, denominado topología variable, se rige por el estado de circuito abierto o corto circuito de los semiconductores. El modelo matemático de los convertidores depende de los estados del semiconductor.

En esta perspectiva se propone un método de simulación de convertidores con Simulink® basado en el enfoque de topología variable, donde los circuitos equivalentes dependen directamente del estado de encendido o apagado de los semiconductores. Se incluyen únicamente las topologías no aisladas considerando componentes ideales.

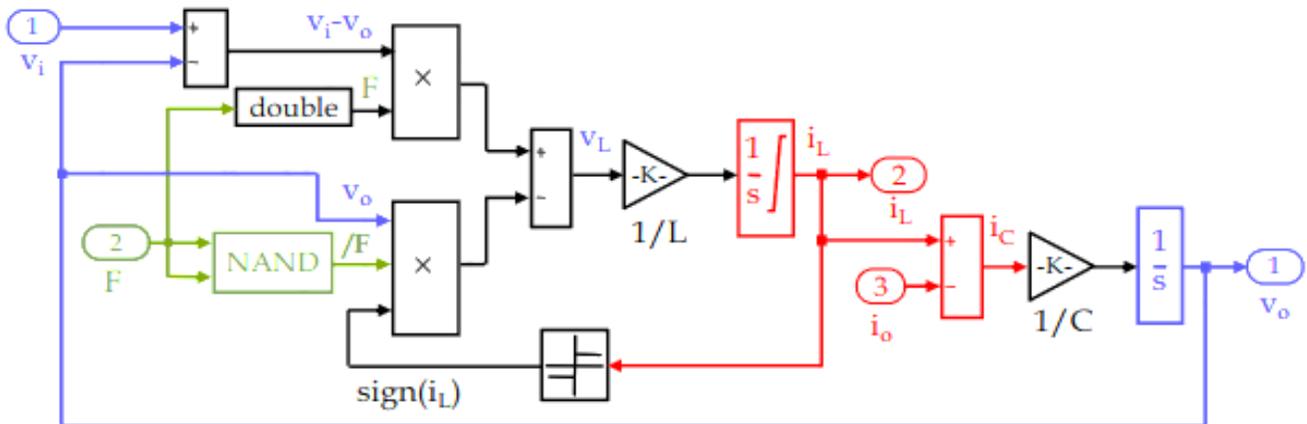
Inicialmente se estudia al convertidor Buck, se obtienen los circuitos equivalentes de encendido y apagado, los modelos en lazo abierto y cerrado con el control PI. En seguida, se estudia a los convertidores CD-CA trifásicos; se muestra el circuito eléctrico y su modelo en bloques representado en Simulink®. Además, se presentan simulaciones para cargas *RL* controladas con la modulación por ancho de pulso. Finalmente se presenta el modelo de un convertidor CA-CD de seis pulsos usado frecuentemente en aplicaciones industriales. Se muestra el modelo completo en Simulink® así como su respuesta con una carga *RL*.

La Figura 2.1.1 es una muestra de cómo se construyen en bloques los convertidores descritos, y de esta forma es como se simulan y se demuestra que Simulink® es una herramienta idónea para la obtención de respuestas de sistemas electrónicos de potencia, específicamente, convertidores CD-CD.



a) Vista global

b) Control PWM



c) Buck en bloques

Figura 2.1.1. Representación en bloques del convertidor Buck en Simulink® [15]

2.1.2 Herramientas de modelado para sistemas electrónicos de potencia

En el primer apartado de [16] se presenta una herramienta de simulación llamada *Power System Blockset* (PSB) que emplea el entorno Simulink® para representar componentes y dispositivos comunes en circuitos eléctricos de potencia.

PSB consiste en una librería que incluye modelos eléctricos como: transformadores, dispositivos electrónicos de potencia, líneas, máquinas eléctricas, inductores, capacitores, resistencias, etc. Así mismo, emplea la herramienta interactiva de dibujo y los cuadros de diálogo de Simulink®.

En el PSB, el sistema de potencia se representa en dos partes: el modelo en espacio de estados del circuito linealizado y el modelo de realimentación (control modo corriente). Las ecuaciones diferenciales de un circuito lineal que consiste en resistencias, inductores y capacitores se deben escribir en la forma promediada (dos ecuaciones en el espacio de estados).

El PSB incluye una interfaz gráfica que permite introducir condiciones iniciales de la tensión en el capacitor y la corriente en el inductor. Los resultados de las simulaciones se muestran en *osciloscopios* de Simulink®, mientras la simulación se está ejecutando. Además, se guardan en

el *WorkSpace* todos los valores y variables para que el usuario pueda graficar las formas de onda usando cualquier función o herramienta de MATLAB®.

Algunas características más importantes del PSB en la simulación de sistemas de potencia son:

- El método de integración de paso variable es más preciso para detectar cruces por cero en la corriente, comparado con el método de integración de paso fijo.
- Para la simulación de grandes sistemas de potencia donde se incluyen bloques no lineales, como switches, la discretización del sistema permite obtener una simulación mucho más rápida que el método de paso variable.
- La interfaz gráfica que ofrece Simulink® provee al usuario un entorno amigable donde el circuito de potencia y el esquema de control están representados en el mismo diagrama a bloques.
- El método de integración de paso variable se limita a sistemas de potencia donde se emplean menos de 30 ecuaciones de estados o 12 interruptores.

2.1.3 Herramienta informática para control de motores

En [17] se presenta el diseño e implementación de una herramienta informática desarrollada con la finalidad de facilitar la comprensión y posterior análisis del comportamiento de los diferentes tipos de convertidores CA-CD, teniendo como carga el motor de corriente continua.

La herramienta se diseñó mediante el programa VisualBasic.Net de tal forma que ofreciera al usuario un entorno basado en *Windows*, programación por módulos, exportación de variables e integración de nuevas funciones (actualización).

Este programa no pretende sustituir el esfuerzo del alumno en la resolución de accionamientos CD alimentados desde convertidores CA-CD; ya que, para el perfecto entendimiento, el alumno debe poder resolver cualquier situación sin ayuda del programa.

La mejora que conlleva esta herramienta en la ayuda docente es la posibilidad que tiene el alumno de comprobar sus resultados obtenidos tanto numéricos como gráficos. Asimismo, permite al profesor explicar con la computadora los diferentes tipos de montajes evitando el tedioso proceso de dibujar las formas de onda en pizarrón.

El tipo de problema que ayuda a resolver la herramienta está pensado para la asignatura de Regulación y Control de Máquinas Eléctricas impartida por la Universidad de Zaragoza, donde al alumno se le entrega un catálogo comercial de motores CD para que seleccione alguno y tome nota de sus parámetros característicos.

Además, se especifica el número de *drivers* que van a controlar al motor y los ángulos de disparo. El problema del alumno es entonces encontrar la velocidad de giro, la corriente medida por el motor, la tensión del inducido y el par mecánico desarrollado.

La Figura 2.1.2 muestra la pantalla principal de entrada de datos de la herramienta, donde se necesita la tensión de red, la frecuencia, parámetros del circuito de excitación, etc., y se muestra también la pantalla de condiciones de trabajo y los resultados obtenidos.

The screenshot shows a software interface with the following sections:

- ALIMENTACION:** Tensión (Line/Phase, 400V), Frecuencia (50/60 Hz).
- EXCITACION:** Tensión (Line/Phase, 400V), Impedancia (R_{exc} = 67.5 Ω, L_{exc} = 0 mH), Frecuencia (50/60 Hz), and a checkbox for "No se requiere el cálculo del circuito de excitación".
- CARACTERISTICAS DEL MOTOR:** Nominal data checkboxes, and parameters: V_{en} = 180V, P_{en} = 0.480KW, V_{in} = 520V, I_{in} = 85A, M_n = 111, N_m = 3430 rpm, R_{ind} = 0.189 Ω, K_p =, L_{ind} = 2.9 mH, K_e =.
- DATOS DEL PROBLEMA:** Nominal data checkboxes, and sub-sections:
 - Excitación:** α = 30.034, V_e = 180V, I_{exc} = 2.6666A.
 - Inducido:** α = 90, V_i =, I_{ind} =.
 - Motor:** M =, E' =, n = 2100 rpm.
 - Potencias:** P_a =, P_e =, P_j = KW.
- INCOGNITAS:**
 - Alfa e. = 30.03, I_{exc} = 2.666 A, I_{ind} = 95.91 A, E = 308.53 V, P_e = 29.59 KW
 - V_e = 180 V, V_i = 326.65 V, M = 125.24 Nm, P_a = 31.33 KW, P_j = 1.738 KW
 - Equations: $i(t) = 607.9 \cdot \sin(\omega t + 0.204) - (1632) + (1508 \cdot e^{-65.17 \cdot t})$ and $i_d(t) = -(1632) + (1684.60708104147 \cdot e^{-65.17 \cdot t})$
- ACEPTAR DATOS:** A button to confirm the input.

Figura 2.1.2. Ventana principal del programa desarrollado en Visual Basic [17]

2.1.4 Diseño electro-térmico de convertidores de potencia

En [18] se presenta el modelado térmico, basado en una red de elementos rápidos, para convertidores de potencia. Está desarrollado principalmente en el entorno de MATLAB/Simulink® y con el software PLECS®. Su finalidad es obtener un modelo único que incluya tanto la dinámica eléctrica como la térmica, que pueden ser de utilidad para determinar el comportamiento completo del sistema en una etapa temprana del diseño.

Se diseña, inicialmente, la etapa térmica, para ello se toma como referencia una placa de circuito impreso que representa la sección de potencia de un convertidor CD-CD. Se considera una placa de 8 mm de grosor modelo FR4 con 1 mm de espesor de cobre y 50 mm de ancho por 80 mm de largo.

Posteriormente se aplica calor a la superficie de cobre de la placa en cuatro puntos estratégicos, luego los puntos se separan o se acercan y se van tomando los datos de la disipación del calor. Todo esto se realiza en Simulink® en un diagrama de bloques.

El modelo eléctrico diseñado es un subsistema del programa PLECS® que se añade a Simulink®. El modelo del convertidor está “encerrado” en un bloque cuya entrada son las señales de control y la salida es la tensión y corriente de carga. El convertidor opera a una frecuencia de 1.8 MHz con una potencia de 65 W.

Finalmente se conecta el sistema térmico con el sistema eléctrico. Esto se obtiene introduciendo un bloque que correlaciona el comportamiento eléctrico con las pérdidas de potencia por disipación de calor; se hace uso de un bloque que recibe en la entrada la corriente RMS del convertidor y devuelve las pérdidas en los dispositivos interpolando los valores de potencia cuando la corriente de entrada se encuentra entre dos valores conocidos.

De esta forma se obtiene una gráfica de la corriente de salida considerando las pérdidas que se generan por la disipación de calor en los convertidores CD-CD empleando MATLAB/Simulink® y PLECS®.

2.2 Software y herramientas para simulación y diseño de convertidores CD-CD

Las referencias bibliográficas que se citan a continuación presentan, cada una, el diseño e implementación de un asistente virtual para diseño y simulación de convertidores CD-CD. Cada uno fue diseñado en plataformas diferentes y con características similares que permiten a los estudiantes y diseñadores obtener valores de componentes para implementación.

2.2.1 Laboratorio virtual a distancia

La idea principal de [19] es ayudar a los estudiantes a comprender mejor el comportamiento de los convertidores CD-CD a través de experimentos. Por ello, se describe la implementación de un laboratorio virtual que permite comunicarse vía internet con un tablero de pruebas que cuenta con diversas topologías de convertidores CD-CD e inversores.

La Figura 2.2.1 muestra el laboratorio virtual. Está diseñado en Java y puede ejecutarse en cualquier computadora con acceso a internet, esto permite que profesores y alumnos puedan realizar sus experimentos a distancia.

Las dimensiones del tablero de pruebas permiten a los usuarios construir fácilmente las seis topologías comunes de convertidores CD-CD en modo de conducción continua. En la discusión del artículo se menciona y se muestra un diagrama que incluye un lazo de control, sin embargo, no se menciona cómo diseñarlo y tampoco un ejemplo de convertidor en lazo cerrado.

El laboratorio virtual permite simular los convertidores en lazo abierto y visualizar cada una de las señales correspondientes a cada componente del circuito; también muestra los diagramas

de Bode y ejemplifica el diseño del convertidor Buck con algunos valores para cerrar el lazo con el compensador tipo II.

La plataforma desarrollada tiene las ventajas de tener un tablero de pruebas, una interfaz de usuario interactiva y elimina parcialmente el uso de laboratorios y equipo de medición reales. A pesar de estas ventajas tiene tres restricciones que reducen el propósito general de la plataforma: la primera es que la mesa de pruebas no cuenta con algún tipo de transformador, esto anula el uso de convertidores aislados como el Forward o Flyback. La segunda restricción es el uso de un generador PWM basado en FPGA, aunque tiene almacenados algunos datos de compensadores (Tipo I-III y PID) solo se acepta como un curso introductorio al tema de lazo cerrado. La tercera restricción es la seguridad, debido a que la habilidad para desarrollar experimentos a distancia con tensiones elevadas se limita solo para personas expertas ya que una mala conexión o mala configuración de ciclos de trabajo podrían causar daños a los equipos.

Como se observa en la Figura 2.2.1 el idioma en que se despliega la interfaz de usuario del laboratorio virtual no es totalmente inglés y, por tanto, es una desventaja para la mayoría de usuarios que podrían necesitar de la herramienta.

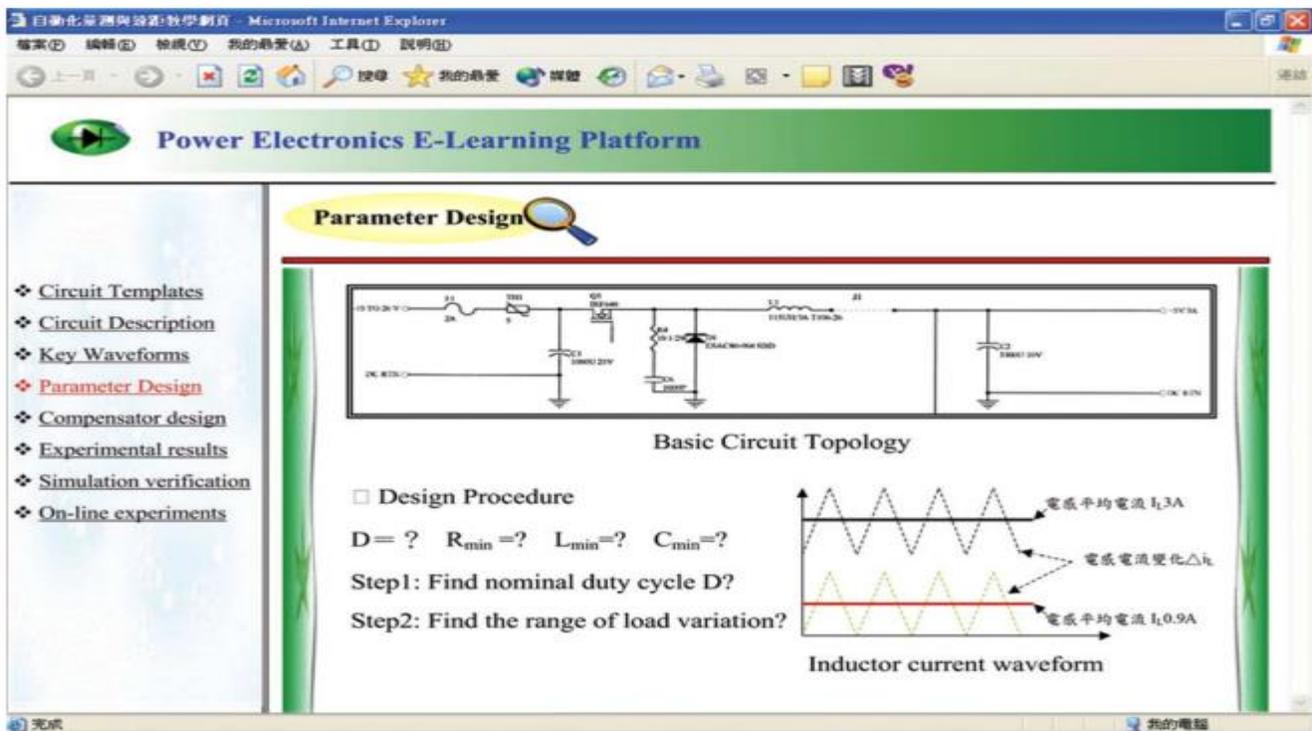


Figura 2.2.1. Ventana de diseño del laboratorio virtual [19]

2.2.2 Herramienta de simulación de convertidores CD-CD

En [20] se presenta una herramienta interactiva de simulación para mejorar el aprendizaje de los estudiantes de electrónica de potencia considerando los convertidores CD-CD. Esta herramienta interactiva utiliza lenguaje Java para mejorar los efectos visuales en las

simulaciones en estado estable de convertidores CD-CD ideales no aislados. Se diseñó como una primera aproximación de los estudiantes de electrónica de potencia antes de ir al laboratorio.

Este software (ver Figura 2.2.2) le permite al usuario obtener los valores de los componentes, visualizar las gráficas de tensión/corriente en estado estable de cualquiera de las topologías básicas de convertidores CD-CD en cualquier modo de conducción.

Es una herramienta muy interactiva y muy precisa como una primera aproximación al diseño de convertidores, se menciona esto porque todo el diseño está en lazo abierto, es decir, no se presenta el modelo de ningún esquema de control y mucho menos la respuesta en frecuencia de los convertidores.

El propósito de esta herramienta educativa es permitir a los alumnos adquirir conocimientos sobre los convertidores no aislados sin tener conocimientos previos de circuitería y sin la necesidad de contar con sofisticados paquetes de simulación que impliquen costos. Sin embargo, los paquetes de simulación de circuitos son herramientas esenciales en los cursos de ingeniería, y se recomiendan ampliamente para el análisis de circuitos avanzados.

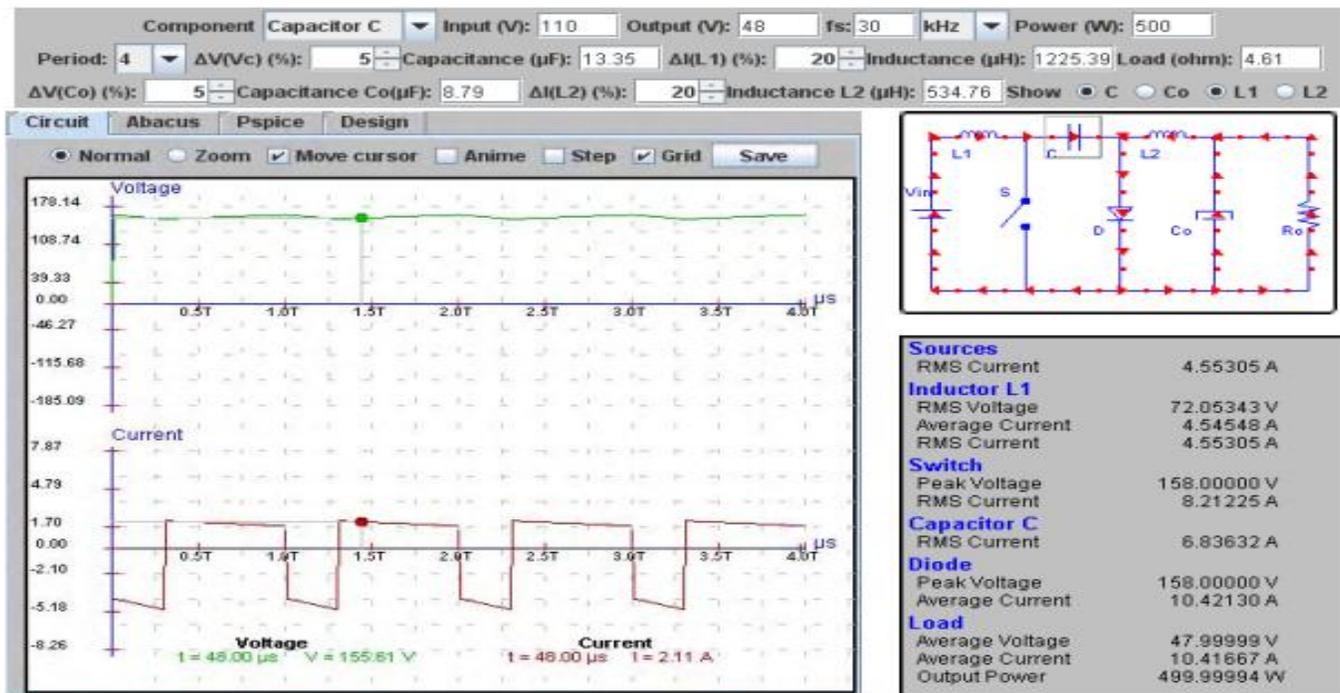


Figura 2.2.2. Ventana de diseño de la herramienta virtual en Java [20]

2.2.3 Herramienta de simulación de convertidores CD-CD en internet

Una herramienta de simulación para los convertidores Buck, Boost y Buck-Boost se presenta en [21]. La interfaz de usuario se diseñó con el software LabView® mientras que las

simulaciones de los convertidores se realizan en MATLAB/Simulink®. La combinación de ambos programas se logra mediante un software llamado SIT localizado en el servidor, ver Figura 2.2.3.

Para desarrollar los experimentos, los usuarios necesitan conectarse al sistema mediante una computadora con acceso a internet; se pueden conectar al laboratorio virtual independientemente del tiempo y lugar.

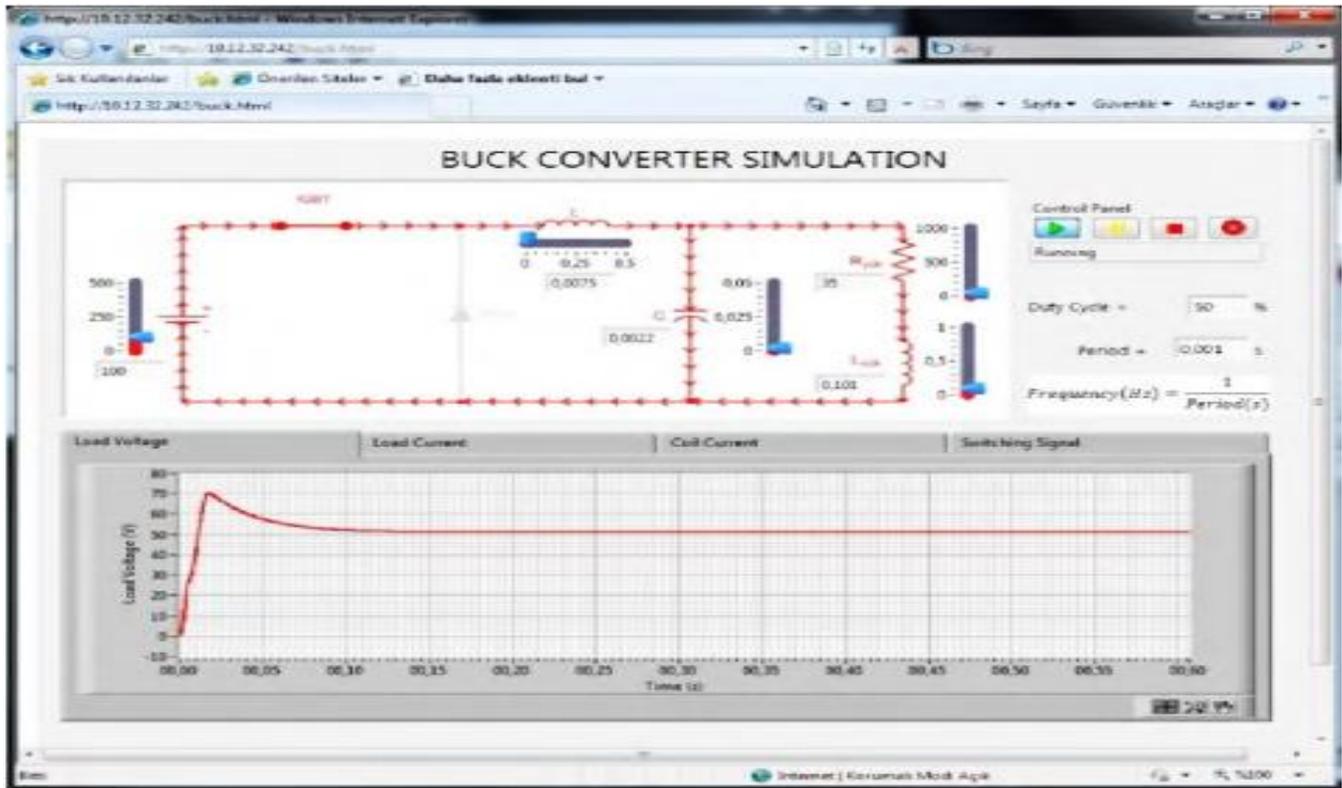


Figura 2.2.3. Herramienta para diseño de convertidores basado en SIT [21]

Una de las ventajas significativas que se ofrece la plataforma es que el usuario no requiere instalar ningún software (MATLAB® o LabView®) en su computadora para tener acceso al laboratorio; todo ha sido integrado en un servidor remoto.

El laboratorio ofrece una hoja de experimentos donde se muestra el circuito del convertidor seleccionado y los valores de sus componentes con la posibilidad de modificarlos. La hoja de gráficos muestra los resultados de la simulación e incluye la tensión en la carga, corriente en la carga, corriente en el inductor y la señal PWM.

Esta herramienta se enfoca en la educación a distancia y trata de minimizar el uso de los laboratorios, ofreciendo un laboratorio virtual; sin embargo, la plataforma se limita al diseño de convertidores en lazo abierto y no tiene un amplio rango de convertidores.

El laboratorio cumple la función como una base para aprender el funcionamiento de los convertidores de segundo orden en modo de conducción continua sin llegar a pequeña señal ni la implementación de lazos de control.

2.2.4 Herramienta para diseño de convertidores CD-CD

Se propone en [22] una herramienta que permite obtener los diseños de los convertidores de segundo orden no aislados usando la programación en MATLAB®. Se diseñó esta herramienta pensando en el aprendizaje de los estudiantes.

Esta plataforma utiliza las ecuaciones matemáticas que describen el comportamiento de los convertidores dependiendo del estado de la conmutación. Para aproximar los valores de los componentes de los convertidores solo se requiere un pequeño número de parámetros iniciales como son: tensión de entrada, rizo máximo del inductor y frecuencia de conmutación.

La necesidad de implementar este tipo de herramientas se debe a la complejidad de los eventos que ocurren en las operaciones de los convertidores según el modo de funcionamiento. Además, la plataforma de MATLAB® permite desarrollar aplicaciones interactivas útiles para los ingenieros de diseños, pudiendo devolver los valores de los componentes en función de los datos de entrada.

Se puede decir que esta herramienta es una plataforma de simulación, que visualiza las formas de onda características de los dispositivos así como la tensión y corriente de salida; y una herramienta de diseño, que devuelve los valores óptimos de los componentes del convertidor CD-CD al mismo tiempo (ver Figura 2.2.4).

La ventaja de utilizar esta herramienta, según los diseñadores, consiste en la rapidez con que se calcula y determinan los parámetros de fuentes conmutadas sin aislamiento galvánico. Al mismo tiempo es muy útil como herramienta educativa permitiendo a los estudiantes entender cómo funcionan los convertidores CD-CD.

Aunque es una herramienta interactiva de diseño autodidacta, enfocada en el rápido aprendizaje de los estudiantes, se limita a diseñar convertidores en lazo abierto. Además, le falta integrar más topologías de convertidores CD-CD sin aislamiento.

La sintonización de algún esquema de control, en cualquiera de las topologías de convertidor presentadas en esta plataforma, sería un complemento relevante para los estudiantes. Les facilitaría la comprensión del funcionamiento completo de los convertidores CD-CD cuando se diseñan en lazo cerrado.

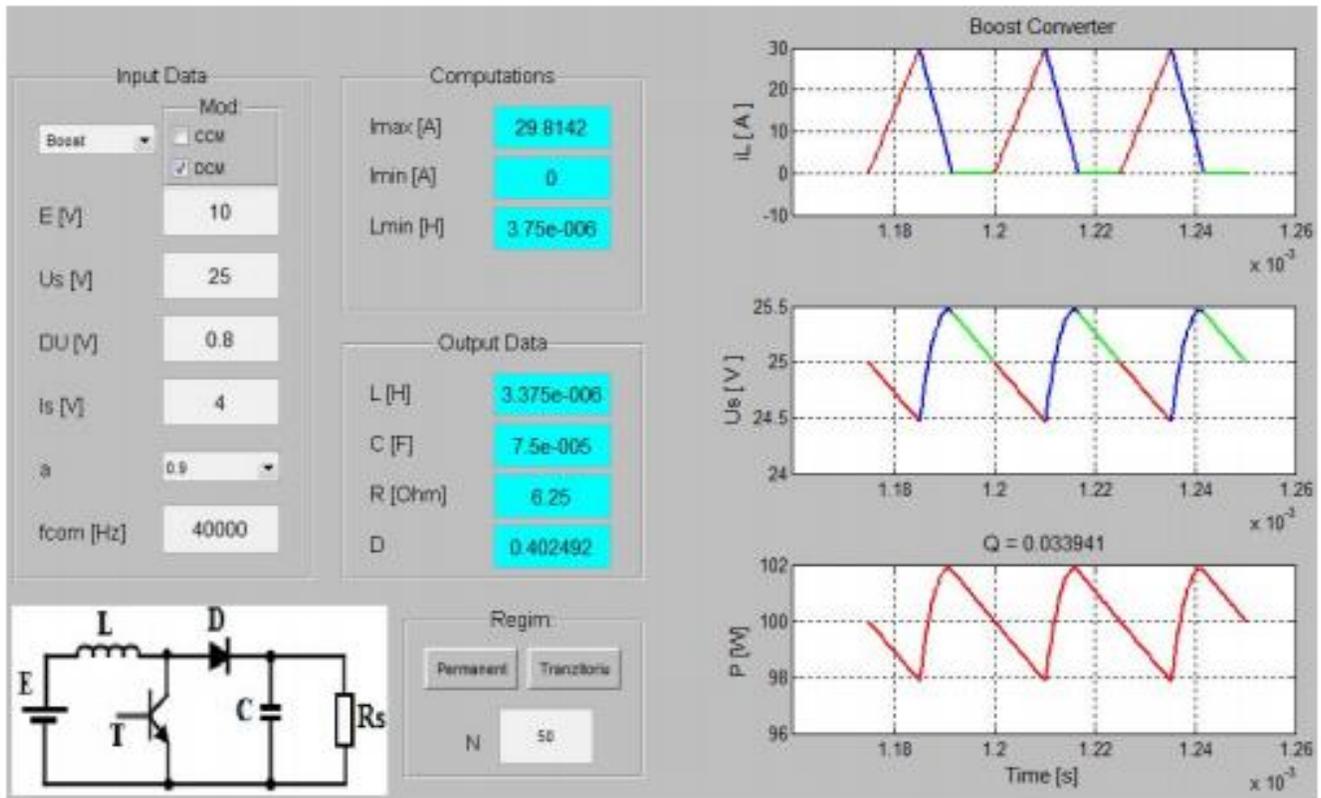


Figura 2.2.4. Ventana principal de la herramienta diseñada en MATLAB® [22]

2.2.5 Asistente para el diseño de convertidores CD-CD

En [23] se presenta una herramienta que apoya al desarrollador de convertidores CD-CD en el proceso de análisis del funcionamiento y comportamiento de operación en lazo abierto, así como en realizar el modelado del lazo de control de tensión utilizando un controlador PID, observar la respuesta del mismo y validarlo ante diferentes perturbaciones.

El asistente permite obtener los valores de los elementos de la topología Buck, el comportamiento del convertidor en lazo abierto, y el comportamiento del convertidor con un controlador PID, con la ventaja de tener un despliegue de toda la información antes mencionada, siendo de gran utilidad para el diseñador de convertidores CD-CD.

Este asistente se limita a mostrar, en la interfaz de usuario, los valores de los elementos calculados, los esfuerzos máximos (tensión y corriente) de cada componente del convertidor Buck, así como su comportamiento en pequeña señal y el comportamiento en lazo cerrado del convertidor con un controlador PID (ver Figura 2.2.5).

La plataforma de desarrollo e implementación del asistente es la herramienta GUIDE de MATLAB®, así como el entorno de simulación Simulink®.

Este asistente es el inicio de una herramienta que contemplará diferentes topologías, esquemas de control y diferentes opciones que sean de gran apoyo en el análisis, desarrollo e implementación de convertidores CD-CD tanto en lazo abierto como en lazo cerrado.

Está enfocado, inicialmente, al apoyo de primera mano en laboratorio, para la evaluación de los convertidores en diferentes procesos en donde se utilicen. El usuario de esta herramienta debe tener conocimientos básicos en el ámbito de los convertidores CD-CD, respecto a datos básicos de diseño, en la interpretación de las gráficas obtenidas, así como en lo que se refiere al esquema de control. Además, para la ejecución de este asistente el usuario deberá contar con el software MATLAB®, en su versión R2013b, previamente instalado en su computadora.

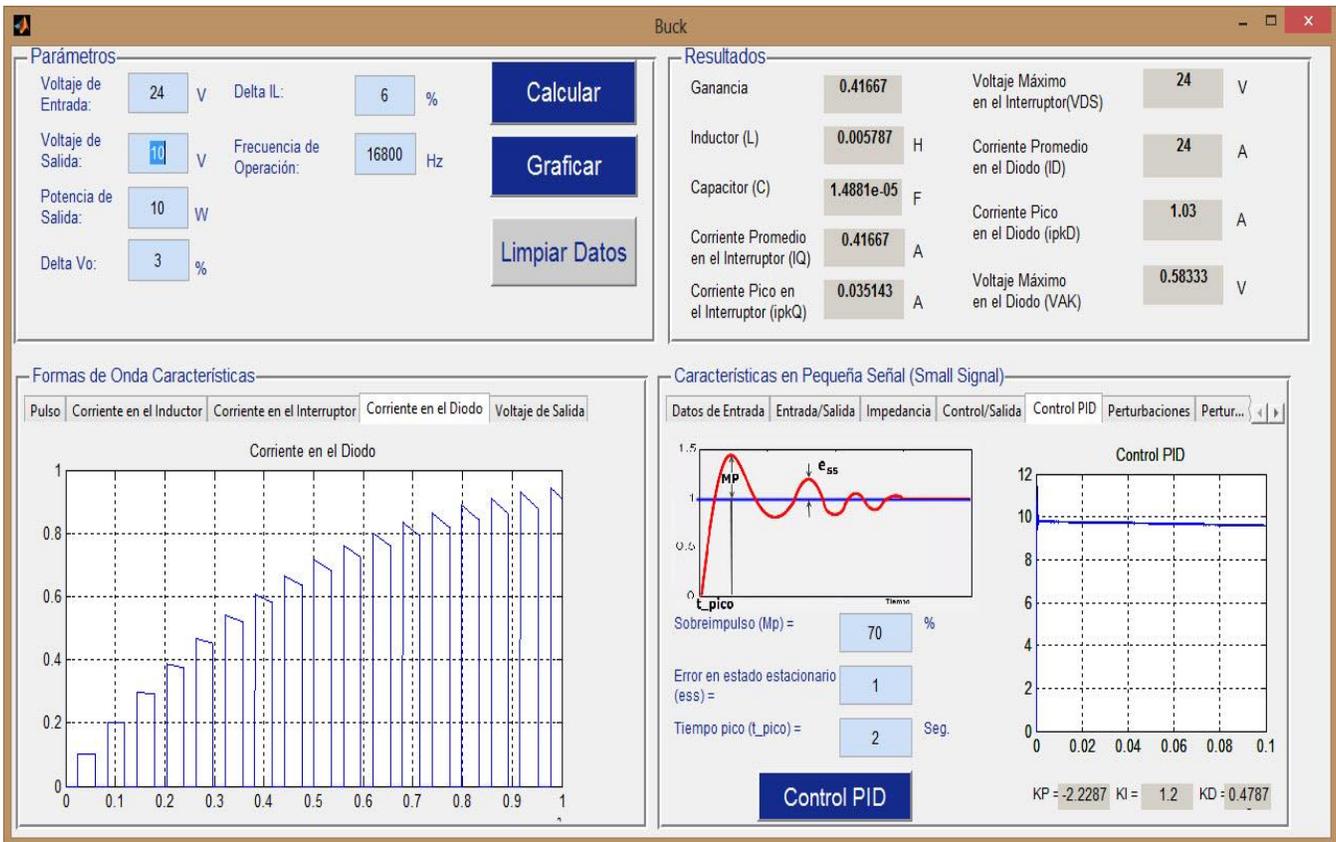


Figura 2.2.5. Ventana de diseño del Asistente implementado en MATLAB® [23]

2.2.6 Simulador en línea de convertidores conmutados

En [24] se presenta un simulador en línea que combina funcionalidades de simulación analógica y digital en una sola aplicación de internet. Esta herramienta permite analizar, diseñar y simular una gran variedad de circuitos analógicos y digitales en tiempo real. Además, incluye algunas topologías de convertidores CD-CD para su análisis y diseño.

Esta herramienta se llama *Infineon Designer* y está desarrollada bajo los esquemas de *TINA Design Suit* en combinación con el software PSpice®. Solo se requiere conexión a internet y un navegador web para acceder a la plataforma de diseño.

La herramienta permite visualizar las gráficas de tensión y corriente de los convertidores Buck, Boost, Buck-Boost, Cúk, SEPIC, Flyback y Forward en lazo abierto operando en modo de conducción continua. Además, se visualizan los valores calculados de los componentes de cada convertidor. El área de diseño de la herramienta se muestra en la Figura 2.2.6.



Figura 2.2.6. Área de diseño del Simulador Infineon Designer [24]

La herramienta interactiva permite obtener el diseño de cualquier topología de convertidor en un corto tiempo y sin la necesidad de contar con programas de simulación previamente instalados o software con licencia de pago.

Esta herramienta cumple su función de diseño y simulación de convertidores CD-CD, aunque, no se incluyen esquemas de control. Además, las topologías son ideales así como las simulaciones.

Incluye una sección llamada *Expert Talk*, donde se describen las características de cada topología de convertidor, sus ventajas y desventajas, las ecuaciones para calcular los valores de los componentes y el procedimiento de diseño.

Finalmente, cabe mencionar que además de los convertidores conmutados se abordan diferentes circuitos para aplicaciones como: automotriz, control de motores, iluminación, fuentes de alimentación, dispositivos móviles (radiofrecuencia) y electrodomésticos. Es una herramienta de diseño gratuita muy completa y presenta el diseño de una gran cantidad de circuitos electrónicos; aunque, de convertidores CD-CD solo se aborda el diseño de lazo abierto.

2.3 Resumen y conclusiones

Las herramientas virtuales descritas en este capítulo fueron desarrolladas por la necesidad que se tiene en diversas áreas de ingeniería donde se emplean fuentes de alimentación conmutadas y que no se especializan en electrónica de potencia. De tal forma, que estas herramientas permitan comprender el funcionamiento de estos dispositivos, así como obtener los diseños con mínimo esfuerzo, menor tiempo y con mejor eficiencia.

Es de gran utilidad conocer las diferentes plataformas de desarrollo que los ingenieros están utilizando en la implementación de estas herramientas virtuales así como el enfoque y los objetivos que se persiguen con estos diseños.

En la sección 2.1 se describieron algunas herramientas virtuales que permiten simular y diseñar circuitos electrónicos. Las herramientas brindan al diseñador un ambiente gráfico con ventanas interactivas, gráficas, modelos, etc., que hacen “más amigable” el trabajo de diseño. Aunque estas herramientas no se especializan en convertidores conmutados es necesario estudiarlas para adentrarse en el conocimiento de las herramientas informáticas utilizadas y la forma en que se abordan los diferentes diseños de topologías.

En la sección 2.2 se analizaron los diseños de herramientas y plataformas que permiten diseñar diferentes topologías de convertidores conmutados. La mayoría se enfocan simplemente en el diseño en lazo abierto. Algunas contienen más topologías que otras y diferentes formas de análisis. Sin embargo, la finalidad es la misma si se piensa en dar a los estudiantes una opción de aprendizaje autodidacta.

El diseño de algunas topologías se centra en mostrar los valores de los componentes y una simulación de cómo se comportan, aunque, en definitiva, en ninguno de los casos se consideran elementos parásitos en el diseño, es decir, la simulación es ideal.

Con lo que respecta al diseño de un convertidor en lazo cerrado, poco se aborda el tema, y esto es porque no se ha diseñado un algoritmo general que funcione para cualquier topología. Además, que se han pensado las herramientas para alumnos con poca experiencia en el tema de convertidores CD-CD.

El análisis realizado de este capítulo es de gran relevancia porque permite comparar cada una de las herramientas de diseño, ver sus ventajas y desventajas y encontrar puntos débiles que se puedan mejorar, de tal forma, que el nuevo Asistente Virtual pueda abarcar las áreas de oportunidad encontradas.

La Tabla 2.3.0.1 resume las características, a manera de comparación, de cada una de las plataformas desarrolladas y analizadas en este capítulo.

Tabla 2.3.0.1. Resumen de los Asistentes Virtuales

Nombre	Asistentes Virtuales												
	Plataforma de desarrollo	Convertidores CD-CD						Características					Control
		Buck	Boost	Buck-Boost	Cúk	SEPIC	Zeta	Simulación	Diseño CD	Diseño CA	MCC	MCD	
W. Shun-Chung and L. Yi-Hwa, “ Software-Reconfigurable e-Learning Platform for Power Electronics Courses, ” de <i>IEEE Transactions on Industrial Electronics</i> , vol. 55, no. 6, pp. 2416-2424, June 2008.	Java												
C. A. Canesin, F. A. Goncalves and L. P. Sampaio, “ Simulation Tools of DC-DC Converters for Power Electronics Education, ” de <i>Power Electronics and Applications, EPE'09. 13th European Conference on</i> , pp. 1-10, 2009.	Java												
Ş. Demirbaş and G. Mutlu, “ Internet based toolkit for simulation of DC/DC converters, ” de <i>Power Engineering, Energy and Electrical Drives (POWERENG), International Conference on IEEE</i> , pp. 1-5, May 2011.	MATLAB/Simulink® LabView®												
A. Taut, O. Pop, I. Baciú and M. Daraban, “ A Matlab tool for determining the parameters of power DC-DC non isolated converters, ” de <i>Electronics Technology (ISSE), 36th International Spring Seminar on IEEE</i> , pp. 423-427, May 2013.	MATLAB®												
E. M. Amores Campos, “ Asistente para el análisis y diseño de topologías comunes de convertidores cd-cd, ” de <i>Tesis de posgrado</i> , Centro Nacional de Investigación y Desarrollo Tecnológico, 2016.	MATLAB/Simulink®												
Infineon Technologies A.G. “ Infineon Designer de <i>Infineon Tools Landing</i> , Infineon Designer.	TINA Design Suit												

CAPÍTULO III. ANÁLISIS DE CONVERTIDORES CD-CD SIN AISLAMIENTO GALVÁNICO

El análisis de convertidores CD-CD se realiza con la finalidad de conocer su funcionamiento y comportamiento, además, el modelado permite diseñarlos, simularlos e implementarlos. Existe mucha información referente al tema de convertidores, en libros de texto y revistas científicas. Sin embargo, se incluye gran parte de la teoría básica referida al tema con el propósito de hacer énfasis, que sin la obtención de las ecuaciones y modelos obtenidos no sería posible realizar el desarrollo e implementación de la herramienta de diseño que se describe en el capítulo IV.

3.1 Introducción

Los convertidores CD-CD son circuitos electrónicos de potencia que convierten una tensión CD a un nivel de tensión CD diferente, proporcionando generalmente una salida regulada de mayor o menor magnitud, posiblemente con polaridad inversa y algunas veces con aislamiento entre la entrada y la salida. Los circuitos descritos en este Capítulo se clasifican como convertidores CD-CD conmutados, también llamados fuentes de alimentación conmutadas.

El principio de funcionamiento es el almacenamiento y transferencia de energía eléctrica en ciclos de conmutación. Durante el primer intervalo del ciclo, el convertidor almacena energía en el inductor, para posteriormente transmitirlo al capacitor en el segundo intervalo del ciclo de conmutación.

Con la finalidad de obtener la máxima eficiencia en la conversión de la energía eléctrica se emplean únicamente componentes eléctricos/electrónicos que no presentan pérdidas significativas, es decir, que no disipan potencia.

A diferencia de las resistencias, que disipan energía, los capacitores e inductores no disipan, sino que almacenan energía. Además, los interruptores utilizados se consideran ideales gracias a que no disipan energía en los periodos de conducción, debido a que, cuando están en estado de encendido (*on*) la tensión entre sus terminales es nula y cuando están en estado de apagado (*off*) no hay circulación de corriente, por tanto, la potencia disipada es cero.

Se pueden presentar tres modos de conducción posibles para los convertidores conmutados debido a su propia naturaleza no lineal [29]. Los modos de conducción son:

- Modo de Conducción Continua (MCC): la corriente eléctrica que fluye por el inductor oscila entre un valor mínimo y un valor máximo, pero nunca llega ni cruza por cero (ver Figura 3.1.1). Esto se debe a que cuando el interruptor está encendido (*on*), el diodo se polariza en inversa (*off*) y se transfiere energía al inductor; cuando el interruptor está apagado (*off*) el diodo conduce (*on*) y no permite que se interrumpa el flujo de corriente en el inductor.
- Modo de Conducción Discontinua (MCD): la corriente eléctrica que fluye por el inductor se hace nula en un momento determinado a lo largo de un intervalo de tiempo. El tiempo que permanece el interruptor en estado apagado (*off*) es mayor que el tiempo que le toma al inductor ceder su energía almacenada con lo que al iniciarse el siguiente ciclo

de conmutación la corriente en el inductor comenzará en cero. El estado de apagado se divide en dos tiempos, el tiempo de descarga y el tiempo muerto (ver Figura 3.1.2).

- Modo de Conducción en la Frontera: en este modo de conducción el interruptor no opera ni en MCC ni en MCD (ver Figura 3.1.3). Las ecuaciones obtenidas para ganancia en CD obtenida en MCC y en MCD deberían ser válidas. Se obtiene una constante de proporcionalidad k que es el valor frontera entre los modos de conducción. A manera de ejemplo, para el convertidor Buck, si $k = 1 - M$ el inductor opera en la Frontera, si $k > 1 - M$ entonces opera en MCC y finalmente, si $k < 1 - M$ opera en MCD.

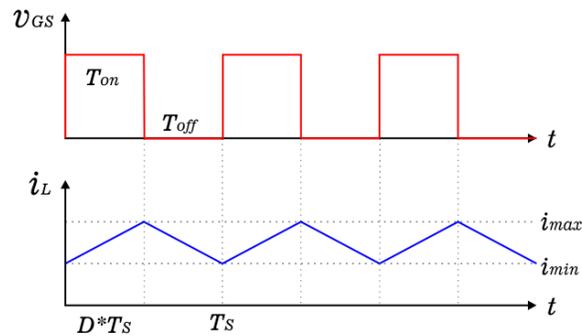


Figura 3.1.1. Corriente en un Inductor operando en MCC

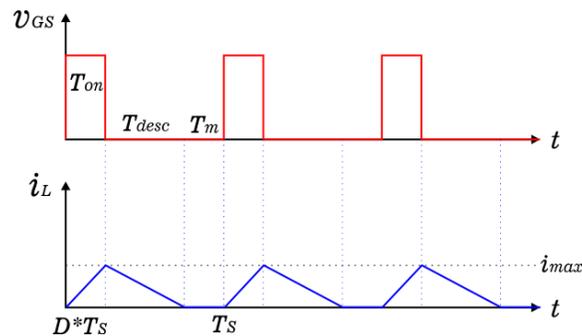


Figura 3.1.2. Corriente en un Inductor operando en MCD

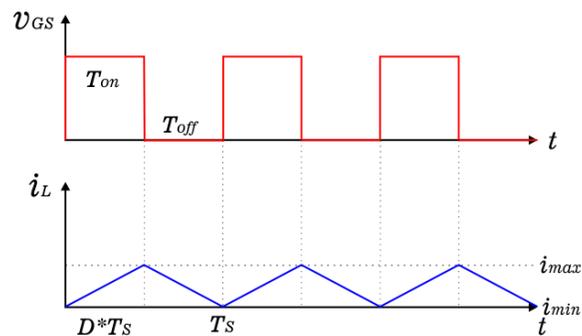


Figura 3.1.3. Corriente en un Inductor operando en la Frontera

El tiempo durante el cual el interruptor se encuentra encendido se denomina tiempo de conducción (T_{on}) y al tiempo en que se encuentra apagado se denomina tiempo de bloqueo (T_{off}).

La suma de estos tiempos da como resultado el periodo de conmutación, siendo éste el inverso de la frecuencia de conmutación.

$$T_{on} + T_{off} = T_s = \frac{1}{F_s} \quad (3.1.1)$$

La Ecuación (3.1.1) es válida para modo de conducción continua, sin embargo, para el modo de conducción discontinua el tiempo T_{off} se descompone en tiempo de descarga (descarga del inductor) T_{desc} y un tiempo muerto T_m .

$$T_{on} + T_{desc} + T_m = T_s \quad (3.1.2)$$

En un convertidor CD-CD la potencia entregada a la carga está en función de D , cociente entre T_{on} y T_s . A este cociente se le denomina *ciclo de trabajo*. Y se define como la fracción del periodo del convertidor en el cual el interruptor se encuentra encendido.

$$D = \frac{T_{on}}{T_s} \quad (3.1.3)$$

De acuerdo con la Ecuación (3.1.3) se podrían presentar tres formas diferentes de modificar el ciclo de trabajo y, por tanto, modificar la tensión de salida.

- Modulación por Ancho de Pulso: se consigue manteniendo fijo T_s mientras se varía T_{on} . La frecuencia de conmutación (F_s) se mantiene constante mientras que el tiempo de encendido del interruptor varía entre $[0, T_s]$.
- Modulación de Frecuencia: se consigue haciendo T_{on} constante mientras se varía T_s . Hacer esto implica modificar la frecuencia de conmutación (F_s). La modulación de frecuencia también se puede implementar manteniendo constante T_{off} y variando T_s .
- Modificando ambos tiempos de conducción al mismo tiempo.

La forma de controlar el funcionamiento del interruptor para los convertidores CD-CD estudiados en este trabajo de tesis es la Modulación por Ancho de Pulso (PWM).

Antes de seguir avanzando, cabe resaltar algunas características muy importantes que deben ser consideradas en los inductores y capacitores. De acuerdo con [25] la relación corriente-tensión en un capacitor, suponiendo la convención pasiva de signos, está dada por la Ecuación (3.1.4).

$$i_c = C \cdot \frac{dv}{dt} \quad (3.1.4)$$

Como se observa en la Ecuación (3.1.4), cuando la tensión entre los extremos de un capacitor no cambia con el tiempo, es decir, cuando la tensión es CD, la corriente que circula a través del capacitor es cero. Así, *un capacitor es un circuito abierto para CD*. Además, el capacitor resiste a un cambio abrupto en la tensión que ocurre en él. De acuerdo con la Ecuación (3.1.4) un cambio discontinuo de tensión requiere una corriente infinita, lo cual es físicamente imposible, por tanto, *la tensión en un capacitor no puede cambiar instantáneamente*.

La tensión en el inductor es directamente proporcional a la velocidad de cambio de la transformación de la corriente, así la relación tensión-corriente está dada por la Ecuación (3.1.5)

$$v_L = L \cdot \frac{di}{dt} \quad (3.1.5)$$

Como se verifica en la Ecuación (3.1.5), la tensión en un inductor es cero cuando la corriente es constante, así, *un inductor actúa como cortocircuito para la CD*. Una propiedad relevante del inductor es su oposición al cambio en la corriente que fluye por él; de acuerdo con la Ecuación (3.1.5) un cambio discontinuo en la corriente del inductor requiere una tensión infinita, lo cual no es físicamente posible, por tanto, *la corriente que circula por un inductor no puede cambiar instantáneamente*.

El análisis que se describe en las secciones siguientes son necesarias para la implementación de los convertidores CD-CD en el Asistente Virtual, por tanto, se procede a analizar el funcionamiento de los convertidores sin aislamiento galvánico, es decir, que la salida no está aislada de la entrada mediante un transformador, estos son: Buck, Boost, Buck-Boost, Cúk, SEPIC y Zeta.

Se presenta cada uno de los diagramas eléctricos y sus respectivos circuitos equivalentes, además, se describe el comportamiento de la corriente y la tensión de cada componente mediante sus formas de onda características operando en modo de conducción continua.

Cabe aclarar que para todas las topologías se considera una carga completamente resistiva y se asume que los componentes son ideales de tal forma que el convertidor funcione bajo condiciones óptimas de operación.

Para una mejor comprensión de los convertidores, se obtendrá el modelo no-lineal promediado que describe su comportamiento con elementos parásitos, y se obtendrá la respuesta en frecuencia.

Finalmente se menciona que para poder sintonizar un esquema de control con alguna topología de convertidor se requiere analizar su función de transferencia control-salida y por tanto es necesario conocer la metodología para encontrarla. Por tanto, las funciones de transferencia de energía se obtendrán empleando la técnica Interruptor PWM descrita en [26] para los

convertidores de segundo orden (Buck, Boost y Buck-Boost); en cambio para los convertidores de cuarto orden (Cúk, SEPIC y Zeta) se empleará el método generalizado.

Algunos convertidores con aislamiento galvánico son: Forward, Push-Pull, Flyback, Half-Bridge y Full-Bridge. Quedan excluidos del alcance este trabajo de tesis así como el modo de conducción discontinua.

3.2 Convertidor Buck

El convertidor CD-CD reductor (step-down DC-DC converter, en inglés), también conocido como convertidor Buck se muestra en la Figura 3.2.1a. Consiste en un interruptor controlado (Q), un diodo (D), un inductor (L_o) y un capacitor (C_o). La tensión de salida (V_o) siempre es menor que la tensión de entrada (V_{in}) [6].

3.2.1 Análisis en CD

El principio de funcionamiento es el siguiente: al interruptor se le aplica una tensión conmutada con cierto ciclo de trabajo, cuando en las terminales Compuerta-Fuente del interruptor existe una tensión positiva, éste se enciende (ver pulsos de la Figura 3.1.1) provocando un circuito equivalente de encendido (ver Figura 3.2.1b). Cuando el interruptor se apaga el diodo conduce provocando el circuito equivalente en apagado (ver Figura 3.2.1c). Las formas de onda características se ilustran en la Figura 3.2.2.

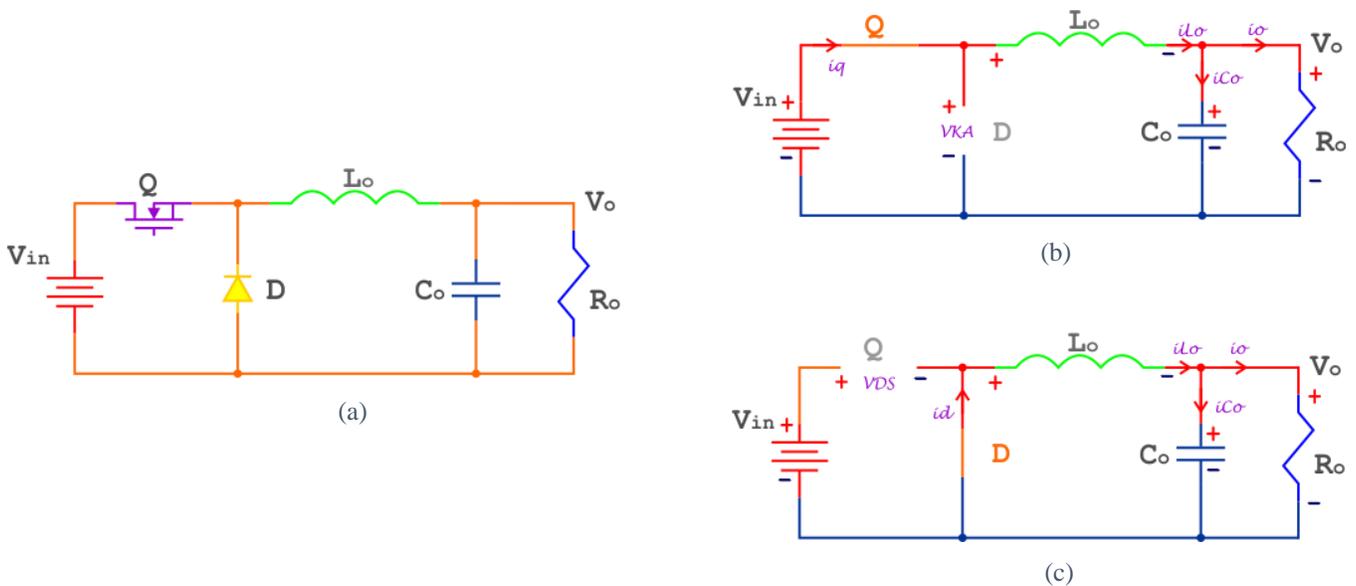


Figura 3.2.1. (a) Diagrama del Convertidor Buck, (b) Circuito equivalente en encendido, (c) Circuito equivalente en apagado

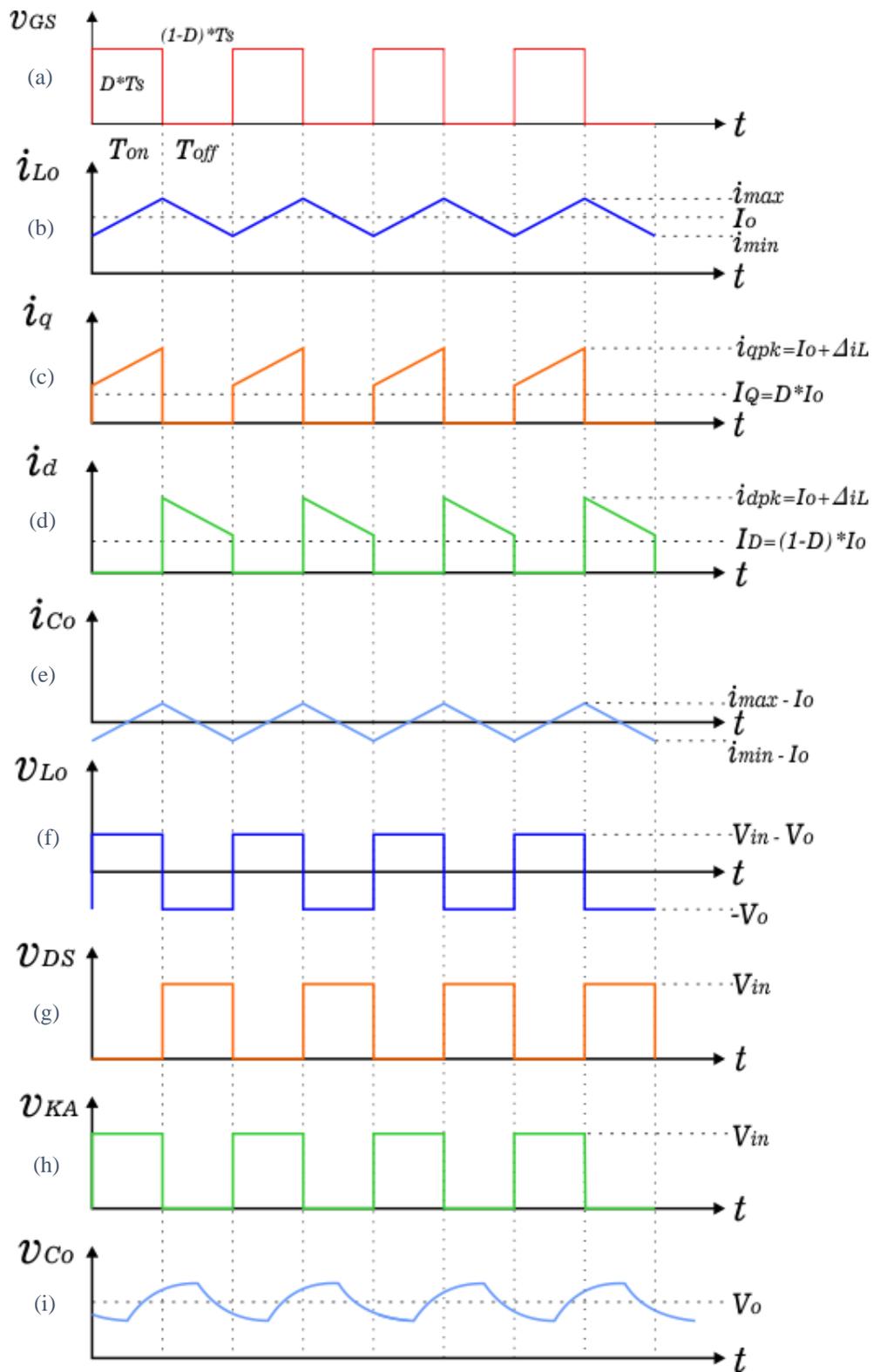


Figura 3.2.2. Formas de onda del convertidor Buck en MCC. (a) Disparo del interruptor, (b) Corriente en el inductor, (c) Corriente en el interruptor, (d) Corriente en el diodo, (e) Corriente en el capacitor, (f) Tensión en el inductor, (g) Tensión en el interruptor, (h) Tensión en el diodo, (i) Tensión en el capacitor.

De las Figuras 3.2.2a y 3.2.2f se observa que en T_{on} , la tensión en el inductor es $V_{in} - V_o$, y en T_{off} la tensión es V_o , entonces, considerando que en estado estable la tensión en el inductor durante un periodo de conmutación es cero (balance de energía), se tiene la siguiente igualdad.

$$(V_{in} - V_o) \cdot D \cdot T_s = (1 - D) \cdot T_s \cdot V_o \quad (3.2.1)$$

Encontrando, de la Ecuación (3.2.1), la relación entre la tensión de salida y la tensión de entrada se obtiene la *Ganancia de CD* en función del ciclo de trabajo, Ecuación (3.2.2).

$$M = \frac{V_o}{V_{in}} = D \quad (3.2.2)$$

De la Figura 3.2.2f se obtiene que para T_{on} la tensión es $(V_{in} - V_o)$, por tanto, se obtiene de la Ecuación (3.1.5) la tensión en el inductor.

$$v_{Lo} = L_o \cdot \frac{di_{Lo}}{dt} = V_{in} - V_o \quad (3.2.3)$$

Despejando a L_o de la Ecuación (3.2.3) se obtiene el valor del inductor en función de la tensión de entrada, tensión de salida, ciclo de trabajo, el rizo de corriente y la frecuencia de conmutación, Ecuación (3.2.4).

$$L_o = \frac{(V_{in} - V_o) \cdot D}{\Delta_{iLo} \cdot F_s} \quad (3.2.4)$$

En estado estable la corriente del capacitor es cero, de acuerdo con la Ecuación (3.1.4), por tanto la corriente que circula en el inductor es igual a la corriente de salida.

$$I_{Lo} = I_o = \frac{V_o}{R_o} \quad (3.2.5)$$

De la Ecuación (3.2.4), Δ_{iLo} se define el rizo de corriente (diferencia entre la corriente máxima y la corriente mínima, ver Figura 3.2.2b) y es equivalente a un porcentaje de la corriente promedio que circula por el inductor. La corriente máxima (i_{max}) se obtiene con la ecuación de corrientes promedio, Ecuación (3.2.6).

$$I_{prom} = \frac{1}{T} \cdot \int_0^T i(t) \cdot dt \quad (3.2.6)$$

$$i_{max} = I_o + \frac{\Delta_{iLo}}{2} \quad (3.2.7)$$

En la Figura 3.2.2c se muestra la corriente en el interruptor, en T_{on} es equivalente a la corriente máxima del inductor, por tanto, el esfuerzo de corriente (I_{qpk}) se expresa en la Ecuación (3.2.7) o su equivalente en la Ecuación (3.2.8). La corriente promedio (I_Q) se obtiene utilizando la

Ecuación (3.2.6) integrando de 0 a $D \cdot T_s$. El esfuerzo en tensión (V_{DS}) se aprecia en la Figura 3.2.2g.

$$I_{qpk} = \frac{V_o}{R_o} + \frac{(V_{in} - V_o) \cdot D}{2 \cdot L \cdot F_s} \quad (3.2.8)$$

$$I_Q = D \cdot \frac{V_o}{R_o} \quad (3.2.9)$$

Se ilustra en la Figura 3.2.2d que en T_{off} la corriente máxima del diodo (I_{dpk}) es igual a la corriente máxima del inductor y, por tanto, es igual a la corriente máxima del interruptor, Ecuación (3.2.8). La corriente promedio (I_D) se obtiene con la Ecuación (3.2.6) integrando de 0 a $(1 - D) \cdot T_s$. El esfuerzo en tensión (V_{KA}) se ilustra en la Figura 3.2.2h.

$$I_{dpk} = \frac{V_o}{R_o} + \frac{V_o \cdot (1 - D)}{2 \cdot L \cdot F_s} \quad (3.2.10)$$

$$I_D = (1 - D) \cdot \frac{V_o}{R_o} \quad (3.2.11)$$

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

$$C_o = \frac{V_o \cdot (1 - D)}{8 \cdot \Delta_{VCo} \cdot L_o \cdot F_s^2} \quad (3.2.12)$$

Aplicando la técnica de *Variables de estado promediado* (Anexo 1) se obtiene el modelo no lineal promediado sin elementos parásitos del convertidor Buck. Este modelo se utiliza para simular al convertidor en lazo abierto y obtener las formas de onda de la Figura 3.2.2. El procedimiento de simulación se describe en la sección 4.2.2.

$$\dot{x}_1 = -\frac{1}{L_o} \cdot x_2 + \frac{1}{L_o} \cdot V_{in} \cdot D \quad (3.2.13)$$

$$\dot{x}_2 = \frac{1}{C_o} \cdot x_1 - \left(\frac{1}{C_o \cdot R_o} \right) \cdot x_2 \quad (3.2.14)$$

3.2.2 Análisis en Pequeña Señal mediante la técnica Interruptor PWM

En la Figura 3.2.3 se muestra el modelo en pequeña señal del convertidor Buck utilizando el Interruptor PWM [26] (Anexo 2). Inicialmente se obtiene la función de transferencia *entrada-salida* (Audiosusceptibilidad), Ecuación (3.2.15).

$$G_{vg} = \frac{\widehat{v}_o}{\widehat{v}_{in}} \quad (3.2.15)$$

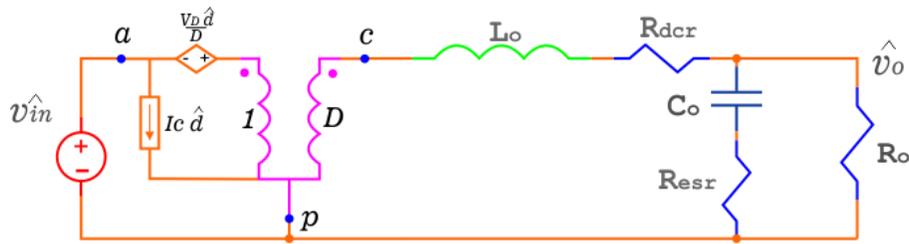


Figura 3.2.3. Modelo linealizado de pequeña señal del convertidor Buck

Del circuito de la Figura 3.2.3, para obtener la Ecuación (3.2.15), debe considerarse el valor de la variable \hat{d} igual a cero. Por lo cual, la fuente de tensión se cortocircuita y la fuente de corriente se abre permitiendo encontrar el circuito equivalente de la Figura 3.2.4.

Analizando el circuito de la Figura 3.2.4 en el dominio de Laplace y efectuando las respectivas operaciones algebraicas descritas en [26] se obtiene la respuesta en el dominio de la frecuencia.

La Ecuación (3.2.16) es la Audiosusceptibilidad, la ganancia con elementos parásitos es (3.2.17), el cero en alta frecuencia es (3.2.18), la frecuencia de resonancia es (3.2.19) y el factor de calidad es (3.2.20).

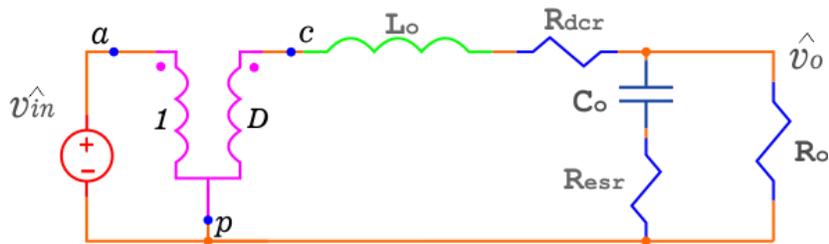


Figura 3.2.4. Circuito equivalente del convertidor Buck para encontrar G_{vg}

$$G_{vg} = M \cdot \frac{1 + \frac{s}{s_{z1}}}{1 + \frac{s}{Q \cdot \omega_o} + \frac{s^2}{\omega_o^2}} \quad (3.2.16)$$

$$M = D \cdot \frac{1}{1 + \frac{R_{dcr}}{R_o}} \quad (3.2.17)$$

$$s_{z1} = \frac{1}{R_{esr} \cdot C_o} \quad (3.2.18)$$

$$\omega_o = \sqrt{\frac{1}{L_o \cdot C_o} \cdot \frac{1 + \frac{R_{dcr}}{R_o}}{1 + \frac{R_{esr}}{R_o}}} \quad (3.2.19)$$

$$Q = \frac{1}{\omega_o} \cdot \frac{R_{dcr} + R_o}{L_o + C_o \cdot (R_{dcr} + R_o) \cdot (R_{esr} + R_z)} \quad (3.2.20)$$

El circuito de la Figura 3.2.5 se analiza para encontrar la función de la *impedancia de salida*, Ecuación (3.2.21), se observa que las variable \widehat{v}_{in} y \widehat{d} se hacen cero.

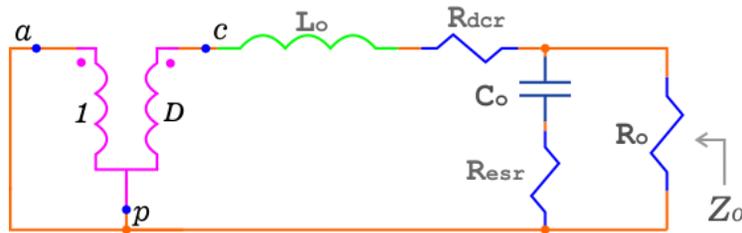


Figura 3.2.5. Circuito equivalente del convertidor Buck para encontrar Z_o

$$Z_o = R_z \cdot \frac{\left(1 + \frac{s}{s_{z1}}\right) \cdot \left(1 + \frac{s}{s_{z2}}\right)}{1 + \frac{s}{Q \cdot \omega_o} + \frac{s^2}{\omega_o^2}} \quad (3.2.21)$$

Donde:

$$R_z = \frac{R_o \cdot R_{dcr}}{R_o + R_{dcr}} \quad (3.2.22)$$

$$s_{z2} = \frac{R_{dcr}}{L_o} \quad (3.2.23)$$

Los parámetros correspondientes a la frecuencia de resonancia (ω_o) y el factor de calidad (Q) son las definiciones dadas por las Ecuaciones (3.2.19) y (3.2.20) respectivamente.

Finalmente, el circuito de la Figura 3.2.6 se analiza para encontrar la función de transferencia *control-salida*, ecuación (3.2.24); se observa en esta ecuación que el valor de la variable \widehat{v}_{in} es cero. Cabe destacar que esta función de transferencia es la que se utiliza para la implementación del esquema de control.

$$\widehat{G}_{dv} = \frac{\widehat{v}_o}{\widehat{d}} \quad (3.2.24)$$

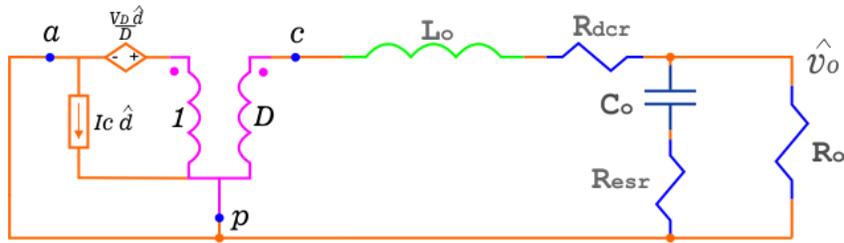


Figura 3.2.6. Circuito equivalente del convertidor Buck para encontrar G_{vd}

$$\widehat{G}_{vd} = V_{in} \cdot \frac{1 + \frac{s}{s_{z1}}}{1 + \frac{s}{Q \cdot \omega_o} + \frac{s^2}{\omega_o^2}} \quad (3.2.25)$$

Los parámetros s_{z1} , ω_o y Q se definieron en las ecuaciones (3.2.18), (3.2.19) y (3.2.20) respectivamente.

3.3 Convertidor Boost

El convertidor Boost se muestra en la Figura 3.3.1a. Éste es otro convertidor conmutado que opera abriendo y cerrando un interruptor controlado periódicamente. Es llamado convertidor Boost porque la tensión de salida (V_o) es mayor que la tensión de entrada (V_{in}) [6].

Se construye a partir de un interruptor controlado (Q), un diodo (D), un inductor en la entrada (L_{in}) y un capacitor en la salida (C_o).

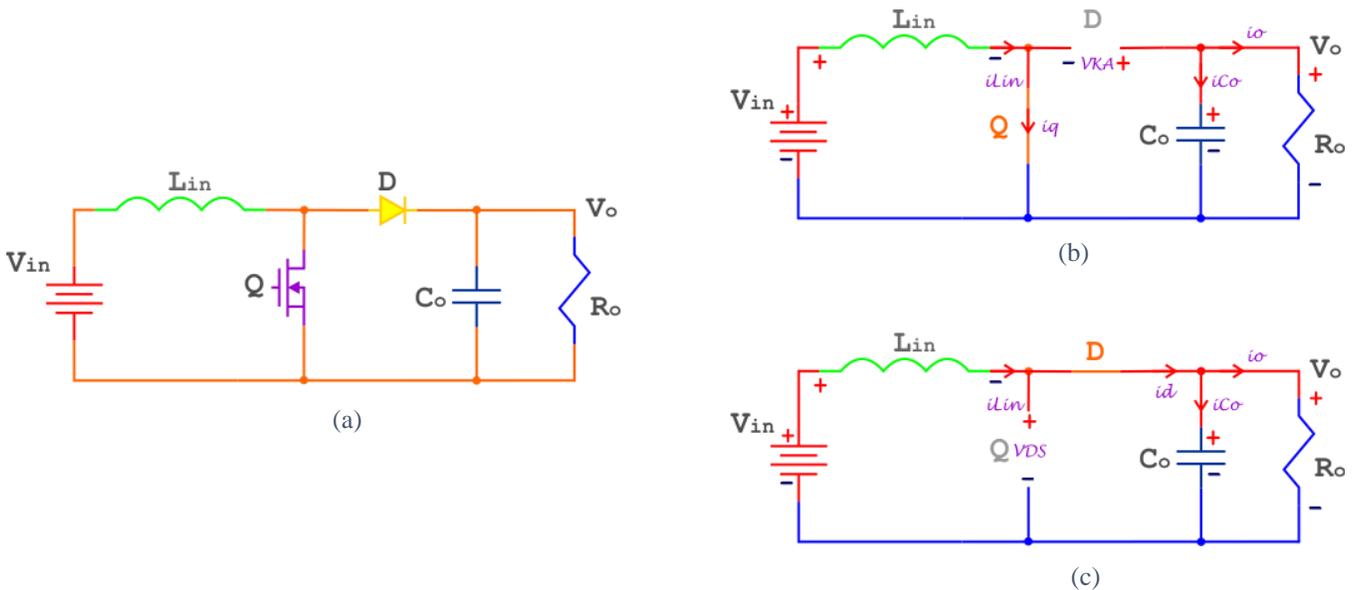


Figura 3.3.1. (a) Diagrama del Convertidor Boost, (b) Circuito equivalente en encendido, (c) Circuito equivalente en apagado

Aunque en teoría la tensión de salida (V_o) puede ser mucho más grande que la tensión de entrada (V_{in}), en la práctica, por una cuestión de relación entre el ciclo de trabajo y la ganancia

en CD, el convertidor Boost es utilizado la mayoría de las veces para cuadruplicar la tensión de entrada (V_{in}).

3.3.1 Análisis en CD

La Figura 3.3.1 muestra los circuitos equivalentes del convertidor Boost en los estados de conmutación (encendido y apagado), la Figura 3.3.2 muestra el comportamiento de las corrientes y tensiones en los componentes. El principio de funcionamiento es similar al descrito en la sección 3.2.1 para el convertidor Buck.

De la Figura 3.3.2f se obtendrá la ganancia en CD, por el balance de energía en el inductor (L_{in}) se tiene la siguiente expresión:

$$D \cdot T_s \cdot V_{in} = (1 - D) \cdot T_s \cdot (V_{in} - V_o) \quad (3.3.1)$$

De la Ecuación (3.3.1) se desprende la ganancia en CD en función del ciclo de trabajo, Ecuación (3.3.2).

$$M = \frac{1}{1 - D} \quad (3.3.2)$$

Con ayuda de la Ecuación (3.1.5) y de la Figura 3.3.2f se obtiene el valor del inductor en función de la tensión de entrada, ciclo de trabajo, rizo de corriente y frecuencia de conmutación, Ecuación (3.3.3)

$$L_{in} = \frac{V_{in} \cdot D}{\Delta_{iL} \cdot F_s} \quad (3.3.3)$$

La corriente que circula por el inductor (I_L) es, en promedio, la corriente que entrega la fuente de entrada (I_{in}), Ecuación (3.3.4), donde P_o es la potencia del convertidor.

$$I_L = I_{in} = \frac{P_o}{V_{in}} \quad (3.3.4)$$

De la forma de onda del interruptor (Q), Figura 3.3.2c, se observa que el esfuerzo máximo en corriente es igual a la corriente máxima del inductor (i_{max}), entonces con ayuda de la Ecuación (3.2.6) se puede encontrar i_{max} .

$$i_{max} = \frac{I_o}{1 - D} + \frac{\Delta_{iL}}{2} \quad (3.3.5)$$

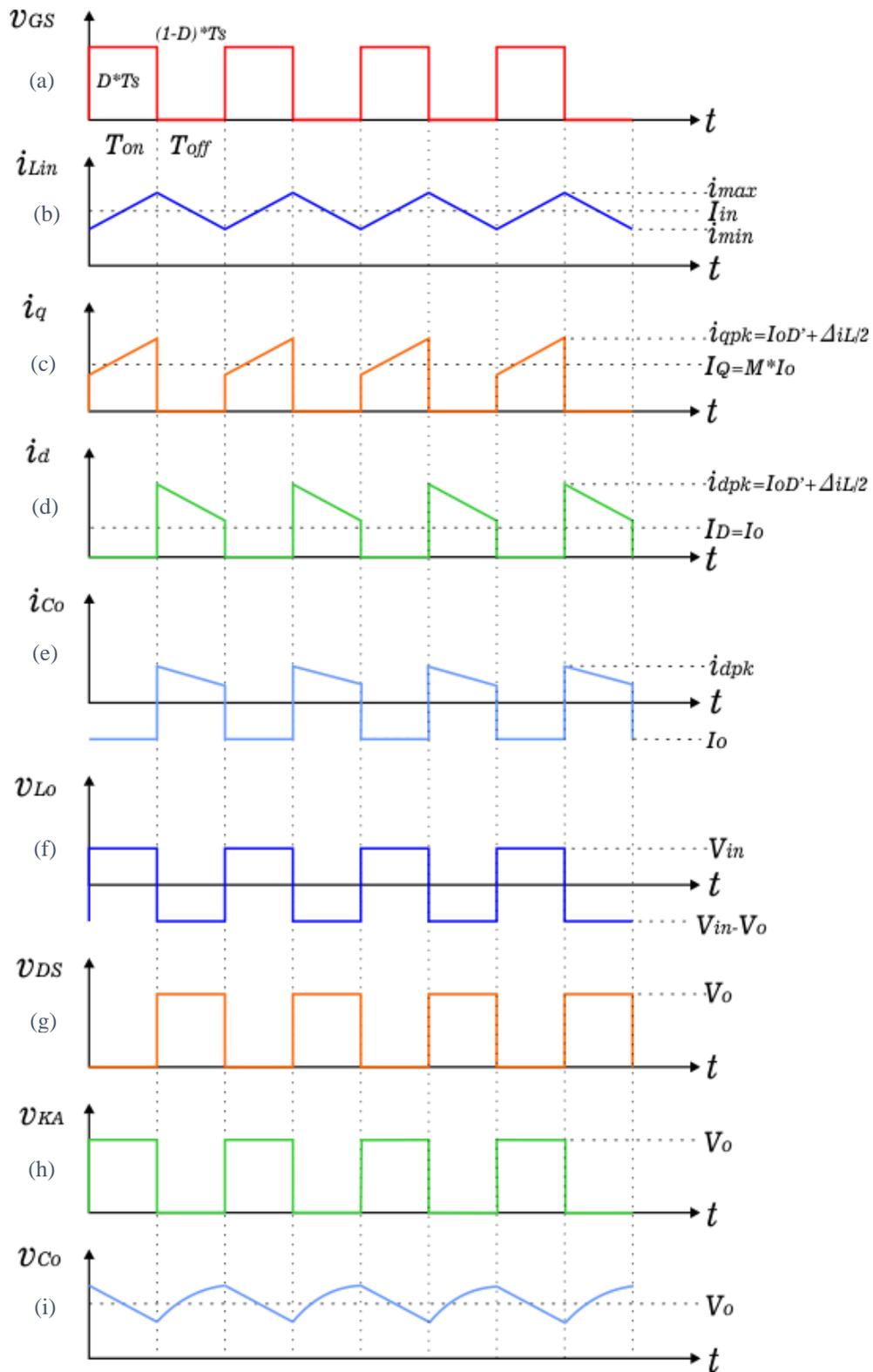


Figura 3.3.2. Formas de onda del convertidor Boost en MCC. (a) Disparo del interruptor, (b) Corriente en el inductor, (c) Corriente en el interruptor, (d) Corriente en el diodo, (e) Corriente en el capacitor, (f) Tensión en el inductor, (g) Tensión en el interruptor, (h) Tensión en el diodo, (i) Tensión en el capacitor.

Por tanto, la Ecuación (3.3.5) describe el esfuerzo máximo en corriente (i_{qpk}) para el interruptor (Q), su equivalente se muestra en la Ecuación (3.3.6). La corriente promedio (I_Q) se obtiene integrando la Ecuación (3.2.6) desde 0 a $D \cdot T_s$ y se muestra en la Ecuación (3.3.7).

$$i_{qpk} = \frac{V_o}{R_o \cdot (1 - D)} + \frac{V_{in} \cdot D}{2 \cdot L_{in} \cdot F_s} \quad (3.3.6)$$

$$I_Q = \frac{V_o}{R_o} \cdot \frac{D}{1 - D} \quad (3.3.7)$$

En el estado de apagado la corriente máxima a la que se somete el diodo (i_{dpk}) es equivalente a la corriente máxima del inductor (i_{max}), por tanto, el valor de i_{dpk} se representa en la Ecuación (3.3.5) o su equivalente en la Ecuación (3.3.8). Si se integra la Ecuación (3.2.6) de 0 a $(1 - D) \cdot T_s$ con los correspondientes valores, se obtiene la corriente promedio del diodo (I_D) y se muestra en la Ecuación (3.3.9).

$$I_{dpk} = \frac{V_o}{R_o \cdot (1 - D)} + \frac{V_{in} \cdot D}{2 \cdot \Delta_{iL} \cdot F_s} \quad (3.3.8)$$

$$I_D = \frac{V_o}{R_o} \quad (3.3.9)$$

La tensión máxima que soporta el interruptor (V_{DS}) y el diodo (V_{KA}) se ilustran en las Figuras 3.3.2g y 3.3.2h respectivamente.

El valor del capacitor se presenta en la Ecuación (3.3.10) en función de la tensión de salida, el ciclo de trabajo, el rizo de tensión (porcentaje de la tensión de salida), la resistencia de carga y la frecuencia de conmutación.

$$C_o = \frac{V_o \cdot D}{\Delta_{vo} \cdot R_o \cdot F_s} \quad (3.3.10)$$

El modelo no lineal promediado sin elementos parásitos del convertidor Boost obtenido con la técnica *Variables de estado promediado* se presenta a continuación.

$$\dot{x}_1 = -\frac{1}{L_{in}} \cdot (1 - D) \cdot x_2 + \frac{1}{L_{in}} \cdot V_{in} \quad (3.3.11)$$

$$\dot{x}_2 = \frac{1}{C_o} \cdot (1 - D) \cdot x_1 - \frac{1}{C_o \cdot R_o} \cdot x_2 \quad (3.3.12)$$

3.3.2 Análisis en Pequeña Señal mediante la técnica Interruptor PWM

En la Figura 3.3.4a se ilustra el modelo en pequeña señal del convertidor Boost con el Interruptor PWM. Se procede a encontrar la Ecuación (3.2.15) correspondiente a la Audiosusceptibilidad con el circuito equivalente de la Figura 3.3.3b, en el cual se muestra que $\hat{d} = 0$ y por tanto las fuentes se ignoran.

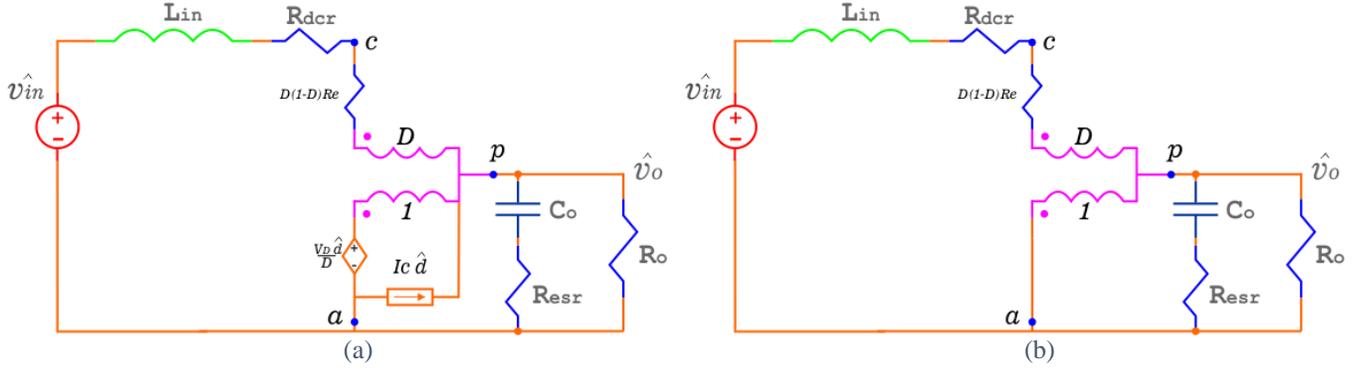


Figura 3.3.3. a) Modelo linealizado de pequeña señal del convertidor Boost. b) Circuito equivalente del convertidor Boost para encontrar G_{vg} .

Analizando el circuito de la Figura 3.3.3b en el dominio de Laplace y aplicando las correspondientes consideraciones descritas en [26] se obtiene la función de transferencia entrada-salida descrita en la Ecuación (3.3.13).

$$G_{vg} = M \cdot \frac{1 + \frac{s}{s_{z1}}}{1 + \frac{s}{Q \cdot \omega_o} + \frac{s^2}{\omega_o^2}} \quad (3.3.13)$$

Donde:

$$M = \frac{1}{1-D} \cdot \frac{1}{1 + \frac{R_{dcr}}{(1-D)^2 \cdot R_o} + \frac{R_e \cdot D}{R_o \cdot (1-D)}} \quad (3.3.14)$$

$$s_{z1} = \frac{1}{R_{esr} \cdot C_o} \quad (3.3.15)$$

$$\omega_o = \sqrt{\frac{1}{L_{in} \cdot C_o} \cdot \frac{R_{dcr} + R_e \cdot D \cdot (1-D) + R_o \cdot (1-D)^2}{R_{esr} + R_o}} \quad (3.3.16)$$

$$Q = \frac{\omega_o}{\frac{R_{dcr} + R_e \cdot (1-D)}{L_{in}} + \frac{1}{C_o \cdot (R_o + R_{esr})}} \quad (3.3.17)$$

$$R_e = \frac{R_o \cdot R_{esr}}{R_o + R_{esr}} \quad (3.3.18)$$

La Figura 3.3.4a muestra el circuito equivalente del convertidor Boost para encontrar la impedancia de salida, de igual forma que en la sección 3.2.2 $\hat{d} = \hat{v}_{in} = 0$. La Ecuación (3.3.19) define la impedancia de salida.

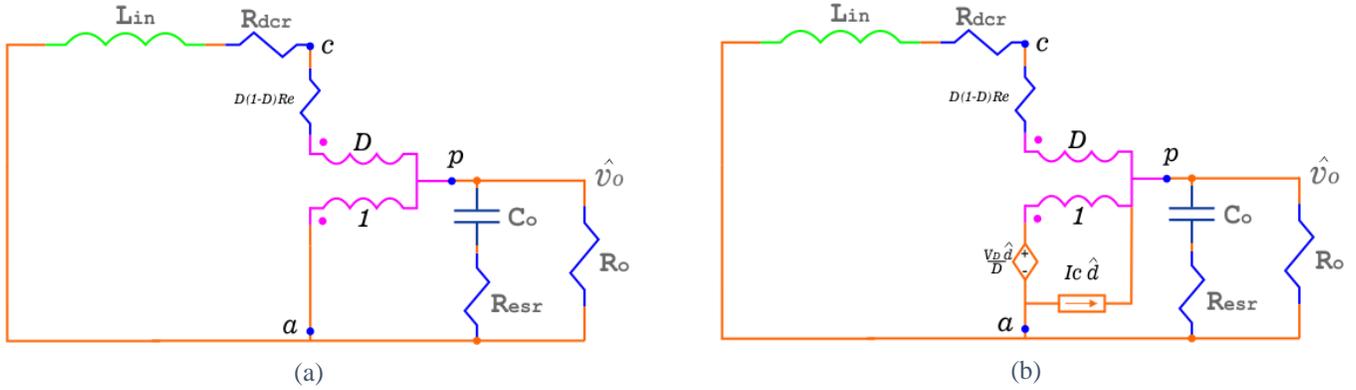


Figura 3.3.4. a) Circuito equivalente del convertidor Boost para encontrar Z_o , b) Circuito equivalente del convertidor Boost para encontrar G_{vd}

$$Z_o = R_x \frac{\left(1 + \frac{s}{s_{z0}}\right) \cdot \left(1 + \frac{s}{s_{z1}}\right)}{1 + \frac{s}{Q \cdot \omega_o} + \frac{s^2}{\omega_o^2}} \quad (3.3.19)$$

Donde:

$$s_{z0} = \frac{R_{dcr} + R_e \cdot D \cdot (1 - D)}{L_{in}} \quad (3.3.20)$$

$$R_x = \frac{R_o \cdot \left(\frac{R_{dcr} + R_e \cdot D \cdot (1 - D)}{(1 - D)^2}\right)}{R_o + \left(\frac{R_{dcr} + R_e \cdot D \cdot (1 - D)}{(1 - D)^2}\right)} \quad (3.3.21)$$

Los parámetros ω_o y Q se definieron en las Ecuaciones (3.2.16) y (3.2.17) respectivamente.

Del circuito de la Figura 3.3.4b se obtiene la función de transferencia control-salida definida en la Ecuación (3.3.21).

$$G_{vd} = K \cdot \frac{\left(1 + \frac{s}{s_{z1}}\right) \cdot \left(1 - \frac{s}{s_{z2}}\right)}{1 + \frac{s}{Q \cdot \omega_o} + \frac{s^2}{\omega_o^2}} \quad (3.3.22)$$

Donde:

$$K = \frac{V_{in} \cdot (R_o \cdot (1 - D)^2 - R_e \cdot (1 - D)^2 - R_{dcr})}{(1 - D) \cdot (R_e \cdot D \cdot (1 - D) + R_{dcr} + R_o \cdot (1 - D)^2)} \quad (3.3.23)$$

$$s_{z2} = \frac{(1 - D)^2}{L_{in}} \cdot \left(R_o - \frac{R_o \cdot R_{esr}}{R_o + R_{esr}} \right) - \frac{R_{dcr}}{L_{in}} \quad (3.3.24)$$

Los parámetros s_{z1} , ω_o y Q se definieron en las Ecuaciones (3.2.15), (3.2.16) y (3.2.17) respectivamente.

3.4 Convertidor Buck-Boost

El convertidor reductor-elevador es otro convertidor conmutado y se muestra en la Figura 3.4.1a, la tensión de salida (V_o) puede ser de mayor o menor magnitud que la tensión de entrada (V_{in}) pero invertida; a este convertidor se le llama Buck-Boost y está formado por un inductor (L_{in}), un interruptor controlado (Q), un diodo (D) y un capacitor en la salida (C_o) [6].

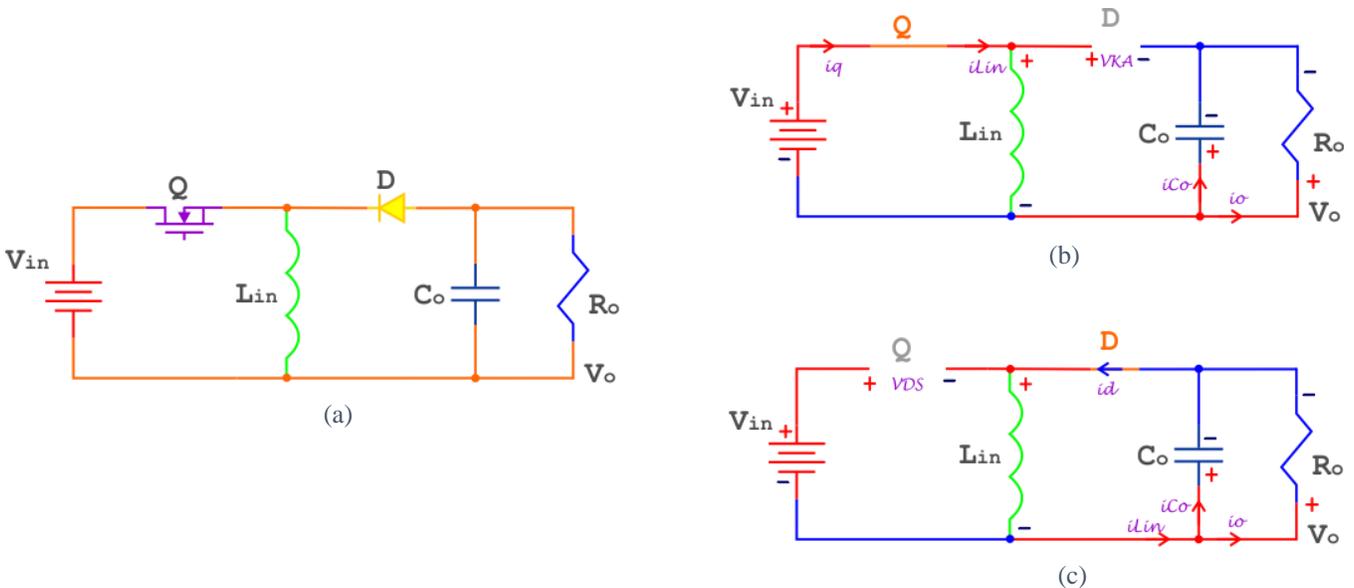


Figura 3.4.1. a) Diagrama del Convertidor Buck-Boost, b) Circuito equivalente en encendido, c) Circuito equivalente en apagado

3.4.1 Análisis en CD

La Figura 3.4.1 muestra los circuitos equivalentes del convertidor Buck-Boost en los estados de conmutación (encendido y apagado), la Figura 3.4.2 muestra el comportamiento de las corrientes y tensiones en los componentes. El principio de funcionamiento es similar al descrito en secciones anteriores para los convertidores Buck y Boost.

Para obtener la ganancia en CD se hace uso de la gráfica de tensión del inductor en el tiempo de encendido (ver Figura 3.4.2f). Se observa claramente que en T_{on} la tensión V_L es igual a la tensión de entrada (V_{in}) y en T_{off} la tensión V_L es igual a la tensión de salida (V_o), por tanto, la ganancia en CD expresada en función del ciclo de trabajo es:

$$M = \frac{D}{1-D} \quad (3.4.1)$$

En el tiempo de encendido la corriente en el inductor es creciente, eso indica que la tensión que se le suministra es positiva, ver Figura 3.4.2f, por tanto con ayuda de la Ecuación (3.1.5) se obtendrá el valor del inductor en función de la tensión de entrada, ciclo de trabajo, rizo de corriente y frecuencia de conmutación, se muestra en la Ecuación (3.4.2).

$$L_{in} = \frac{V_{in} \cdot D}{\Delta_{iL} \cdot F_s} \quad (3.4.2)$$

La corriente promedio que circula por el inductor (I_{Lin}) es igual a la corriente promedio que circula por el diodo (I_D) y es equivalente a la corriente que circula por la carga I_o .

$$I_{Lin} = I_o = \frac{V_o}{R_o} \quad (3.4.3)$$

De la Figura 3.4.2c se observa que la corriente máxima que circula por el transistor (i_{qpk}) es la corriente máxima que circula por el inductor y está expresada en la Ecuación (3.4.4). La corriente promedio (I_Q) está dada por la Ecuación (3.4.5).

$$I_{qpk} = \frac{V_o}{R_o \cdot (1-D)} + \frac{V_{in} \cdot D}{2 \cdot \Delta_{iL} \cdot F_s} \quad (3.4.4)$$

$$I_Q = \frac{P_o}{V_{in}} \quad (3.4.5)$$

La corriente máxima que circula por el diodo (i_{dpk}) es, de acuerdo con la Figura 3.4.2d, igual a la corriente máxima del inductor y, por tanto, igual a la corriente máxima del interruptor expresada en la Ecuación (3.4.4). La corriente promedio (I_D) se representa en la Ecuación (3.4.7).

$$I_{dpk} = \frac{V_o}{R_o \cdot (1-D)} + \frac{V_{in} \cdot D}{2 \cdot \Delta_{iL} \cdot F_s} \quad (3.4.6)$$

$$I_D = \frac{V_o}{R_o} \quad (3.4.7)$$

En las Figuras 3.4.2g y 3.4.2h se muestran las tensiones máximas para el transistor (V_{D_S}) y para el diodo (V_{K_A}) respectivamente.

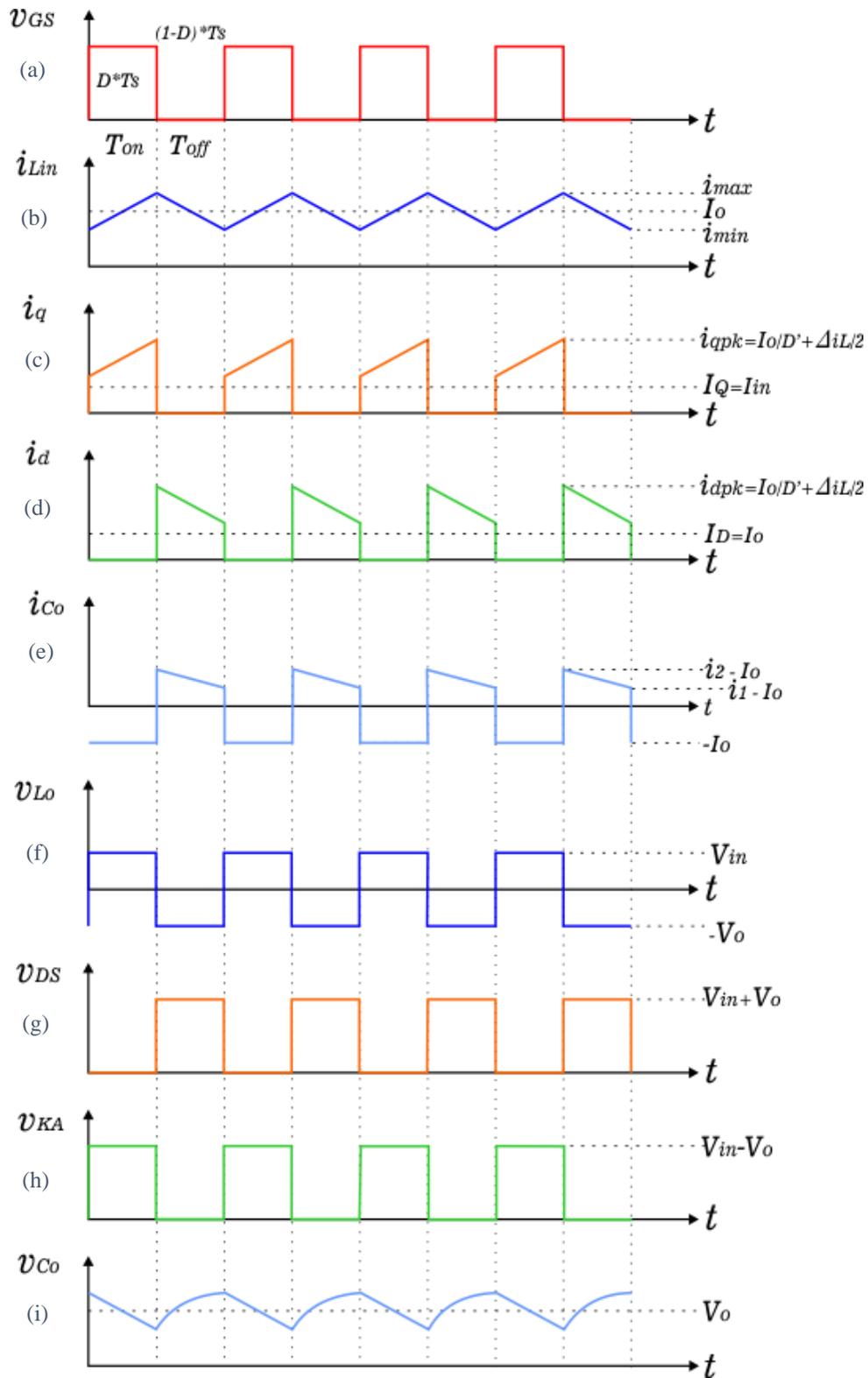


Figura 3.4.2. Formas de onda del convertidor Buck-Boost en MCC. (a) Disparo del interruptor, (b) Corriente en el inductor, (c) Corriente en el interruptor, (d) Corriente en el diodo, (e) Corriente en el capacitor, (f) Tensión en el inductor, (g) Tensión en el interruptor, (h) Tensión en el diodo, (i) Tensión en el capacitor.

El valor del capacitor de este convertidor es parecido al obtenido en la sección anterior para el convertidor Boost.

$$C_o = \frac{V_o \cdot D}{\Delta_{vo} \cdot R_o \cdot F_s} \quad (3.4.8)$$

3.4.2 Análisis en Pequeña Señal mediante la técnica Interruptor PWM

Para encontrar la Ecuación (3.2.15) correspondiente al convertidor Buck-Boost se analiza el circuito de la Figura 3.4.3b. Se considera cero el valor de la variable \hat{d} y ambas fuentes (tensión y corriente) no se toman en cuenta. La Ecuación (3.4.9) define la función de transferencia entrada-salida (Audiosusceptibilidad).

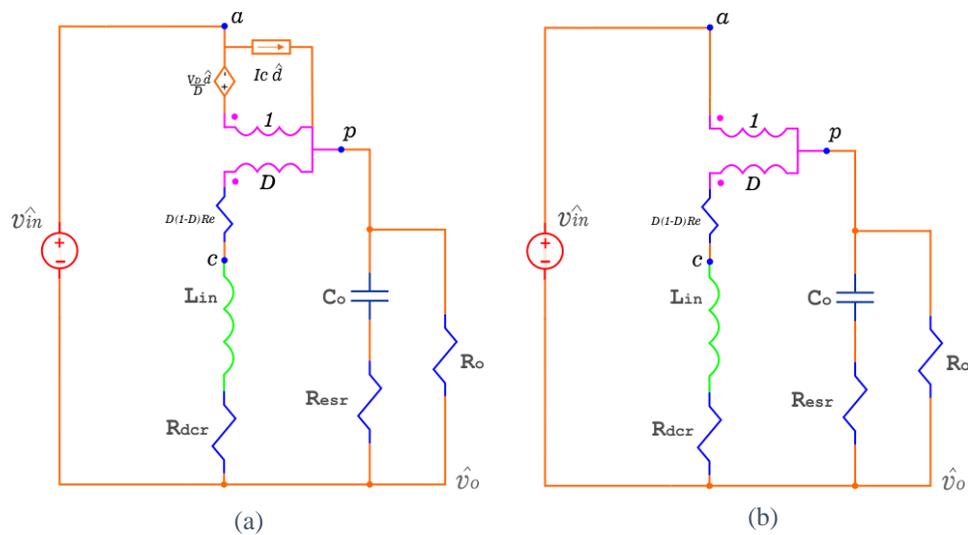


Figura 3.4.3. (a) Modelo linealizado de pequeña señal del convertidor Buck-Boost
(b) Circuito equivalente del convertidor Buck-Boost para encontrar G_{vg}

$$G_{vg} = M \cdot \frac{1 + \frac{s}{s_{z1}}}{1 + \frac{s}{Q \cdot \omega_o} + \frac{s^2}{\omega_o^2}} \quad (3.4.9)$$

Donde:

$$M = \frac{D}{1-D} \cdot \frac{1}{1 + \frac{R_{dcr} + D \cdot (1-D) \cdot R_e}{R_o \cdot (1-D)^2}} \quad (3.4.10)$$

$$s_{z1} = \frac{1}{R_{dcr} \cdot C_o} \quad (3.4.11)$$

$$\omega_o = \sqrt{\frac{1}{L_{in} \cdot C_o} \cdot \frac{R_{dcr} + R_e \cdot D \cdot (1-D) + R_o \cdot (1-D)^2}{R_{esr} + R_o}} \quad (3.4.12)$$

$$Q = \frac{1}{\omega_o} \cdot \frac{R_o \cdot (1-D)^2 + R_{dcr} + D \cdot (1-D) \cdot R_e}{C_o \cdot R_{dcr} \cdot (R_{esr} + R_o) + C_o \cdot (1-D) \cdot R_e \cdot (R_c + R_o) + L_{in}} \quad (3.4.13)$$

Del análisis del circuito de la Figura 3.4.4a se obtiene la función de transferencia de impedancia de salida y se define en la Ecuación (3.4.14).

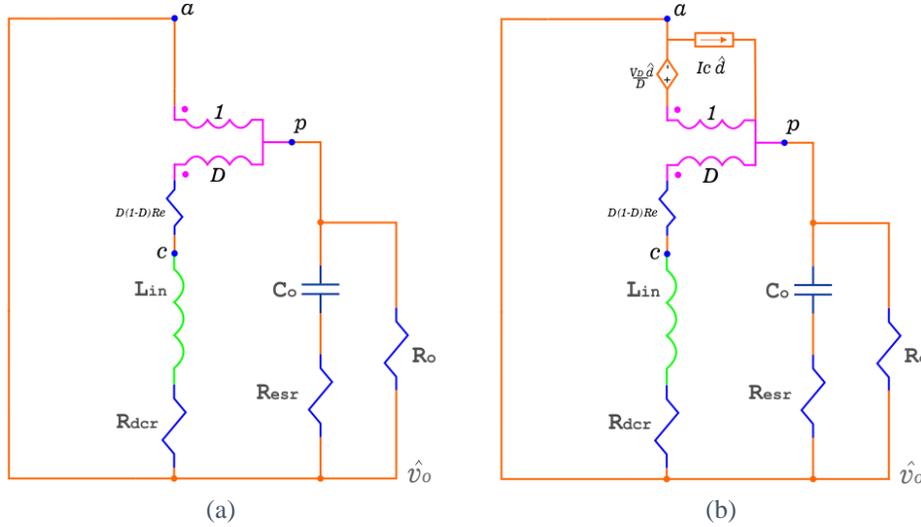


Figura 3.4.4. a) Circuito equivalente del convertidor Buck-Boost para encontrar Z_o , b) Circuito equivalente del convertidor Buck-Boost para encontrar G_{vd}

$$Z_o = R_x \cdot \frac{\left(1 + \frac{s}{s_{z0}}\right) \cdot \left(1 + \frac{s}{s_{z1}}\right)}{1 + \frac{s}{Q \cdot \omega_o} + \frac{s^2}{\omega_o^2}} \quad (3.4.14)$$

Donde:

$$R_x = \frac{R_o \cdot \left(\frac{R_{dcr} + D \cdot (1-D) \cdot R_e}{(1-D)^2}\right)}{R_o + \left(\frac{R_{dcr} + D \cdot (1-D) \cdot R_e}{(1-D)^2}\right)} \quad (3.4.15)$$

$$s_{z0} = \frac{R_{dcr} + D \cdot (1-D) \cdot R_e}{L_{in}} \quad (3.4.16)$$

Los parámetros ω_o y Q se definieron en las Ecuaciones (3.4.12) y (3.4.13) respectivamente.

Realizando el análisis de la Figura 3.4.4b se obtiene la función de transferencia control-salida, Ecuación (3.4.17).

$$G_{vd} = G_{do} \cdot \frac{\left(1 + \frac{s}{s_{z1}}\right) \cdot \left(1 - \frac{s}{s_{z2}}\right)}{1 + \frac{s}{Q \cdot \omega_o} + \frac{s^2}{\omega_o^2}} \quad (3.4.17)$$

Donde:

$$G_{do} = V_{in} \cdot \frac{(1 - D)^2 + \left(\frac{R_{dcr} + D \cdot (1 - D) \cdot R_e}{R_o} \right) \cdot (1 - 2 \cdot D)}{\left((1 - D)^2 + \frac{R_{dcr} + D \cdot (1 - D) \cdot R_e}{R_o} \right)^2} \quad (3.4.18)$$

$$s_{z2} = \frac{(1 - D)^2 \cdot R_o + (R_{dcr} + D \cdot (1 - D) \cdot R_e) \cdot (1 - 2 \cdot D)}{D \cdot L_{in}} \quad (3.4.19)$$

Los parámetros s_{z1} , ω_o y Q se definieron en las Ecuaciones (3.4.11), (3.4.12) y (3.4.13) respectivamente.

3.5 Convertidor Cúk

El convertidor Cúk es un tipo de convertidor conmutado en el cual la magnitud de la tensión de salida (V_o) puede ser inferior o superior a la tensión de entrada (V_{in}). Este convertidor solo puede tener polaridad opuesta entre la entrada y la salida (de igual forma que el convertidor Buck-Boost). Se compone de dos inductores (L_{in} y L_o), dos capacitores (C_{in} y C_o), un interruptor controlado (Q) y un diodo (D) [6].

3.5.1 Análisis en CD

El esquema básico se puede ver en la Figura 3.5.1a y sus circuitos equivalentes en los estados de conmutación se muestran en las Figuras 3.5.1b y 3.5.1c. El capacitor (C_{in}) se usa para transferir energía y se conecta alternativamente a la entrada y a la salida del convertidor a través de la conmutación del transistor (Q) y el diodo (D). En la Figura 3.5.2 se ilustran las formas de onda características de tensión y corriente de cada elemento del convertidor.

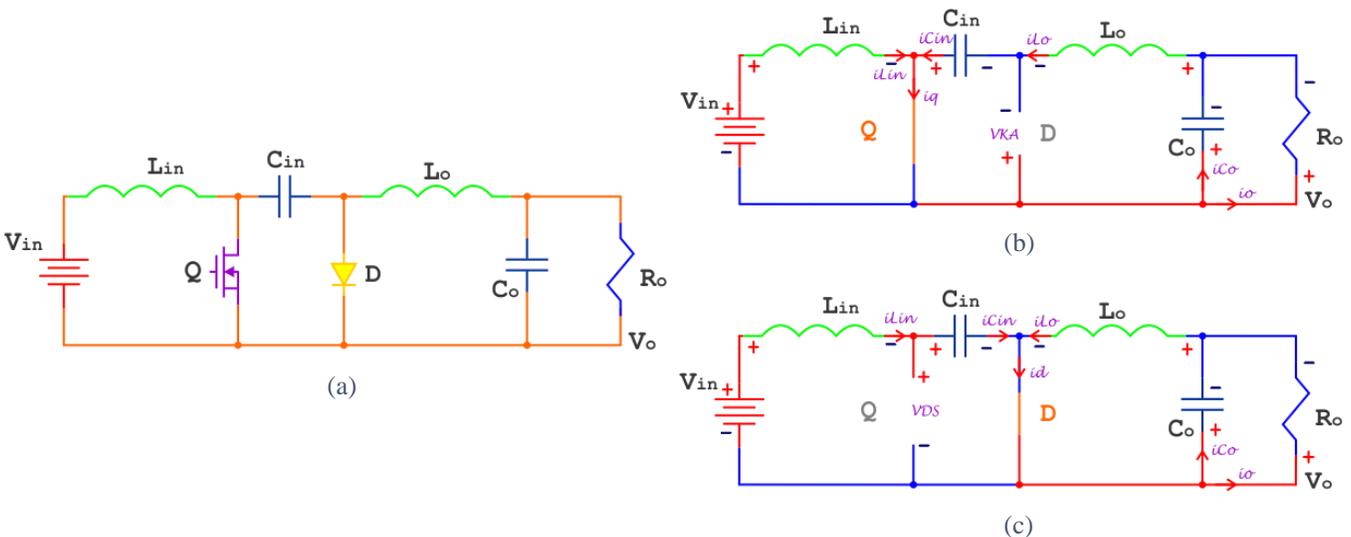


Figura 3.5.1. a) Diagrama del Convertidor Cúk, b) Circuito equivalente en encendido, c) Circuito equivalente en apagado

La ganancia en CD se puede obtener de las gráficas de tensión de cualquier inductor (Figura 3.5.2h o Figura 3.5.2i), puesto que ambos presentan el mismo comportamiento en el ciclo de conmutación. Así que para T_{on} se tiene un V_L igual a la tensión de entrada (V_{in}) y para T_{off} se tiene un V_L igual a la tensión de salida (V_o). Entonces expresando la ganancia en función del ciclo de trabajo se obtiene la Ecuación (3.5.1).

$$M = \frac{D}{1 - D} \quad (3.5.1)$$

Para el cálculo del inductor de entrada (L_{in}) se considera un rizo de corriente igual a la diferencia entre i_2 e i_1 ($\Delta_{iLin} = i_2 - i_1$) y que también es equivalente a un porcentaje de la corriente de entrada (I_{in}). Tomando como ayuda la gráfica de la Figura 3.5.2b para ver el balance de energía en el inductor y considerando que en T_{on} el valor de V_L es V_{in} se obtiene el valor del inductor y se expresa en la Ecuación (3.5.2).

$$L_{in} = \frac{V_{in} \cdot D}{\Delta_{iLin} \cdot F_s} \quad (3.5.2)$$

Aplicando el análisis para encontrar L_{in} se calcula el valor del inductor L_o y se muestra en la Ecuación (3.5.3), se considera un segundo rizo de corriente, que es equivalente a la diferencia entre las corrientes máxima y mínima que circulan por el inductor L_o ($\Delta_{iLo} = i_4 - i_3$) aunque también es equivalente a un porcentaje de la corriente de salida (I_o).

$$L_o = \frac{V_{in} \cdot D}{\Delta_{iLo} \cdot F_s} \quad (3.5.3)$$

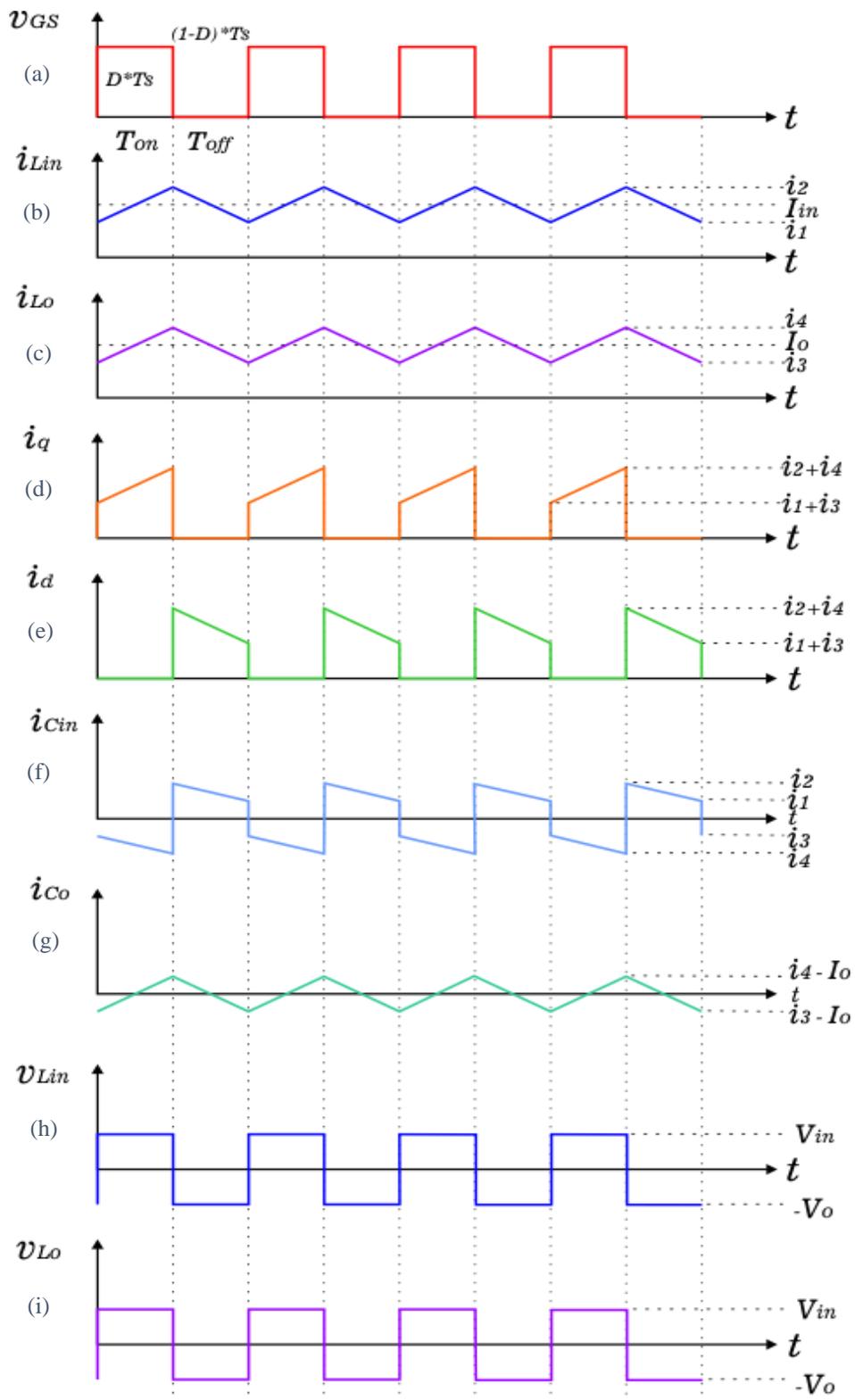
De la gráfica de corriente del interruptor, Figura 3.5.2d, se observa que el esfuerzo máximo en corriente (i_{qpk}) de éste es igual a la suma de las corrientes de los inductores, por tanto, la corriente i_{qpk} quedará expresada en función de ambos rizados de corriente como se ve en la Ecuación (3.5.4). La corriente promedio que circula por el interruptor (I_Q) se obtiene con ayuda de la Ecuación (3.2.6). El esfuerzo en tensión (V_{DS}) se ilustra en la Figura 3.5.2j.

$$I_{qpk} = \frac{V_o}{R_o} \cdot (M - 1) + \frac{1}{2} \cdot (\Delta_{iLin} + \Delta_{iLo}) \quad (3.5.4)$$

$$I_Q = \frac{V_o}{R_o} \cdot \frac{D}{1 - D} \quad (3.5.5)$$

Con ayuda de la gráfica de corriente del diodo, Figura 3.5.2e, es posible determinar el esfuerzo en corriente (i_{dpk}) al que éste se somete. De igual forma que se determinó la corriente i_{qpk} se procede para encontrar i_{dpk} y se presenta en la Ecuación (3.5.6). La Ecuación (3.5.7) define la

corriente promedio que circula por el diodo (I_D) y la gráfica de tensión de la Figura 3.5.2k ilustra el esfuerzo en tensión del diodo (V_{KA}).



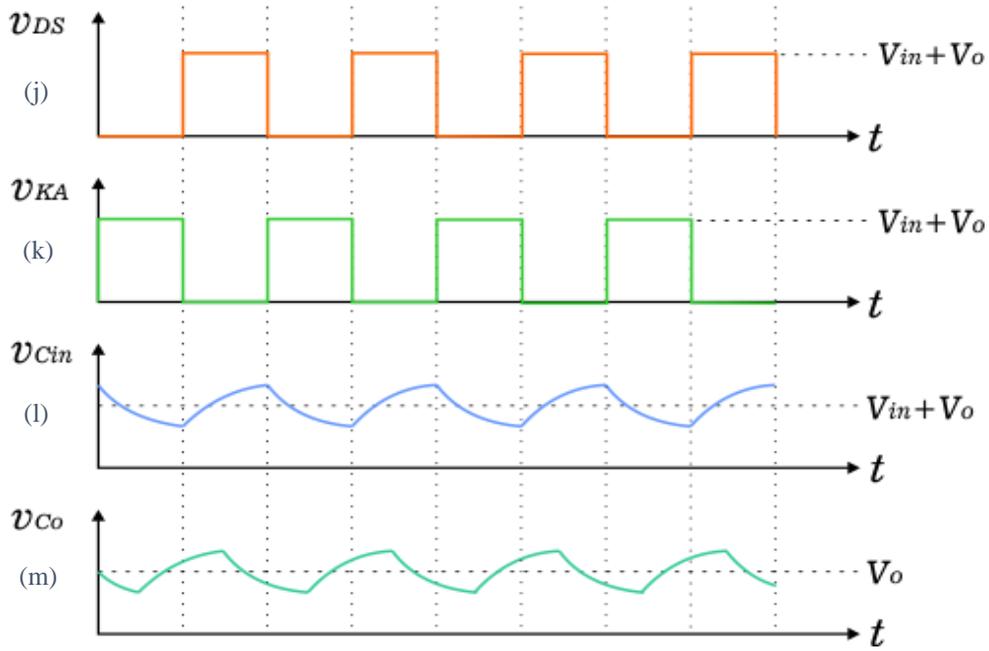


Figura 3.5.2. Formas de onda del convertidor Cúk en MCC. (a) Disparo del interruptor, (b) Corriente en el inductor de entrada, (c) Corriente en el inductor de salida, (d) Corriente en el interruptor, (e) Corriente en el diodo, (f) Corriente en el capacitor de entrada, (g) Corriente en el capacitor de salida, (h) Tensión en el inductor de entrada, (i) Tensión en el inductor de salida, (j) Tensión en el interruptor, (k) Tensión en el diodo, (l) Tensión en el capacitor de entrada y (m) Tensión en el capacitor de salida.

$$I_{dpk} = \frac{V_o}{R_o} \cdot (M - 1) + \frac{1}{2} \cdot (\Delta_{iLin} + \Delta_{iLo}) \quad (3.5.6)$$

$$I_D = \frac{V_o}{R_o} \quad (3.5.7)$$

Para definir el valor de los capacitores se tomará en cuenta un rizo de tensión para cada uno, estos rizados de tensión están en función y son un porcentaje de la tensión promedio que hay entre sus terminales. Para el primer capacitor (C_{in}) el rizo de tensión ($\Delta_{v_{cin}}$) es igual a un porcentaje de la tensión de entrada (V_{in}) más la tensión de salida (V_o). Y para el segundo capacitor (C_o) el rizo de tensión ($\Delta_{v_{co}}$) lo define un porcentaje de la tensión de salida (V_o). Se presentan con las Ecuaciones (3.5.8) y (3.5.9) los valores del primer y segundo capacitor respectivamente.

$$C_{in} = \frac{V_o \cdot D}{\Delta_{v_{cin}} \cdot R_o \cdot F_s} \quad (3.5.8)$$

$$C_o = \frac{V_{in} \cdot D}{8 \cdot \Delta_{v_{co}} \cdot L_2 \cdot F_s^2} \quad (3.5.9)$$

3.5.2 Funciones de Transferencia mediante el Método Generalizado

Para el análisis de los convertidores de cuarto orden se obtendrán las funciones de transferencia por medio del Método Generalizado (Anexo 3).

El denominador de las funciones de transferencia de los convertidores de cuarto orden se distingue por tener dos frecuencias de resonancia y dos factores de calidad (ver Ecuación 3.5.10).

$$Den(s) = \left(1 + \frac{s}{Q_1 \cdot \omega_{o1}} + \frac{s^2}{\omega_{o1}^2}\right) \cdot \left(1 + \frac{s}{Q_2 \cdot \omega_{o2}} + \frac{s^2}{\omega_{o2}^2}\right) \quad (3.5.10)$$

Por simplicidad de este documento, en las secciones 3.5.2, 3.6.2 y 3.7.2, que abordan el análisis en pequeña señal de los convertidores de cuarto orden, se limitarán a encontrar únicamente las matrices que representan el modelo no lineal promediado de los convertidores conmutados.

Las matrices correspondientes al tiempo de encendido (T_{on}) son:

$$A_1 = \begin{bmatrix} -\frac{R_{dcr}}{L_{in}} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{L_o} \cdot (R_{esr1} + R_{dcr2} + R_{fi}) & \frac{1}{L_o} & -\frac{R_{beta}}{L_o} \\ 0 & -\frac{1}{C_{in}} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{R_{beta}}{C_o} & 0 & -\frac{R_{beta}}{C_o \cdot R_o} \end{bmatrix} \quad (3.5.11)$$

$$B_1 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{in}} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.5.12)$$

$$C_1^T = [0 \quad R_{fi} \quad 0 \quad R_{beta}] \quad (3.5.13)$$

Las matrices correspondientes al tiempo de apagado (T_{off}) son:

$$A_2 = \begin{bmatrix} \frac{R_{dcr1} + R_{esr1}}{L_{in}} & 0 & -\frac{1}{L_{in}} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{L_o} \cdot (R_{dcr2} + R_{fi}) & 0 & -\frac{R_{beta}}{L_o} \\ \frac{1}{C_{in}} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{R_{beta}}{C_o} & 0 & -\frac{R_{beta}}{C_o \cdot R_o} \end{bmatrix} \quad (3.5.14)$$

$$B_2 = \begin{bmatrix} 1 \\ L_{in} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.5.15)$$

$$C_2^T = [0 \quad R_{fi} \quad 0 \quad R_{beta}] \quad (3.5.16)$$

Donde:

$$R_{fi} = \frac{R_o \cdot R_{esr2}}{R_o + R_{esr2}} \quad (3.5.17)$$

$$R_{beta} = \frac{R_o}{R_o + R_{esr2}} \quad (3.5.18)$$

El modelo no lineal promediado representado en forma matricial es:

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \dot{x}_3 \\ \dot{x}_4 \end{bmatrix} = A \cdot \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \end{bmatrix} + B \cdot V_{in} \quad (3.5.19)$$

$$y = C^T \cdot \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \end{bmatrix} \quad (3.5.20)$$

Donde:

$$A = \begin{bmatrix} -\left(\frac{R_{dcr1} + R_{esr1}}{L_{in}}\right) + \frac{R_{esr1}}{L_{in}} \cdot D & 0 & -\frac{1-D}{L_{in}} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_o} \cdot (R_{esr1} \cdot D + R_{dcr2} + R_{fi}) & \frac{D}{L_o} & \frac{R_{beta}}{L_o} \\ \frac{1-D}{C_{in}} & -\frac{D}{C_o} & 0 & 1 \\ 0 & \frac{R_o}{C_o \cdot (R_o + R_{esr2})} & 0 & -\frac{1}{C_o \cdot (R_o + R_{esr2})} \end{bmatrix} \quad (3.5.21)$$

$$B = \begin{bmatrix} 1 \\ L_{in} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.5.22)$$

$$C^T = [0 \quad R_{fi} \quad 0 \quad R_{beta}] \quad (3.5.23)$$

3.6 Convertidor SEPIC

El convertidor SEPIC (Single-Ended Primary-Inductor Converter) que se muestra en la Figura 3.6.1a es un tipo de convertidor conmutado que permite que la tensión de salida (V_o) sea de mayor o menor magnitud que la tensión de entrada (V_{in}) manteniendo la polaridad. Está formado por dos inductores (L_{in} y L_o), dos capacitores (C_{in} y C_o), un interruptor (Q) y un diodo (D) [6].

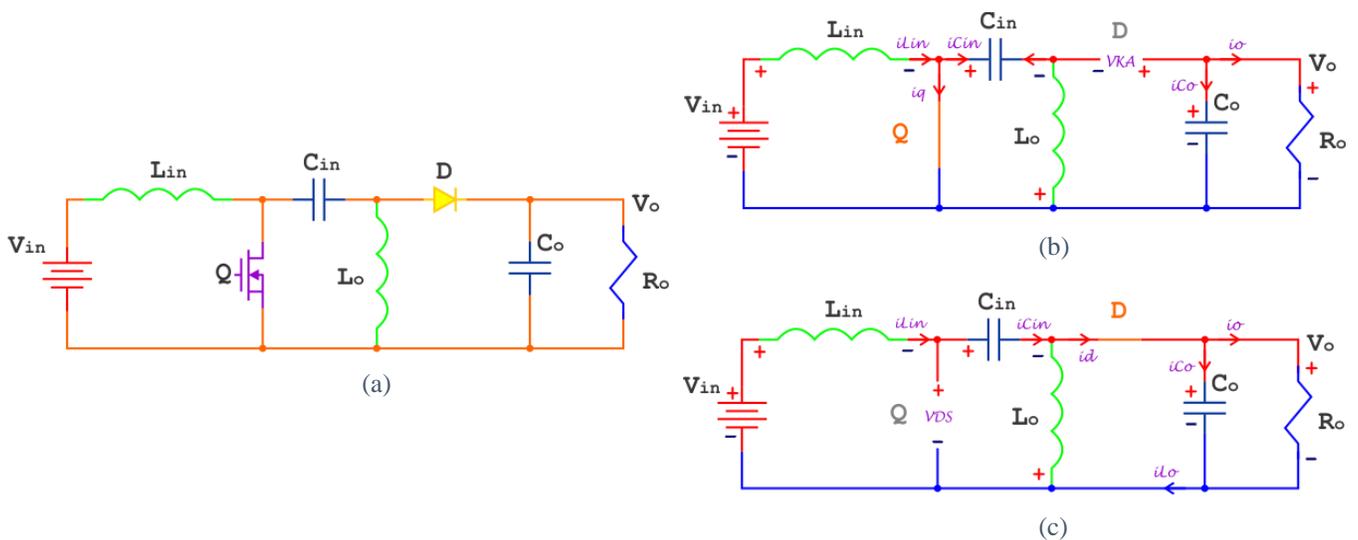


Figura 3.6.1. a) Diagrama del Convertidor SEPIC, b) Circuito equivalente en encendido, c) Circuito equivalente en apagado

3.6.1 Análisis en CD

El esquema básico y los circuitos equivalentes en los tiempos de encendido y apagado se ilustran en la Figura 3.6.1. Las formas de onda características de corriente y tensión de cada componente se visualizan en la Figura 3.6.2. Esta topología se comporta como un filtro de cuarto orden y por tanto presenta robustez ante el ruido, además, permite acoplar ambos inductores.

La ganancia en CD se puede obtener de las gráficas de tensión de cualquier inductor puesto que ambos presentan el mismo comportamiento en el ciclo de conmutación. Así que para T_{on} se tiene un V_L igual a la tensión de entrada (V_{in}) y para T_{off} se tiene un V_L igual a la tensión de salida (V_o). Entonces, expresando la ganancia en función del ciclo de trabajo se tiene la Ecuación (3.6.1).

$$M = \frac{D}{1 - D} \quad (3.6.1)$$

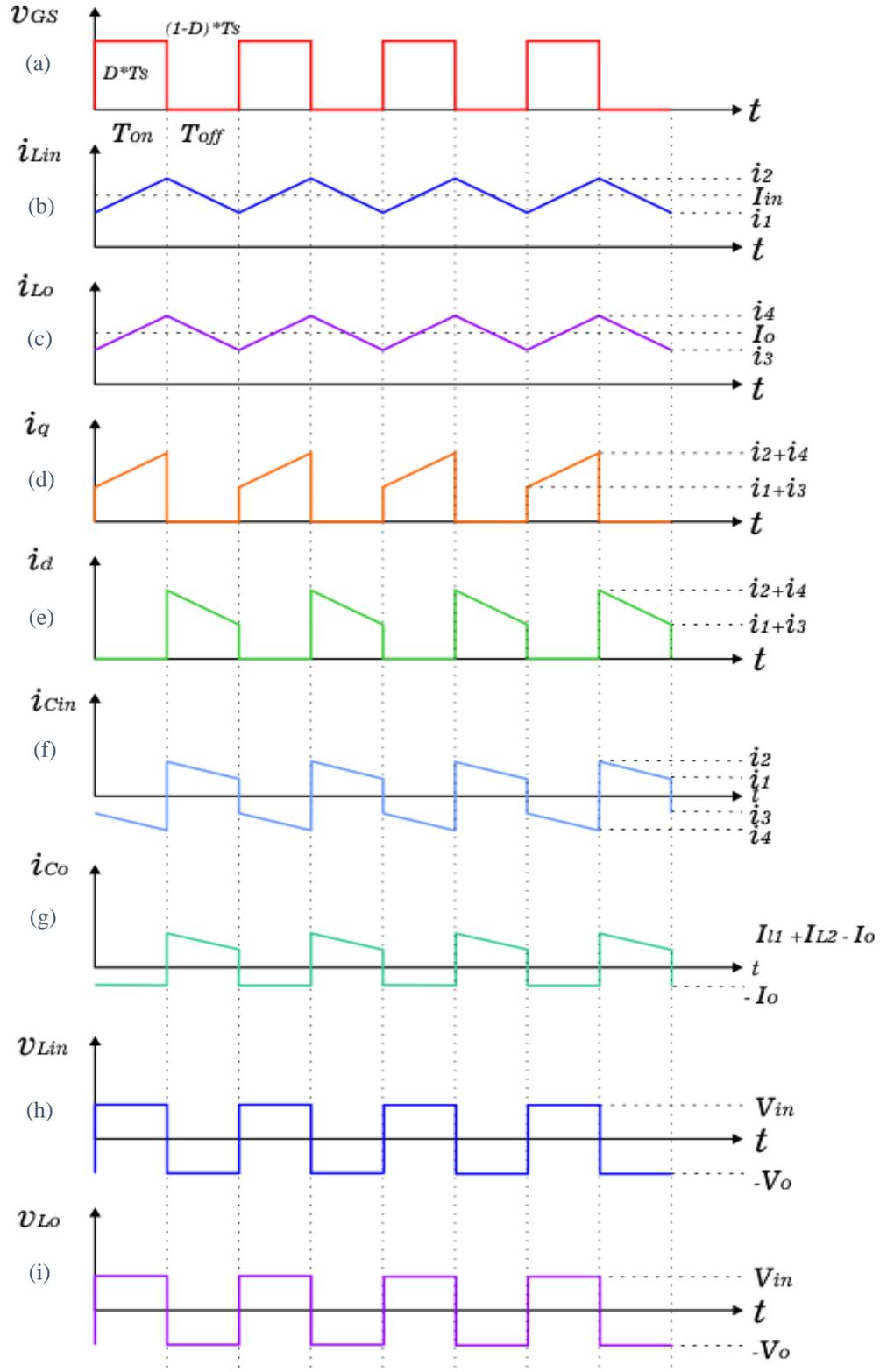
Para el cálculo del inductor de entrada (L_{in}) se considera un rizo de corriente igual a la diferencia entre i_2 e i_1 ($\Delta_{iLin} = i_2 - i_1$) y que también es equivalente a un porcentaje de la corriente de entrada (I_{in}). Tomando como ayuda la gráfica de la Figura 3.6.2b para ver el balance de energía en el inductor y considerando que en T_{on} el valor de V_L es V_{in} se obtiene el valor del inductor y se expresa en la Ecuación (3.6.2).

$$L_{in} = \frac{V_{in} \cdot D}{\Delta_{iLin} \cdot F_s} \quad (3.6.2)$$

Aplicando el mismo análisis para encontrar L_o se calcula el valor del inductor L_o y se muestra en la Ecuación (3.6.3), se considera un segundo rizo de corriente, que es equivalente a la diferencia entre las corrientes máxima y mínima que circulan por el inductor ($\Delta_{iLo} = i_4 - i_3$) aunque también es equivalente a un porcentaje de la corriente de salida (I_o).

$$L_o = \frac{V_{in} \cdot D}{\Delta_{iLo} \cdot F_s} \quad (3.6.3)$$

De la gráfica de corriente del interruptor, Figura 3.6.2d, se observa que el esfuerzo máximo en corriente (i_{qpk}) de éste es igual a la suma de las corrientes de los inductores, por tanto, la corriente i_{qpk} quedará en función de ambos rizados de corriente como se ve en la Ecuación (3.6.4), sin embargo, se considera un inductor equivalente al paralelo de ambos inductores. La corriente promedio que circula por el interruptor (I_Q) se obtiene con ayuda de la Ecuación (3.2.6). El esfuerzo en tensión (V_{DS}) se ilustra en la Figura 3.6.2j.



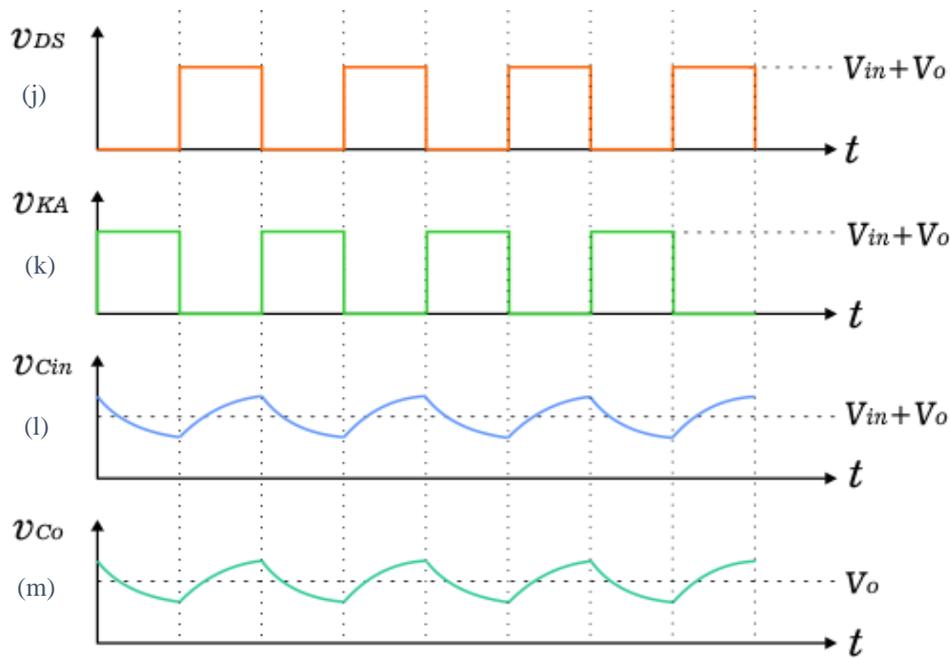


Figura 3.6.2. Formas de onda del convertidor SEPIC en MCC. (a) Disparo del interruptor, (b) Corriente en el inductor de entrada, (c) Corriente en el inductor de salida, (d) Corriente en el interruptor, (e) Corriente en el diodo, (f) Corriente en el capacitor de entrada, (g) Corriente en el capacitor de salida, (h) Tensión en el inductor de entrada, (i) Tensión en el inductor de salida, (j) Tensión en el interruptor, (k) Tensión en el diodo, (l) Tensión en el capacitor de entrada y (m) Tensión en el capacitor de salida.

$$I_{qpk} = \frac{V_o}{R_o} \cdot (M + 1) + \left(\frac{V_{in} \cdot D}{2 \cdot F_s} \cdot \frac{L_1 + L_2}{L_1 \cdot L_2} \right) \quad (3.6.4)$$

$$I_Q = \frac{V_o}{R_o} \cdot (M + 1) \quad (3.6.5)$$

Con ayuda de la gráfica de corriente del diodo, Figura 3.6.2e, es posible determinar el esfuerzo en corriente (i_{dpk}) al que éste se somete. De igual forma que se determinó la corriente i_{qpk} se procede para encontrar i_{dpk} y se presenta en la Ecuación (3.6.6). La Ecuación (3.6.7) define la corriente promedio que circula por el diodo (I_D) y la gráfica de tensión de la Figura 3.6.2k muestra el esfuerzo en tensión del diodo (V_{KA}).

$$I_{dpk} = \frac{V_o}{R_o} \cdot (M + 1) + \left(\frac{V_{in} \cdot D}{2 \cdot F_s} \cdot \frac{L_1 + L_2}{L_1 \cdot L_2} \right) \quad (3.6.6)$$

$$I_D = \frac{V_o}{R_o} \cdot (M + 1) \quad (3.6.7)$$

Para definir el valor de los capacitores se tomará en cuenta un rizo de tensión para cada uno, estos rizos de tensión están en función y son un porcentaje de la tensión promedio que hay entre sus terminales. Para el primer capacitor (C_{in}) el rizo de tensión (Δv_{cin}) es igual a un porcentaje de la tensión de entrada (V_{in}) más la tensión de salida (V_o). Y para el segundo

capacitor (C_o) el rizo de tensión ($\Delta_{V_{co}}$) lo define un porcentaje de la tensión de salida (V_o). Se presentan en las Ecuaciones (3.6.8) y (3.6.9) los valores del primer y segundo capacitor respectivamente.

$$C_{in} = \frac{V_o \cdot D}{\Delta_{v_{cin}} \cdot R_o \cdot F_s} \quad (3.6.8)$$

$$C_o = \frac{V_o \cdot D}{\Delta_{v_{co}} \cdot R_o \cdot F_s} \quad (3.6.9)$$

3.6.2 Funciones de Transferencia mediante el Método Generalizado

Se presentan a continuación las matrices que representan el modelo no lineal promediado del convertidor SEPIC. Para el tiempo de encendido (T_{on}) se tiene:

$$A_1 = \begin{bmatrix} -\frac{R_{dcr}}{L_{in}} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{C_{in}} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_o} & \frac{1}{L_o} \cdot (R_{esr1} + R_{dcr1}) & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{R_{beta}}{C_o \cdot R_o} \end{bmatrix} \quad (3.6.10)$$

$$B_1 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{in}} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.6.11)$$

$$C_1^T = [0 \quad 0 \quad 0 \quad R_{beta}] \quad (3.6.12)$$

Para el tiempo de apagado (T_{off}) se tienen las siguientes matrices:

$$A_2 = \begin{bmatrix} -\frac{R_{dcr1} + R_{esr1} + R_{fi}}{L_{in}} & -\frac{1}{L_{in}} & -\frac{R_{fi}}{L_{in}} & -\frac{R_{beta}}{L_{in}} \\ \frac{1}{C_{in}} & 0 & 0 & 0 \\ -\frac{R_{fi}}{L_o} & 0 & -\frac{1}{L_o} (R_{dcr2} + R_{fi}) & -\frac{R_{beta}}{L_o} \\ \frac{R_{beta}}{C_o} & 0 & \frac{R_{beta}}{C_o} & -\frac{R_{beta}}{C_o \cdot R_o} \end{bmatrix} \quad (3.6.13)$$

$$B_2 = \begin{bmatrix} 1 \\ L_{in} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.6.14)$$

$$C_2^T = [R_{fi} \quad 0 \quad R_{fi} \quad R_{beta}] \quad (3.6.15)$$

Donde:

$$R_{fi} = \frac{R_o \cdot R_{esr2}}{R_o + R_{esr2}} \quad (3.6.16)$$

$$R_{beta} = \frac{R_o}{R_o + R_{esr2}} \quad (3.6.17)$$

La matriz A de la Ecuación (3.5.19) para el convertidor SEPIC es muy grande, por lo cual se omite la representación del modelo no lineal promediado. Sin embargo, siguiendo los pasos descritos en el Anexo 3 y con ayuda de algún software matemático es posible encontrarlo.

3.7 Convertidor Zeta

El último convertidor descrito en este capítulo es el convertidor conmutado Zeta, este convertidor permite obtener una tensión de salida (V_o) de mayor o menor magnitud que la tensión de entrada (V_{in}) y con la misma polaridad. Se compone de dos inductores (L_{in} y L_o), dos capacitores (C_{in} y C_o), un interruptor (Q) y un diodo (D) [6].

3.7.1 Análisis en CD

El convertidor Zeta se muestra en la Figura 3.7.1a y los circuitos equivalentes en los tiempos de conmutación en la Figura 3.7.1b y 3.7.1c. Las formas de onda características de tensión y corriente de cada componente se muestran en la Figura 3.7.2.

Para encontrar la ganancia en CD se puede hacer uso de la gráfica de tensión alguno de los inductores. Se toma el valor de tensión del inductor de salida (V_{L_o}) y se tiene que para el tiempo de encendido (T_{on}) el valor de V_{L_o} es la tensión de entrada (V_{in}) y en el tiempo de apagado (T_{off}) el valor de V_{L_o} es igual a la tensión de salida (V_o), por tanto, se puede expresar la ganancia en función del ciclo de trabajo como se muestra en la Ecuación (3.7.1).

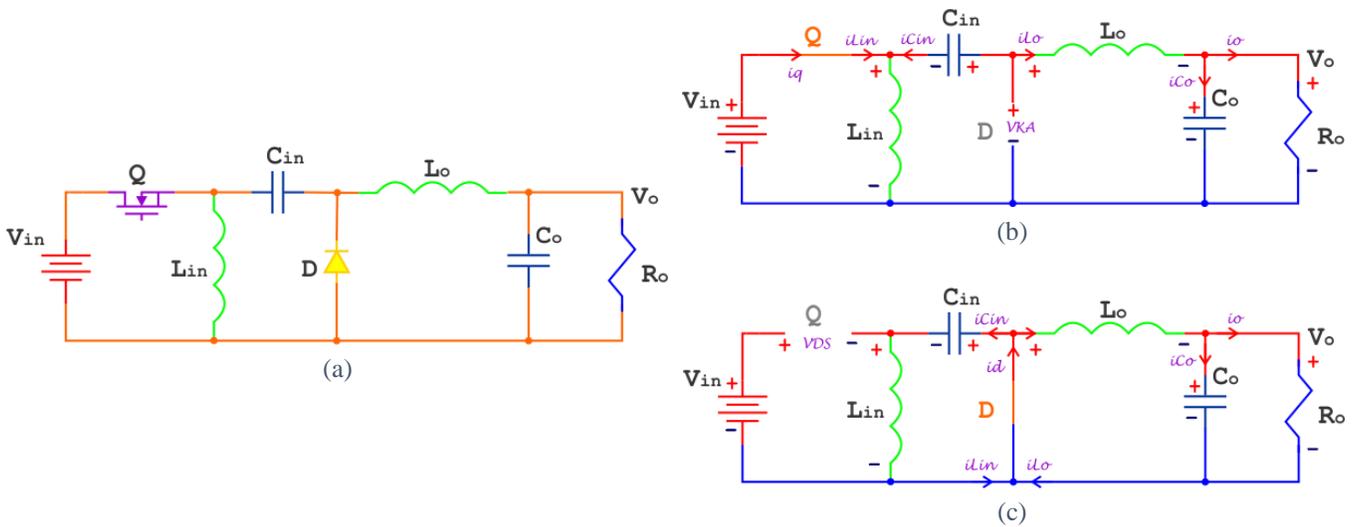


Figura 3.7.1. a) Diagrama del Convertidor Zeta, b) Circuito equivalente en encendido, c) Circuito equivalente en apagado

$$M = \frac{D}{1 - D} \quad (3.7.1)$$

El valor de los inductores se obtiene como en la sección 3.6.1 para el convertidor SEPIC. Donde se consideran dos rizados de corriente (uno para cada inductor) y son equivalentes a un porcentaje de la corriente promedio que circula por ellos.

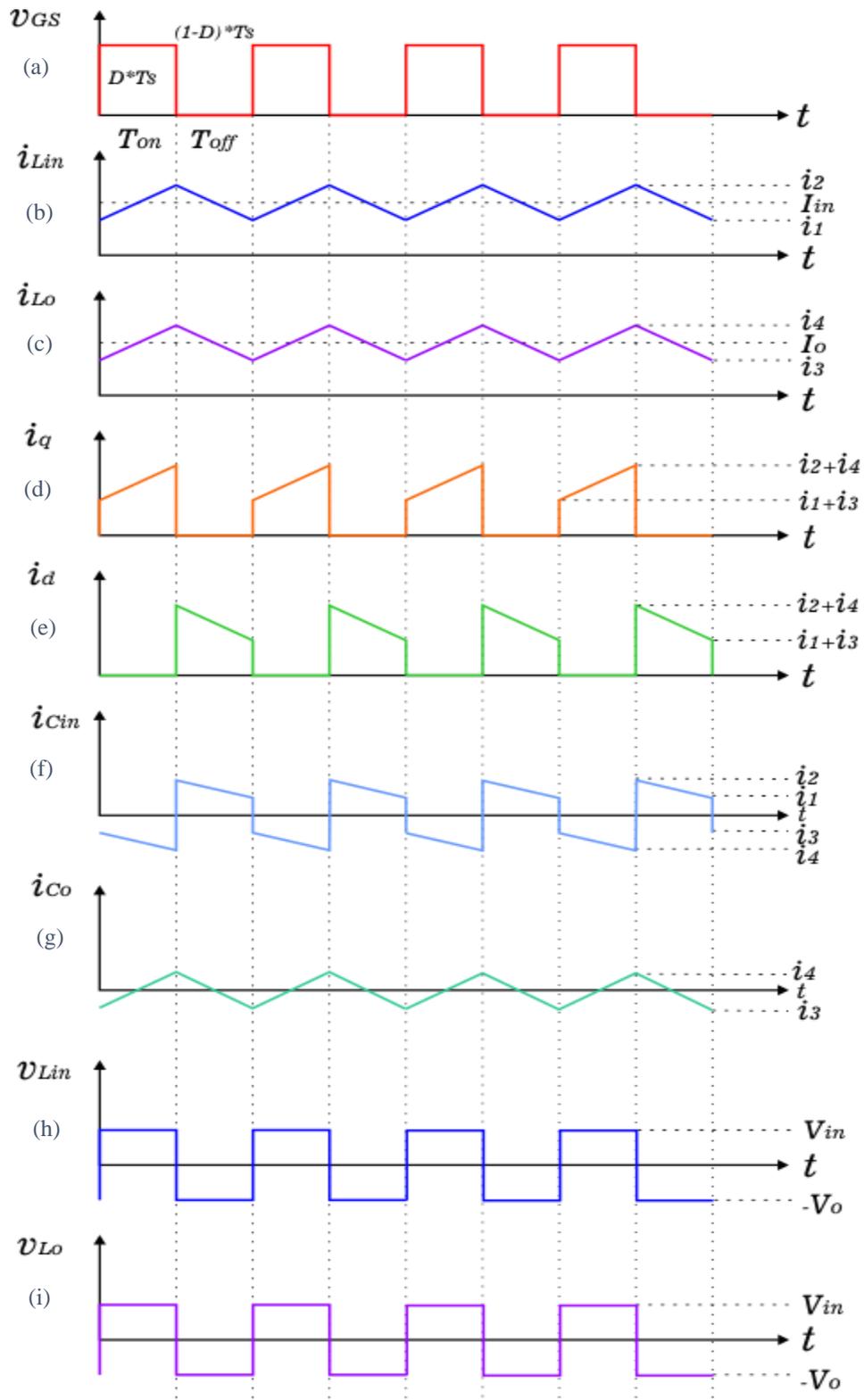
Para el primer inductor (L_{in}) el rizo de corriente $\Delta_{iL_{in}}$ es igual a un porcentaje de corriente de entrada (I_{in}) y para el segundo inductor (L_o) el rizo de corriente es equivalente a un porcentaje de la corriente de salida (I_o). Las Ecuaciones (3.7.2) y (3.7.3) describen el valor del inductor uno e inductor dos respectivamente en función de la tensión de entrada, ciclo de trabajo, rizo de corriente y frecuencia de conmutación.

$$L_{in} = \frac{V_{in} \cdot D}{\Delta_{iL_{in}} \cdot F_s} \quad (3.7.2)$$

$$L_o = \frac{V_{in} \cdot D}{\Delta_{iL_o} \cdot F_s} \quad (3.7.3)$$

El esfuerzo máximo en corriente que debe soportar el interruptor (i_{qpk}) se describe en la ecuación (3.7.4) y se obtiene de la gráfica de corriente que se muestra en la Figura 3.7.2d, esta corriente máxima queda en función de la corriente promedio del interruptor (I_Q), Ecuación (3.7.5), y en función de un rizo de corriente equivalente entre ambos inductores. El esfuerzo en tensión máximo se ilustra en la Figura 3.7.2j.

$$I_{qpk} = \frac{V_o}{R_o} \cdot (M + 1) + \left(\frac{V_{in} \cdot D}{2 \cdot F_s} \cdot \frac{L_1 + L_2}{L_1 \cdot L_2} \right) \quad (3.7.4)$$



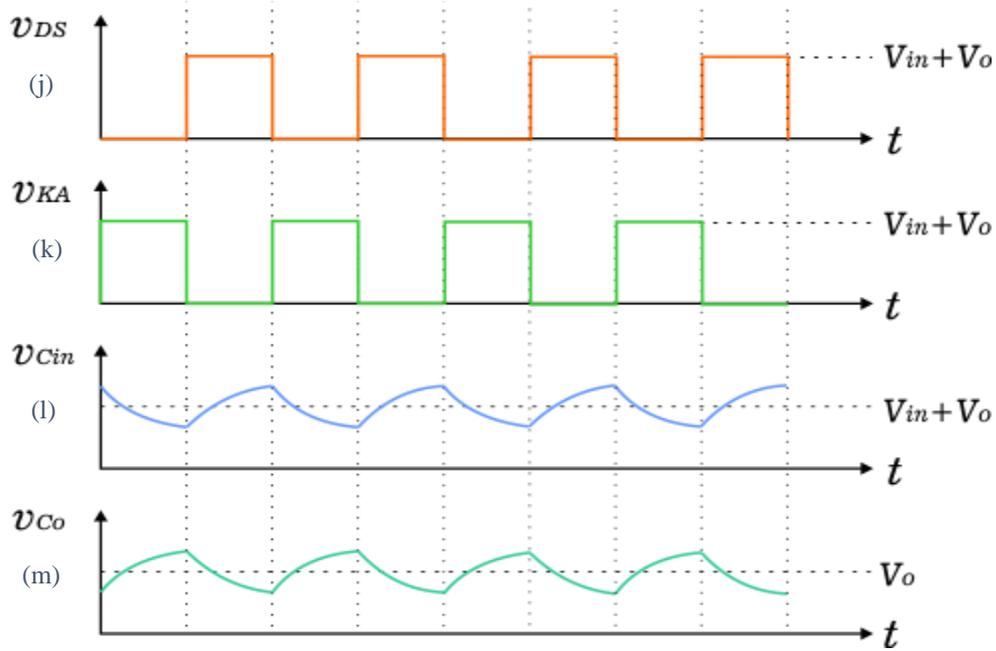


Figura 3.7.2. Formas de onda del convertidor Zeta en MCC. (a) Disparo del interruptor, (b) Corriente en el inductor de entrada, (c) Corriente en el inductor de salida, (d) Corriente en el interruptor, (e) Corriente en el diodo, (f) Corriente en el capacitor de entrada, (g) Corriente en el capacitor de salida, (h) Tensión en el inductor de entrada, (i) Tensión en el inductor de salida, (j) Tensión en el interruptor, (k) Tensión en el diodo, (l) Tensión en el capacitor de entrada y (m) Tensión en el capacitor de salida.

$$I_Q = \frac{V_o}{R_o} \cdot (M + 1) \quad (3.7.5)$$

Si se observa con detalle la Figura 3.7.2e se aprecia que el esfuerzo en corriente máximo que soporta en diodo (i_{dpk}) es análogo al esfuerzo en corriente del interruptor, aunque para tiempos de conmutación distinto, sin embargo, las corrientes promedio en ambos son iguales y por tanto sus esfuerzos en corriente también.

$$I_{dpk} = \frac{V_o}{R_o} \cdot (M + 1) + \left(\frac{V_{in} \cdot D}{2 \cdot F_s} \cdot \frac{L_1 + L_2}{L_1 \cdot L_2} \right) \quad (3.7.6)$$

$$I_D = \frac{V_o}{R_o} \cdot (M + 1) \quad (3.7.7)$$

Para definir el valor de los capacitores se tomará en cuenta un rizo de tensión para cada uno, estos rizados de tensión están en función y son un porcentaje de la tensión promedio que hay entre sus terminales. Para el primer capacitor (C_{in}) el rizo de tensión ($\Delta_{V_{cin}}$) es igual a un porcentaje de la tensión de entrada (V_{in}) más la tensión de salida (V_o). Y para el segundo capacitor (C_o) el rizo de tensión ($\Delta_{V_{co}}$) lo define un porcentaje de la tensión de salida (V_o). Se presentan en las Ecuaciones (3.7.8) y (3.7.9) los valores del primer y segundo capacitor respectivamente.

$$C_{in} = \frac{V_o \cdot D}{\Delta_{vcin} \cdot R_o \cdot F_s} \quad (3.7.8)$$

$$C_o = \frac{V_o \cdot D}{\Delta_{vco} \cdot R_o \cdot F_s} \quad (3.7.9)$$

3.7.2 Funciones de Transferencia mediante el Método Generalizado

Se presentan a continuación las matrices que representan el modelo no lineal promediado del convertidor Zeta, como se mencionó en la sección 3.5.2.

Las matrices correspondientes al tiempo de encendido (T_{on}) son:

$$A_1 = \begin{bmatrix} -\frac{R_{dcr}}{L_{in}} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{C_{in}} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_o} & \frac{1}{L_o} \cdot (R_{dcr1} + R_{dcr2} + R_{fi}) & -\frac{R_{beta}}{L_o} \\ 0 & 0 & \frac{R_{beta}}{C_o} & -\frac{R_{beta}}{C_o \cdot R_o} \end{bmatrix} \quad (3.7.10)$$

$$B_1 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{in}} \\ 0 \\ \frac{1}{L_o} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.7.11)$$

$$C_1^T = [0 \quad 0 \quad R_{fi} \quad R_{beta}] \quad (3.7.12)$$

Las matrices correspondientes para el tiempo de apagado (T_{off}) son:

$$A_2 = \begin{bmatrix} -\frac{R_{dcr1} + R_{esr1}}{L_{in}} & -\frac{1}{L_{in}} & 0 & 0 \\ \frac{1}{C_{in}} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{L_o}(R_{dcr2} + R_{fi}) & -\frac{R_{beta}}{L_o} \\ 0 & 0 & \frac{R_{beta}}{C_o} & -\frac{R_{beta}}{C_o \cdot R_o} \end{bmatrix} \quad (3.7.13)$$

$$B_2 = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.7.14)$$

$$C_2^T = [0 \quad 0 \quad R_{fi} \quad R_{beta}] \quad (3.7.15)$$

Donde:

$$R_{fi} = \frac{R_o \cdot R_{esr2}}{R_o + R_{esr2}} \quad (3.7.16)$$

$$R_{beta} = \frac{R_o}{R_o + R_{esr2}} \quad (3.7.17)$$

Para la representación de las Ecuaciones (3.5.19) y (3.5.20) para el convertidor Zeta solo se necesita hacer uso de las matrices descritas en ésta sección y para encontrar las funciones de transferencia basta con seguir los pasos detallados en el Anexo 3.

3.8 Resumen de ecuaciones en CD

La Tabla 3.8.1 muestra en forma resumida las ecuaciones características de los componentes empleados en las topologías de segundo orden.

Para la presentación de las ecuaciones correspondientes a los convertidores de cuarto orden se hace uso de la Tabla 3.8.2.

El análisis de los convertidores es imprescindible para poder realizar el Asistente Virtual, ya que éste parte de las ecuaciones encontradas. Por otro lado, no es común encontrar el análisis completo de los convertidores, donde se aborde el modelo no lineal promediado y sobre todo el modelo en pequeña señal para definir las funciones de transferencia.

Tabla 3.8.1. Ecuaciones de CD. Convertidores de segundo orden.

	Buck	Boost	Buck-Boost
Ganancia en CD	$M = D$	$M = \frac{1}{1 - D}$	$M = \frac{D}{1 - D}$
Ciclo de trabajo	$D = \frac{V_o}{V_{in}}$	$D = \frac{V_o - V_{in}}{V_o}$	$D = \frac{V_o}{V_o + V_{in}}$
Inductor	$L_o = \frac{(V_{in} - V_o) \cdot D}{\Delta_{iLo} \cdot F_s}$	$L_{in} = \frac{V_{in} \cdot D}{\Delta_{iLin} \cdot F_s}$	$L_{in} = \frac{V_{in} \cdot D}{\Delta_{iLin} \cdot F_s}$
Capacitor	$C_o = \frac{V_o \cdot (1 - D)}{8 \cdot \Delta_{VCo} \cdot L_o \cdot F_s^2}$	$C_o = \frac{V_o \cdot D}{\Delta_{VCo} \cdot R_o \cdot F_s}$	$C_o = \frac{V_o \cdot D}{\Delta_{VCo} \cdot R_o \cdot F_s}$
Corriente promedio en transistor	$I_Q = D \cdot \frac{V_o}{R_o}$	$I_Q = \frac{V_o}{R_o} \cdot \frac{D}{1 - D}$	$I_Q = \frac{P_o}{V_{in}}$
Corriente pico en transistor	$I_{qpk} = \frac{V_o}{R_o} + \frac{(V_{in} - V_o) \cdot D}{2 \cdot L_o \cdot F_s}$	$I_{qpk} = \frac{V_o}{R_o \cdot (1 - D)} + \frac{V_{in} \cdot D}{2 \cdot L_{in} \cdot F_s}$	$I_{qpk} = \frac{V_o}{R_o \cdot (1 - D)} + \frac{V_{in} \cdot D}{2 \cdot L_{in} \cdot F_s}$
Tensión máxima en transistor	$V_{DS} = V_{in}$	$V_{DS} = V_o$	$V_{DS} = V_{in} + V_o$
Corriente promedio en diodo	$I_D = (1 - D) \cdot \frac{V_o}{R_o}$	$I_D = \frac{V_o}{R_o}$	$I_D = \frac{V_o}{R_o}$
Corriente pico en diodo	$I_{dpk} = \frac{V_o}{R_o} + \frac{V_o \cdot (1 - D)}{2 \cdot L_o \cdot F_s}$	$I_{dpk} = \frac{V_o}{R_o \cdot (1 - D)} + \frac{V_{in} \cdot D}{2 \cdot L_{in} \cdot F_s}$	$I_{dpk} = \frac{V_o}{R_o \cdot (1 - D)} + \frac{V_{in} \cdot D}{2 \cdot L_{in} \cdot F_s}$
Tensión máxima en diodo	$V_{KA} = V_{in}$	$V_{KA} = V_o$	$V_{KA} = V_{in} + V_o$

Tabla 3.8.2. Ecuaciones de CD. Convertidores de cuarto orden.

	Cúk	Sepic	Zeta
Ganancia en CD	$M = \frac{D}{1-D}$	$M = \frac{D}{1-D}$	$M = \frac{D}{1-D}$
Ciclo de trabajo	$D = \frac{V_o}{V_o + V_{in}}$	$D = \frac{V_o}{V_o + V_{in}}$	$D = \frac{V_o}{V_o + V_{in}}$
Inductor ₁	$L_{in} = \frac{V_{in} \cdot D}{\Delta_{iLin} \cdot F_s}$	$L_{in} = \frac{V_{in} \cdot D}{\Delta_{iLin} \cdot F_s}$	$L_{in} = \frac{V_{in} \cdot D}{\Delta_{iLin} \cdot F_s}$
Inductor ₂	$L_o = \frac{V_{in} \cdot D}{\Delta_{iLo} \cdot F_s}$	$L_o = \frac{V_{in} \cdot D}{\Delta_{iLo} \cdot F_s}$	$L_o = \frac{V_{in} \cdot D}{\Delta_{iLo} \cdot F_s}$
Capacitor ₁	$C_{in} = \frac{V_o \cdot D}{\Delta_{Vcin} \cdot R_o \cdot F_s}$	$C_{in} = \frac{V_o \cdot D}{\Delta_{Vcin} \cdot R_o \cdot F_s}$	$C_{in} = \frac{V_o \cdot D}{\Delta_{Vcin} \cdot R_o \cdot F_s}$
Capacitor ₂	$C_o = \frac{V_{in} \cdot D}{8 \cdot \Delta_{Vco} \cdot L_2 \cdot F_s^2}$	$C_2 = \frac{V_o \cdot D}{\Delta_{Vco} \cdot R_o \cdot F_s}$	$C_o = \frac{V_o \cdot D}{\Delta_{Vco} \cdot R_o \cdot F_s}$
Corriente Promedio en transistor	$I_Q = \frac{V_o}{R_o} \cdot \frac{D}{1-D}$	$I_Q = \frac{V_o}{R_o} \cdot (M+1)$	$I_Q = \frac{V_o}{R_o} \cdot (M+1)$
Corriente pico en transistor	$I_{qpk} = \frac{V_o}{R_o} \cdot (M-1) + \frac{1}{2} \cdot (\Delta_{iLin} + \Delta_{iLo})$	$I_{qpk} = \frac{V_o}{R_o} \cdot (M+1) + \left(\frac{V_{in} \cdot D}{2 \cdot F_s} \cdot \frac{L_{in} + L_o}{L_{in} \cdot L_o} \right)$	
Tensión máxima en transistor	$V_{DS} = V_{in}$	$V_{DS} = V_{in} + V_o$	$V_{DS} = V_{in} + V_o$
Corriente promedio en diodo	$I_D = \frac{V_o}{R_o}$	$I_D = \frac{V_o}{R_o} \cdot (M+1)$	$I_D = \frac{V_o}{R_o} \cdot (M+1)$
Corriente pico en diodo	$I_{dpk} = \frac{V_o}{R_o} \cdot (M-1) + \frac{1}{2} \cdot (\Delta_{iLin} + \Delta_{iLo})$	$I_{dpk} = \frac{V_o}{R_o} \cdot (M+1) + \left(\frac{V_{in} \cdot D}{2 \cdot F_s} \cdot \frac{L_{in} + L_o}{L_{in} \cdot L_o} \right)$	
Tensión máxima en diodo	$V_{KA} = V_o$	$V_{KA} = V_{in} + V_o$	$V_{DS} = V_{in} + V_o$

CAPÍTULO IV. DESARROLLO DEL ASISTENTE VIRTUAL

4.1 Descripción general

El Asistente Virtual es la herramienta interactiva de diseño gráfico que permite diseñar y simular cualquier topología no aislada de convertidores CD-CD. Está creada para profesores y diseñadores con experiencia en el tema de convertidores y esquemas de control. Sin embargo, ofrece una sección de orientación de diseño para alumnos o diseñadores sin experiencia o con conocimientos básicos en convertidores y compensadores.

Esta herramienta interactiva proporciona el entorno gráfico necesario que permiten obtener diseños en lazo abierto de las seis topologías comunes de convertidores, despliega el cálculo de los valores de componentes, calcula los esfuerzos máximos, en tensión y corriente, que se aplican a los dispositivos semiconductores, y grafica el comportamiento de la tensión y corriente, en los tiempos de conmutación, de los todos los componentes. Al mismo tiempo, muestra los diagramas eléctricos correspondientes a los circuitos equivalentes del convertidor en los tiempos de conmutación; en los cuales se puede apreciar el sentido de las corrientes y la polaridad de las tensiones en los componentes.

Además, este Asistente permite obtener el diseño en lazo cerrado de los convertidores Buck y Boost mediante el Compensador Tipo III. Se obtienen las características en pequeña señal de los convertidores, la respuesta en frecuencia, diagramas de Bode (Magnitud y Fase) de las funciones de transferencia en lazo abierto y el diseño del esquema de control. Calcula los componentes del Compensador empleando como factor principal el Margen de Fase (para el convertidor Buck), calcula tres soluciones de compensador para el mismo convertidor, despliega los diagramas de Bode de la funciones de transferencia en lazo cerrado, así como la respuesta dinámica ante variaciones de corriente de salida y tensión de entrada.

Las capacidades del Asistente se extienden, desde el análisis de parámetros de diseños, hasta la obtención de bitácoras electrónicas con el despliegue de toda la información calculada durante el proceso de diseño. Las bitácoras electrónicas son el producto final del Asistente y contienen resultados de simulaciones, gráficas de la respuesta transitoria y estable, diagramas de conexiones y valores de componentes necesarios para la implementación.

La herramienta interactiva está programada bajo un esquema modular y su proceso de diseño sigue la metodología propuesta por [3] para un buen diseño de convertidores CD-CD, de tal forma que se pueda obtener el diseño en CD, en pequeña señal, lazo abierto y lazo cerrado. Estos pasos se resumen en la Tabla 4.1.1.

El proceso para diseñar convertidores CD-CD puede variar con cada diseñador y depende de la manera que haya sido instruido durante su formación académica; sin embargo, independientemente de cómo se comience el proceso de diseño hay pasos que no se pueden omitir y que dependen directamente del paso anterior, es por ello que en el Asistente Virtual se sigue la metodología descrita en [3].

La herramienta de diseño está compuesta por un conjunto de ventanas interactivas que son completamente funcionales con el entorno *Windows*[®] y se desarrollaron bajo los esquemas

gráficos de MATLAB® (versión R2015b). Se emplea GUIDE de MATLAB® para diseñar las ventanas interactivas y Simulink® para la simulación de los modelos dinámicos de los convertidores CD-CD. Para utilizar esta herramienta es necesario que el diseñador tenga “a la mano” el conjunto de datos necesarios para el diseño del convertidor CD-CD, es decir, se debe ubicar en el paso #1 de la Tabla 4.1.1. Estos parámetros de diseño son el requerimiento inicial del *área de diseño* del Asistente.

El diagrama de flujo de la Figura 4.1.2 muestra el proceso para diseñar un convertidor con el Asistente Virtual. En la Figura 4.1.1 se presenta la estructura general del Asistente Virtual y se describirá con detalle en las secciones siguientes.

Tabla 4.1.1. Pasos para el diseño de un convertidor CD-CD.

<i>Paso 1</i>	<i>Análisis de las especificaciones: Parámetros de diseño</i>
<i>Paso 2</i>	<i>Elección del convertidor: Topología Estrategia de control</i>
<i>Paso 3</i>	<i>Elección de parámetros: Componentes Control</i>
<i>Paso 4</i>	<i>Evaluación del rendimiento: Simulación Experimento</i>
<i>Paso 5</i>	<i>Refinado y optimización: Circuitos Componentes</i>

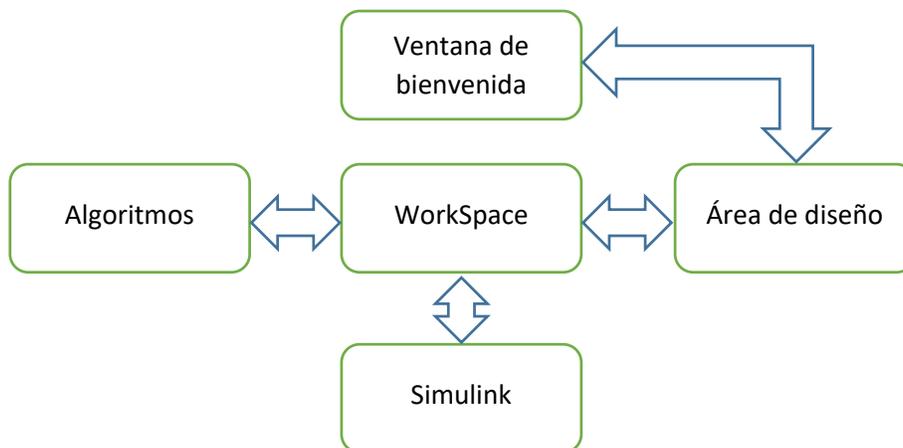


Figura 4.1.1. Estructura general del Asistente Virtual

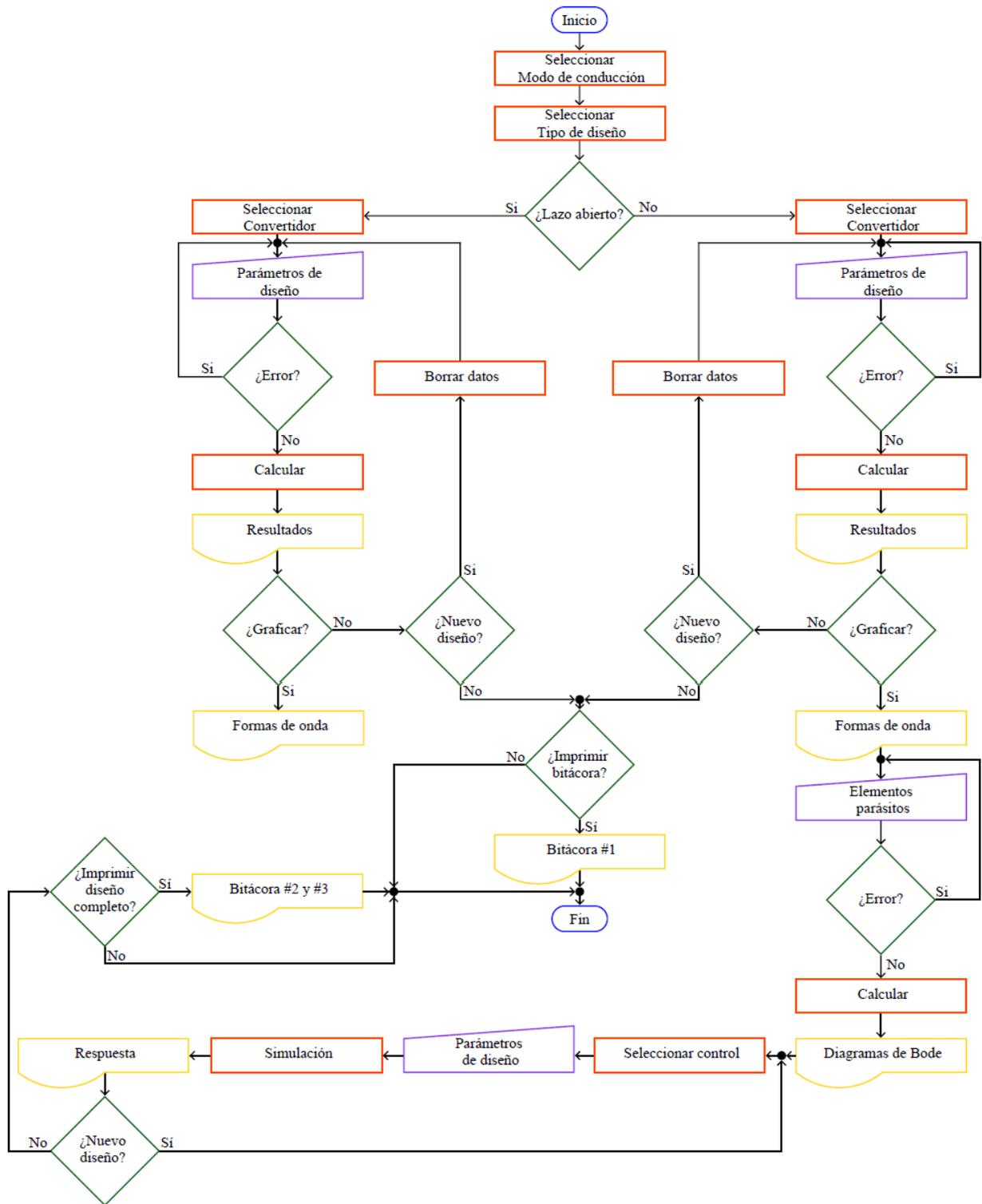


Figura 4.1.2. Diagrama de flujo del Asistente Virtual

4.2 Interfaz de usuario

La *interfaz de usuario* es, por definición, el medio por el cual se realiza la interacción entre el usuario y la computadora. En ese sentido la *interfaz de usuario* del Asistente Virtual es el conjunto de “ventanas interactivas” que facilitan el proceso de diseño de un convertidor CD-CD mediante el uso de una computadora. Estas *ventanas interactivas* que forman la *interfaz de usuario* son: la ventana de bienvenida, el área de diseño, el algoritmo para diseñar el compensador tipo III, el algoritmo de pruebas dinámicas y las bitácoras electrónicas.

Mediante el editor de diseño de GUIDE (*Graphical User Interface Design Environment*) se puede diseñar gráficamente cualquier interfaz de usuario y generar de manera automática el código fuente de MATLAB®, el cual se puede modificar para programar el comportamiento de la aplicación.

El entorno gráfico de las *ventanas interactivas* se desarrolló con GUIDE. Esta App interactiva de MATLAB® provee herramientas para diseñar interfaces de usuario para aplicaciones personalizadas.

El editor de diseño de GUIDE permite distribuir las líneas de código fuente en dos tipos de archivos: Ficheros-M y Ficheros-Fig. Los archivos de extensión *.m* se conocen como Ficheros-M y son el centro de la programación, contienen conjuntos de comandos o definición de funciones que se ejecutan al ser “llamados” desde GUIDE y son de especial importancia en MATLAB®. Los archivos de extensión *.fig* se conocen como Ficheros-Fig, contienen el conjunto de figuras (cuadros de diálogo, botones, paneles, editores de texto, gráficas, etc.) de las ventanas interactivas y cumplen las instrucciones de los Ficheros-M que definen las propiedades y los comportamientos de todos los componentes.

Cada una de las *ventanas interactivas* que integran la interfaz del Asistente Virtual está programada bajo el esquema de GUIDE y la vía de comunicación entre los ficheros es el espacio de trabajo llamado *WorkSpace* (ver Figura 4.1.1).

También se utilizó el entorno de simulación Simulink® para la simulación de los convertidores. Éste utiliza diagramas a bloques y diseños basados en modelos. Ofrece un editor gráfico, bibliotecas de bloques personalizables y *solvers* para modelar y simular sistemas dinámicos.

La integración de Simulink® con MATLAB® permite incorporar modelos programados en ficheros y exportar los datos de las simulaciones a *WorkSpace* para llevar a cabo más análisis.

WorkSpace es la pantalla de inicio de MATLAB® y es el programa interactivo que recibe comandos y los ejecuta. Además, en este espacio de trabajo se almacenan todas las variables generadas durante el proceso de diseño de un convertidor CD-CD.

4.2.1 Ventana de bienvenida

La *ventana de bienvenida* (Figura 4.3.1) es la ventana interactiva de selección. La función principal es ofrecer un menú de opciones que faciliten al usuario la selección de las propiedades del convertidor que se desea diseñar, así mismo, ofrece un “manual de usuario” como ayuda para entender el completo funcionamiento del Asistente Virtual.

En esta ventana interactiva se debe elegir *el modo de conducción, el tipo de diseño y la topología del convertidor*. La interacción con esta ventana corresponde al paso #2 de la Tabla 4.1.1.

El tipo de diseño en *lazo abierto* permite seleccionar cualquiera de las topologías descritas en el Capítulo III, mientras que el tipo de diseño en *lazo cerrado* solo admite a los convertidores Buck y Boost. Sin embargo, este tipo de diseño permite obtener las funciones de transferencia de todos los convertidores.

Esta ventana es la primera interacción entre el usuario y el Asistente Virtual y por eso se presenta, además del menú de opciones, el nombre de la tesis desarrollada, una breve descripción del Asistente y los logotipos correspondientes al Asistente y al Centro de Investigación.

El modo de conducción discontinua y el control por modo corriente se encuentran deshabilitados.



Figura 4.2.1. Ventana de bienvenida del Asistente Virtual

4.2.2 Área de diseño

El asistente virtual incluye una ventana de trabajo personalizada para cada topología. Esta ventana (Figura 4.2.2) es el *área de diseño* y proporciona los elementos interactivos necesarios para calcular, graficar y modelar las diferentes topologías de convertidores CD-CD.

En esta ventana el usuario diseñará, partiendo de los parámetros de diseño, la topología de convertidor seleccionada desde la *ventana de bienvenida*. Esta ventana provee una *barra de menú* con herramientas prácticas y cuatro cuadrantes de trabajo, los cuales se habilitan conforme se profundiza en el diseño del convertidor.

En la parte superior izquierda de esta ventana interactiva se muestra el *nombre del convertidor* y el *tipo de diseño* con la finalidad de distinguir entre el diseño en *lazo abierto* y *lazo cerrado* para una misma topología.

Las herramientas que se despliegan de la *barra de menú* son comunes para todas las topologías y se dividen en: *Menú Archivo*, *Menú Herramientas*, *Menú Ver* y *Menú Ayuda*.

Desde el *menú Archivo* se puede abrir un diseño nuevo, abrir la *bitácora electrónica*, modificar el tiempo de simulación, escribir el nombre del usuario y salir del Asistente. El *menú herramientas* despliega las pestañas para calcular, graficar, limpiar datos, hacer *zoom* y habilitar el cursor de gráficas. El *Menú Ver* se encuentra inhabilitado por el momento y con el *Menú Ayuda* se tiene acceso al *manual de usuario*, información de la versión del Asistente y una sección de errores comunes.

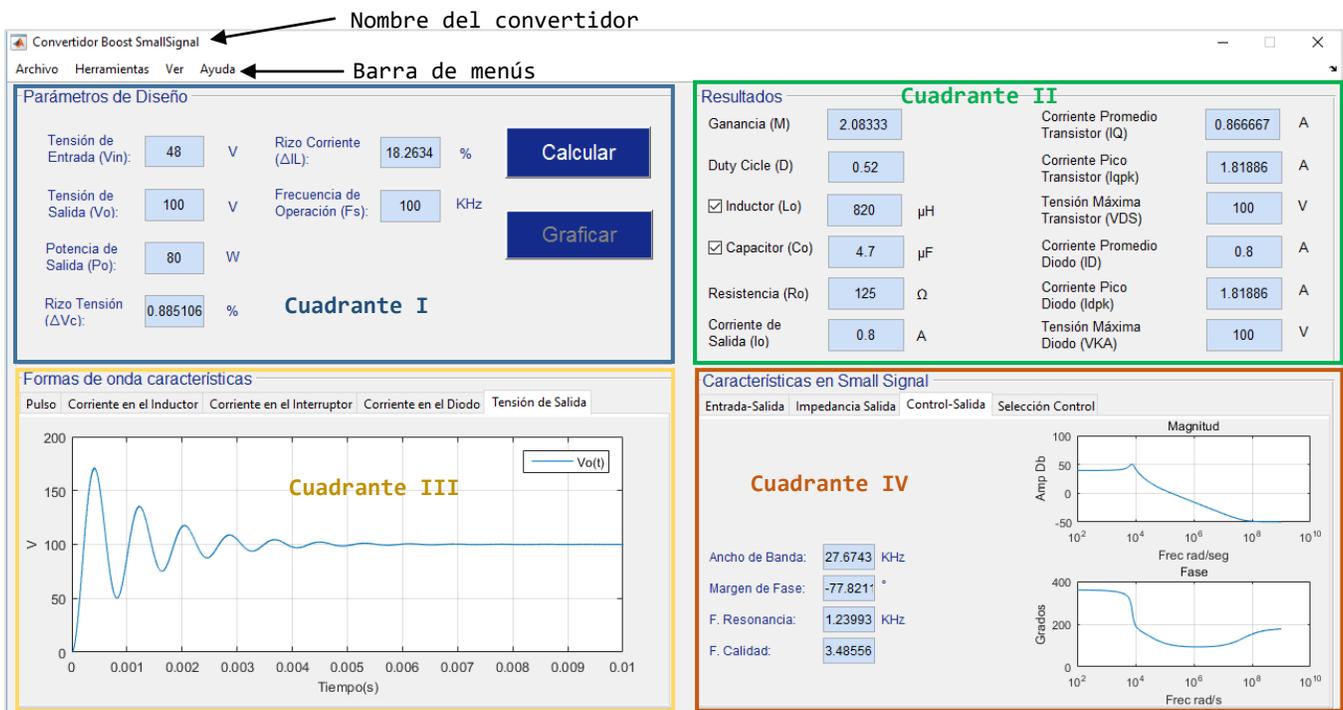


Figura 4.2.2. Área de diseño del Asistente Virtual

Los cuatro cuadrantes de trabajo contienen toda la información necesaria para diseñar el convertidor CD-CD seleccionado. Las funcionalidades de estos cuadrantes se describen a continuación.

Cuadrante I. Parámetros de Diseño

El primer cuadrante de trabajo tiene la finalidad de habilitar los *editores de texto* para que el usuario ingrese los datos correspondientes a: tensión de entrada (V_{in}), tensión de salida (V_o), potencia máxima (P_o), rizo(s) de tensión (Δ_{v_c}), rizo(s) de corriente (Δ_{i_L}) y frecuencia de operación (F_s).

Estos *editores de texto* admiten cualquier tipo de entrada alfanumérica que se introduce por el teclado y el valor ingresado se almacena directamente en la variable correspondiente. Cada vez que se ingresa un valor nuevo se ejecuta una función de monitoreo que se encarga de verificar que el valor introducido sea numérico y mayor que cero.

Si por alguna razón el usuario ingresa valores erróneos la función de monitoreo despliega una ventana emergente para indicar que ocurrió un error y posiciona el cursor en el *editor* adecuado para que se realice la corrección.

Una vez que los parámetros hayan sido introducidos de forma correcta se habilita el botón *Calcular*. Al accionar este botón se hace llamado a una rutina dentro del archivo fuente (Fichero-M), se verifica que las tensiones de entrada y salida, así como los rizados de tensión y corriente no superen los rangos establecidos para el tipo de convertidor (ver Tabla 4.2.1) y se realizan los cálculos de diseño: ganancia en CD, valor del inductor, valor del capacitor, etc. Los límites, resumidos en la Tabla 4.2.1, se establecieron de acuerdo con la experiencia que se tiene, pero de ser necesario pueden modificarse accediendo al Fichero-M correspondiente.

El botón *Graficar* se encuentra inicialmente inactivo, esto es porque no se debe mandar a ejecutar Simulink® sino se le envían valores, por esta razón se habilita hasta que se calculan los componentes del convertidor y se despliegan en el cuadrante II.

Tabla 4.2.1. Condiciones de diseño de convertidores

Convertidor	Tensión de salida	Rizo de tensión	Rizo de corriente
Buck	$V_o < V_{in}$ <i>no invertida</i>	$\Delta_{v_{co}} < 10\% \text{ de } V_o$	$\Delta_{i_{Lo}} < 30\% \text{ de } I_o$
Boost	$V_o > V_{in}$ <i>no invertida</i>	$\Delta_{v_{co}} < 10\% \text{ de } V_o$	$\Delta_{i_{Lin}} < 30\% \text{ de } I_{in}$
Buck-Boost	$V_o > V_{in} \text{ o } V_o < V_{in}$ <i>invertida</i>	$\Delta_{v_{co}} < 10\% \text{ de } V_o$	$\Delta_{i_{Lo}} < 30\% \text{ de } I_o$
Cúk	$V_o > V_{in} \text{ o } V_o < V_{in}$ <i>invertida</i>	$\Delta_{v_{cin}} < 10\% \text{ de } V_{in} + V_o$ $\Delta_{v_{co}} < 10\% \text{ de } V_o$	$\Delta_{i_{Lin}} < 30\% \text{ de } I_{in}$ $\Delta_{i_{Lo}} < 30\% \text{ de } I_o$
SEPIC	$V_o > V_{in} \text{ o } V_o < V_{in}$ <i>no invertida</i>	$\Delta_{v_{cin}} < 10\% \text{ de } V_{in}$ $\Delta_{v_{co}} < 10\% \text{ de } V_o$	$\Delta_{i_{Lin}} < 30\% \text{ de } I_{in}$ $\Delta_{i_{Lo}} < 30\% \text{ de } I_o$
Zeta	$V_o > V_{in} \text{ o } V_o < V_{in}$ <i>no invertida</i>	$\Delta_{v_{cin}} < 10\% \text{ de } V_{in}$ $\Delta_{v_{co}} < 10\% \text{ de } V_o$	$\Delta_{i_{Lin}} < 30\% \text{ de } I_{in}$ $\Delta_{i_{Lo}} < 20\% \text{ de } I_o$

Cuadrante II. Resultados

En el segundo cuadrante se despliegan los resultados del cálculo de los componentes del convertidor: ganancia en CD (M), ciclo de trabajo (D), valor del/los inductor/es (L_{in}, L_o), valor del/los capacitor/es (C_{in}, C_o), valor de la resistencia de carga (R_o), corriente de salida (I_o), corriente promedio (IQ), corriente pico (i_{qpk}) y tensión máxima (VDS) del transistor y corriente promedio (ID), corriente pico (i_{dpk}) y tensión máxima (VKA) del diodo.

Estos valores se obtienen de las ecuaciones características resumidas en las Tablas 3.8.1 y 3.8.2 correspondientes al convertidor CD-CD seleccionado.

Los *editores de texto* de este cuadrante no admiten entrada de datos con excepción de los *editores* del inductor y capacitor. A estos *editores* se les habilitó una función de escritura con el objetivo de reescribir el valor calculado; la razón es simple: el cálculo del inductor y capacitor no resulta en un valor exacto o comercial y con esta función se puede seleccionar un valor comercial de una lista desplegable (valores tomados de la página web de Newark México) o introducirlos directamente desde el teclado.

La función de escritura que permite modificar los valores del inductor y capacitor está deshabilitada por defecto y se habilita seleccionando la casilla *check list* ubicada a un costado del valor del componente. Si esta función está activa se bloquea la entrada de datos de los *editores* correspondientes a los rizados (tensión y corriente) del primer cuadrante y viceversa.

Cuadrante III. Formas de onda características

El tercer cuadrante se habilita al accionar el botón *Graficar*. Además, se ejecuta un archivo de simulación que toma las variables calculadas y, utilizando el modelo no lineal promediado (Capítulo III), simula el comportamiento dinámico del convertidor seleccionado.

El archivo de simulación devuelve, en forma de vectores, los resultados de la simulación y el tercer cuadrante los toma para obtener las gráficas que corresponden a las formas de onda de cada componente. La Figura 4.2.3 muestra el diagrama a bloques del convertidor Boost diseñado en Simulink®; la simulación se realiza con el modelo no lineal promediado del convertidor, considerando resistencias parásitas iguales a cero. No se realiza la simulación sobre un circuito eléctrico.

Estas formas de onda se almacenan en las respectivas pestañas y representan el comportamiento de la corriente y la tensión de los componentes con respecto al tiempo. Las distintas formas de onda que se visualizan en este cuadrante corresponden a las que se ilustran en el Capítulo III.

Para que el usuario mejore la visualización de las formas de onda puede utilizar la función *zoom* y expandir o reducir un área seleccionada de la gráfica; también puede utilizar el *cursor de gráficas* que permite colocar el puntero en un lugar y mostrar su valor en un cuadro de diálogo y además puede modificar el tiempo de simulación, por defecto es de 2.5 ms.

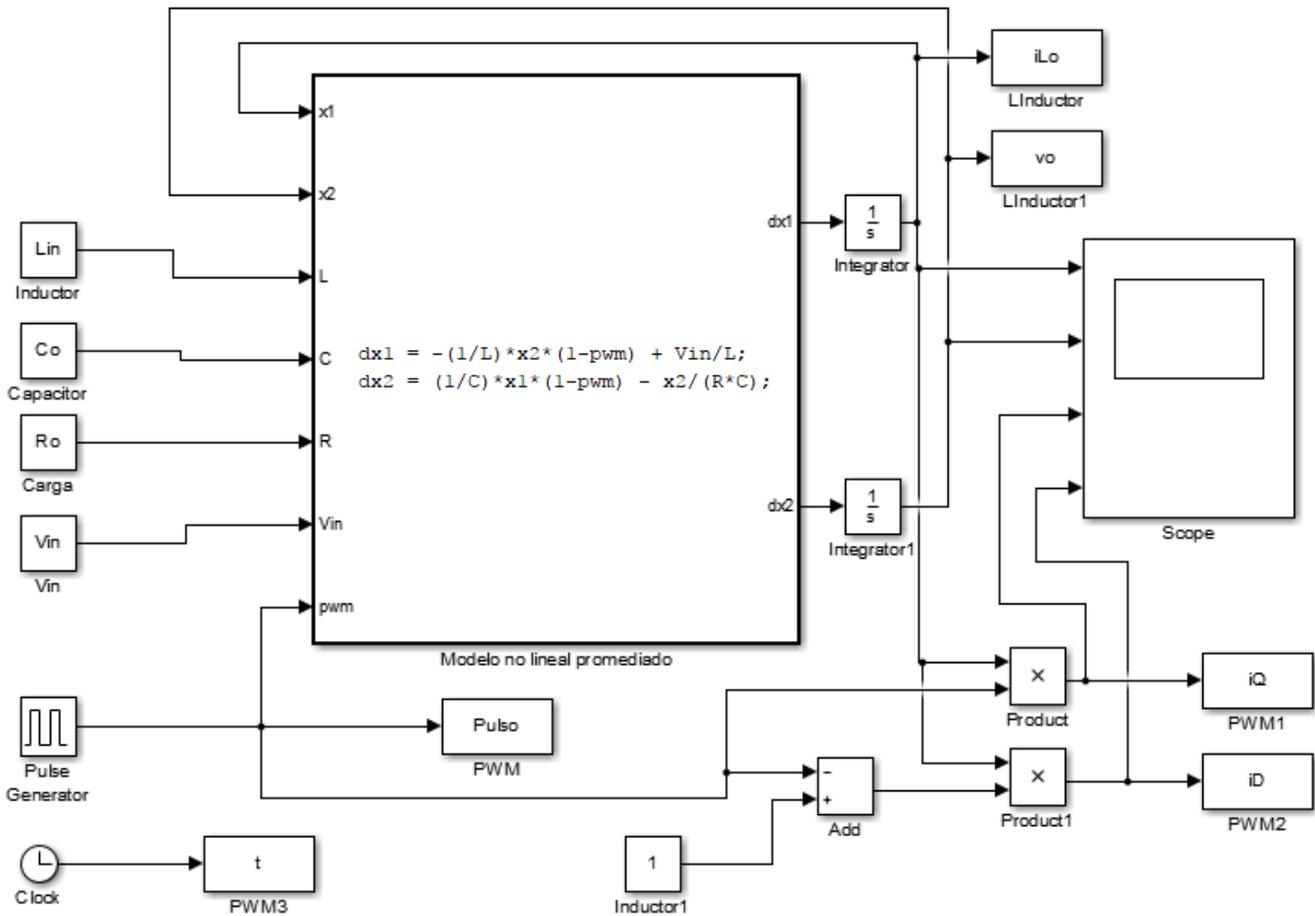


Figura 4.2.3. Modelado del convertidor Boost en Simulink®

Cuadrante IV. Características en CD/Small Signal

El cuarto cuadrante permite visualizar las características del convertidor seleccionado. Su funcionalidad depende del *tipo de diseño* que se esté trabajando. Si éste es en *lazo abierto* se muestra el esquema básico y los circuitos equivalentes en los tiempos de conmutación, de lo contrario (si es en *lazo cerrado*) muestra los diagramas de Bode de las funciones de transferencia del convertidor.

Para obtener las funciones de transferencia se deben ingresar los valores de las resistencias parásitas (inductor(es) y capacitor(es)) en los *editores de texto* correspondientes y ejecutar un fichero que obtiene los valores de pequeña señal, así como los diagramas de Bode.

Este fichero utiliza las ecuaciones del Capítulo III (pequeña señal) para obtener las funciones de transferencia correspondientes: Audiosusceptibilidad o Entrada-Salida, Impedancia de Salida y Control-Salida. Las cuales se representan en diagramas de Bode (Magnitud y Fase).

La pestaña que almacena el diagrama de Bode de la función de transferencia Control-Salida muestra información adicional que ayuda en el diseño de un esquema de control: Ancho de banda, Margen de Fase, Frecuencia de Resonancia y Factor de Calidad.

La última pestaña permite seleccionar, mediante botones interactivos, un esquema de control: Controlador PID, Observador GPI o Compensador Tipo III. De los cuales, actualmente, se tiene habilitado al Compensador Tipo III para los convertidores Buck y Boost.

4.2.3 Diseño del compensador tipo III

La utilización de esquemas de control en las aplicaciones de los convertidores CD-CD es fundamental. Estos esquemas ajustan el ciclo de trabajo permitiendo al convertidor mantener la tensión de salida constante, a pesar de variaciones que puedan ocurrir en la tensión de entrada o en la corriente de salida.

Los esquemas de control deben, básicamente, conservar cierto margen de fase y ganancia de tal forma que el sistema sea estable; lograr un amplio ancho de banda que garantice una rápida respuesta dinámica y conseguir alta ganancia en bajas frecuencias (si se utiliza rectificador y filtro en la entrada) o en altas frecuencias para que el sistema sea preciso.

Existe una gran variedad de esquemas de control disponibles con cualidades distintivas: Proporcional Integral Derivativo (PID), observadores de estado, compensadores (tipo I, II, III), etc., que ofrecen variadas formas de obtener la tensión de salida deseada.

El compensador tipo III, descrito en el Anexo IV, es el esquema de control para convertidores CD-CD que, a diferencia del tipo I y tipo II, permite controlarlos cuando su ángulo de fase (ϕ) se aproxima a -180° en la frecuencia de cruce de ganancia (ω_{cg}), es decir, cuando el sistema puede ser inestable [14].

Considerando las características del compensador tipo III y del controlador UC3823N (ver Anexo V), se desarrolló un algoritmo en el Asistente Virtual que permite diseñar a los convertidores Buck y Boost en lazo cerrado bajo la acción del compensador tipo III.

La Figura 4.2.4 muestra al convertidor Buck en lazo cerrado, mientras que en la Figura 4.2.5 se muestra al convertidor Boost en lazo cerrado. Ambos sistemas se caracterizan por tener en común lo siguiente: el sensor, el modulador y el driver o impulsor.

4.2.3.1 Sensor

El sensor es un circuito divisor de tensión. La tensión de salida (V_c) es una fracción fija de su tensión de entrada (V_o). La ganancia del sensor (G_{sensor}) está determinada por el valor de las resistencias (R_a y R_b) y la potencia disipada no deberá superar los 200 mW.

$$G_{sensor} = \frac{V_c}{V_o} \quad (4.2.1)$$

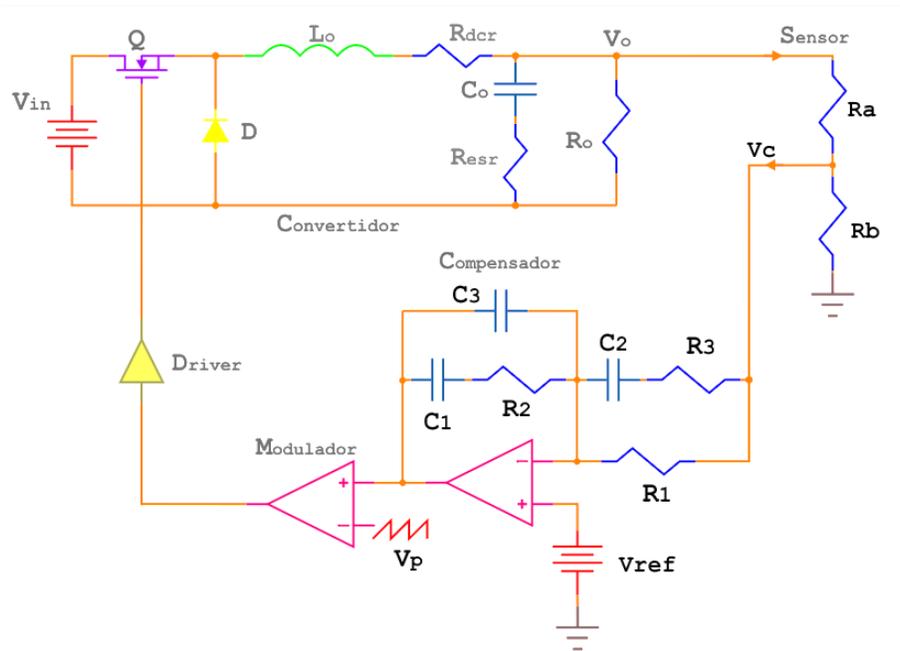


Figura 4.2.4. Convertidor Buck + Compensador Tipo III

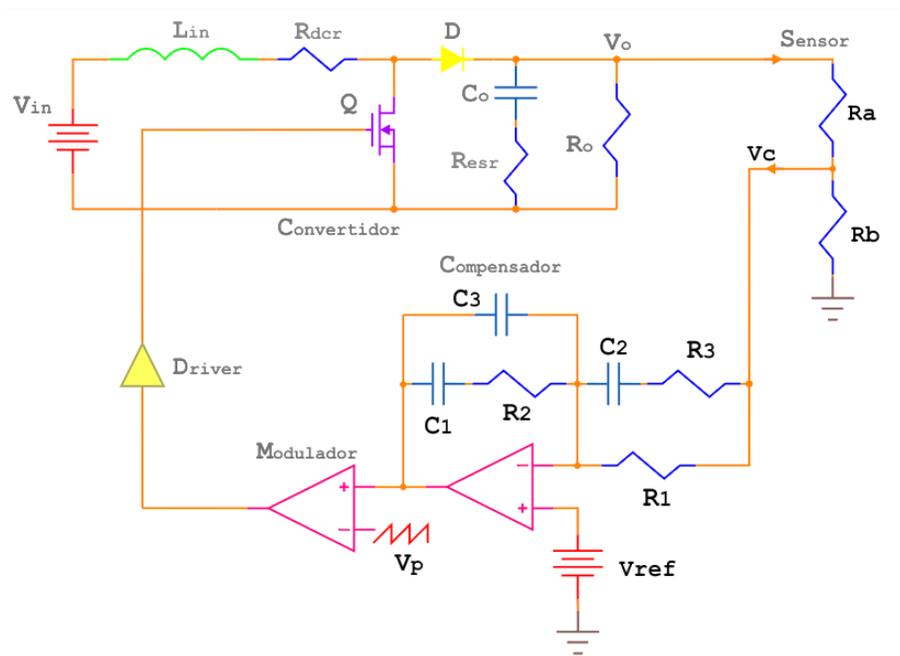


Figura 4.2.5. Convertidor Boost + Compensador Tipo III

La tensión V_c deseada se obtiene del producto entre el ciclo de trabajo (D), considerando resistencias parásitas, y la tensión pico del modulador (V_p).

$$V_c = D \cdot V_p \quad (4.2.2)$$

Los valores de las resistencias, del divisor de tensión, se obtienen considerando una potencia de disipación de 200 mW , ésta se considera pequeña y no afecta la potencia de salida (P_o) del convertidor. Además, las resistencias deben ser de precisión. Las ecuaciones siguientes calculan el valor de estas resistencias.

$$R_a = \frac{V_o \cdot (V_o - V_c)}{200 \times 10^{-3}} \quad (4.2.3)$$

$$R_b = \frac{V_c \cdot V_o}{200 \times 10^{-3}} \quad (4.2.4)$$

4.2.3.2 Modulador

El modulador es, funcionalmente, un Amplificador Operacional en modo comparador; compara la salida del *compensador* con una señal *diente de sierra* para obtener la señal de activación del Interruptor (Q).

La tensión pico (V_p) del *diente de sierra* del modulador incluido en el UC3823N es de 1.8 V y la ganancia de éste es el inverso de esta tensión pico.

$$FM = \frac{1}{V_p} \quad (4.2.5)$$

4.2.3.3 Circuito impulsor de compuerta

El circuito impulsor de compuerta (*driver*), es el dispositivo que suministra la corriente suficiente para que el interruptor encienda. La ganancia se considera unitaria porque no introduce ningún efecto de CD ni en la frecuencia.

$$G_{driver} = 1 \quad (4.2.6)$$

4.2.3.4 Compensador tipo III para el convertidor Buck

La ventana interactiva de la Figura 4.2.6 presenta el diseño del compensador tipo III para el convertidor Buck. El fichero que contiene al algoritmo se ejecuta, si el usuario así lo desea, al finalizar el diseño en lazo abierto y seleccionarlo desde el cuadrante IV.

La ventana contiene las herramientas necesarias para obtener un diseño completo. Se caracteriza por obtener la función de transferencia de *lazo cerrado* mediante la ubicación de polos y ceros, además, toma como referencia principal el **Margen de Fase deseado**.

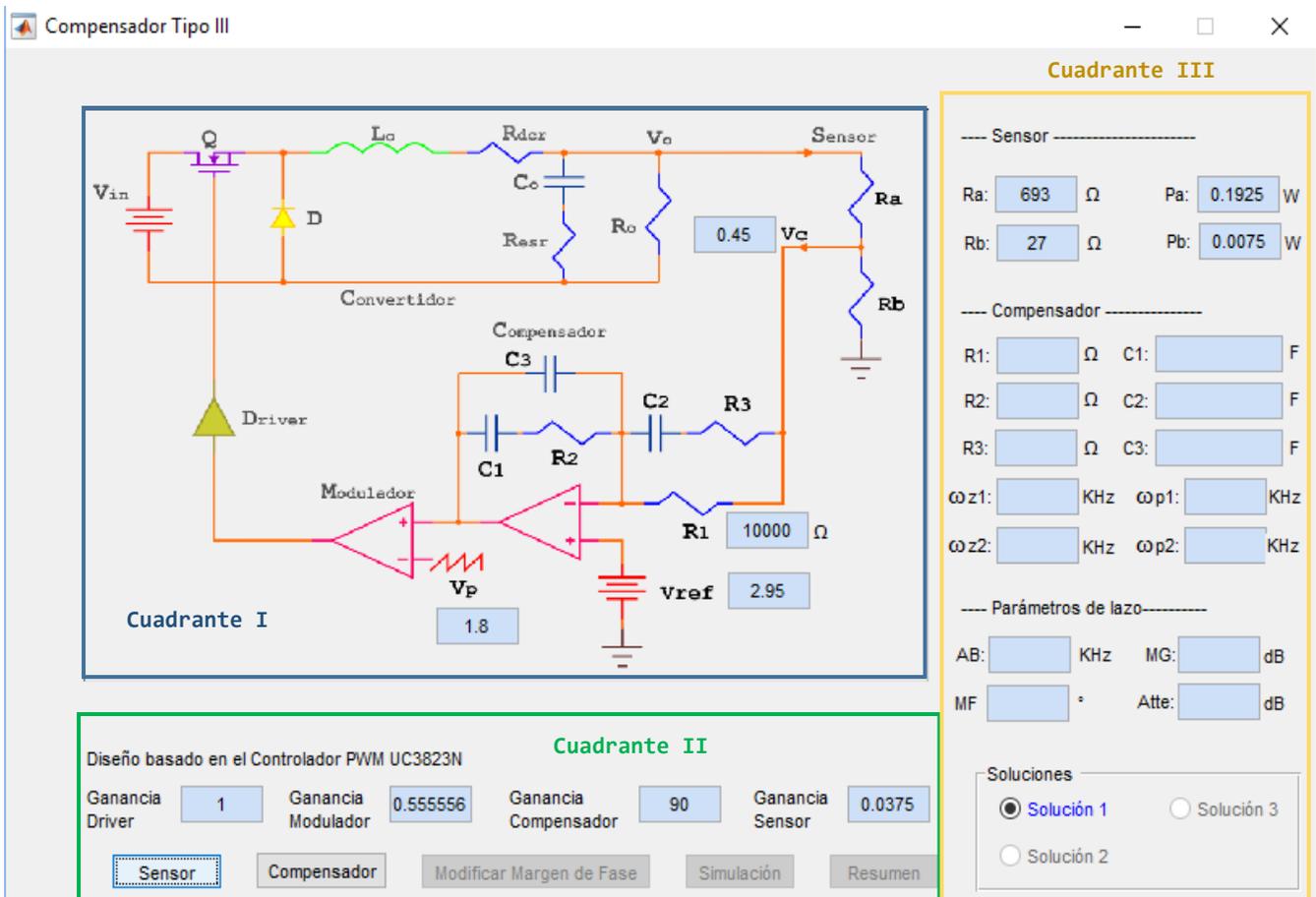


Figura 4.2.6. Algoritmo para diseñar al Compensador Tipo III para el Convertidor Buck

Esta ventana está dividida en tres cuadrantes, los cuales pueden contener *editores de texto*, *botones de acción* y *botones de selección*. En seguida se detallan las funcionalidades y características de cada uno de los cuadrantes.

Subcuadrante I. Área de gráficos

El primer subcuadrante tiene dos funciones. La primera es mostrar los parámetros iniciales para el cálculo del compensador y la segunda es desplegar los diagramas de Bode (Magnitud y Fase) de las funciones de transferencia calculadas del sistema en lazo cerrado.

Inicialmente se despliega la Figura 4.2.4 y se habilitan los *editores de texto*; en seguida se calcula el ciclo de trabajo del convertidor con elementos parásitos, para ello se utiliza la Ecuación (4.2.7), y luego se calcula y despliega la tensión V_c de la Ecuación (4.2.2).

$$D = M \cdot \left(1 + \frac{R_{dcr}}{R_o}\right) \quad (4.2.7)$$

También se muestra un valor de resistencia de 10 kΩ para R₁ (por default), aunque este valor se puede modificar para que el usuario ingrese el valor adecuado, esto se hace porque en el Anexo IV se propone un valor inicial de R₁ para calcular los capacitores y resistencias del compensador.

La tensión de referencia se obtiene con la tensión de salida del sensor más la tensión de *offset* del Controlador PWM.

$$V_{ref} = V_c + V_{offset} \quad (4.2.8)$$

Subcuadrante II. Parámetros

En la primera fila del segundo subcuadrante se despliegan las Ganancias de los componentes del sistema. La *Ganancia del compensador* ($G_{an_{lf}}$) se obtiene de la hoja de datos del Controlador PWM.

De izquierda a derecha, el primer *botón de acción* ejecuta un Fichero que calcula, mediante las Ecuaciones (4.2.3) y (4.2.4), los valores de las resistencias del sensor, así como la potencia que disipa cada una.

El segundo *botón de acción* ejecuta el Fichero-M que contiene las funciones y ecuaciones para calcular los valores de los componentes del compensador. Este fichero permite obtener 3 funciones de transferencia, es decir, 3 diseños distintos de compensador.

El primer diseño se basa en la ubicación estratégica de los polos y ceros de la función de transferencia control-salida (Ecuación (3.2.24)), en lazo abierto del convertidor, con los polos y ceros de la función de transferencia del compensador (Ecuaciones del Anexo IV).

La función de transferencia del lazo ($T(s)$) se obtiene a partir del producto de la función de transferencia control-salida ($G_{vd}(s)$) con la función de transferencia del compensador ($H(s)$) y las ganancias del sensor, driver y modulador. El resultado queda de la siguiente forma:

$$T(s) = \left(V_{in} \cdot \frac{1 + \frac{s}{s_{z1}}}{1 + \frac{s}{Q \cdot \omega_o} + \frac{s^2}{\omega_o^2}} \right) \cdot \left(\frac{h_{lf}}{s} \cdot \frac{\left(1 + \frac{s}{\omega_{z1}}\right) \cdot \left(1 + \frac{s}{\omega_{z2}}\right)}{\left(1 + \frac{s}{\omega_{p1}}\right) \cdot \left(1 + \frac{s}{\omega_{p2}}\right)} \right) \cdot G_{sensor} \cdot FM \cdot G_{driver} \quad (4.2.9)$$

Donde ambos ceros del compensador se ubican a la frecuencia de resonancia, el primer polo se ubica una década después de la frecuencia de cruce por cero (cruce de ganancia) y el segundo polo se ubica a la frecuencia del cero del convertidor.

$$\omega_{z1} = \omega_o$$

$$\omega_{z2} = \omega_o$$

$$\omega_{p1} = 10 \cdot \omega_{cg}$$

$$\omega_{p2} = s_{z1}$$

$$\omega_{cg} = \sqrt{\frac{-\left(\frac{1}{\omega_o^2 \cdot Q^2} - \frac{2}{\omega_o^2} - \frac{V_{in}^2}{s_{z1}^2}\right) + \sqrt{\left(\frac{1}{\omega_o^2 \cdot Q^2} - \frac{2}{\omega_o^2} - \frac{V_{in}^2}{s_{z1}^2}\right)^2 - \frac{4 \cdot (1 - V_{in}^2)}{\omega_o^4}}}{\frac{2}{\omega_o^4}}} \quad (4.2.10)$$

$$hlf = \left(\frac{Gan_{lf}}{20} - floor\left(\frac{Gan_{lf}}{20}\right)\right) \cdot 10^{floor\left(\frac{Gan_{lf}}{20}\right)} \quad (4.2.11)$$

La Ecuación (4.2.10) representa el *cruce de ganancia* y sirve para determinar la frecuencia, en la cual, la magnitud de $G_{vd}(s)$ cruza por 0 dB, es decir, cuando la magnitud es unitaria ($20 \cdot \log(1) = 20 \cdot \log(|G_{vd}(s)|)$).

La Ecuación (4.2.11) se emplea para obtener la frecuencia de *cruce de ganancia* del polo en el origen, de la función de transferencia $H(s)$ del compensador. El comando *floor* de esta ecuación es una función de MATLAB® que devuelve el número entero de un cociente.

Los valores de la frecuencia de resonancia (ω_o), el factor de calidad (Q) y el cero en alta frecuencia (s_{z1}) se obtuvieron en la sección 3.2.2.

Como resultado de las operaciones anteriores se tiene un diagrama de Bode (Figura 4.2.7) que muestra el comportamiento del lazo ($T(s)$) en el dominio de la frecuencia. De este diagrama se obtiene el Margen de Fase y Ancho de Banda.

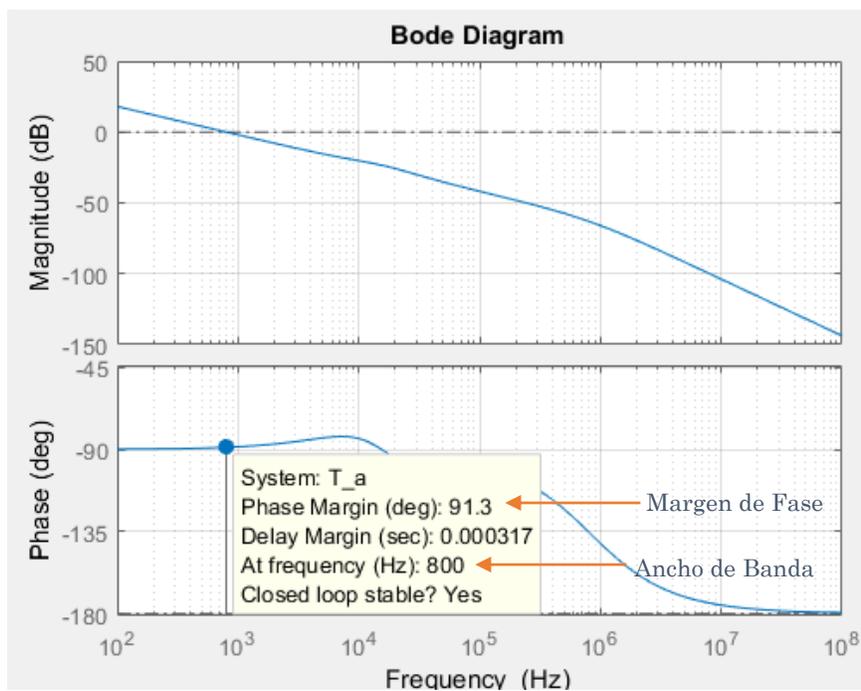


Figura 4.2.7. Diagrama de Bode del primer diseño en lazo cerrado del convertidor Buck

Para obtener el segundo y tercer diseño de compensador se tiene que encontrar los polos y ceros del compensador que, al interactuar con $Gvd(s)$, permita obtener el Margen de Fase deseado por el usuario.

Lo primero que ejecuta el algoritmo es la Ecuación (4.2.9) donde se realiza una sustitución de la variable compleja $s = j\omega$ (Ecuación (4.2.12)) para que quede en términos de la frecuencia y se puedan obtener las ecuaciones correspondientes a la Magnitud y la Fase.

$$T(j\omega) = \frac{K_d}{j\omega} \cdot \frac{\left(1 + \frac{j\omega}{\omega_{z1}}\right) \cdot \left(1 + \frac{j\omega}{\omega_{z2}}\right) \cdot \left(1 + \frac{j\omega}{s_{z1}}\right)}{\left(1 + \frac{j\omega}{\omega_{p1}}\right) \cdot \left(1 + \frac{j\omega}{\omega_{p2}}\right) \cdot \left(1 + \frac{j\omega}{Q \cdot \omega_o} + \frac{(j\omega)^2}{\omega_o^2}\right)} \quad (4.2.12)$$

Donde:

$$K_d = h_{lf} \cdot V_{in} \cdot G_{sensor} \cdot G_{driver} \cdot FM$$

Al realizar la simplificación algebraica de la Ecuación (4.2.12) se obtiene una expresión de la siguiente forma:

$$T(j\omega) = \frac{A + jB}{C + jD} = \frac{A \cdot C + B \cdot D}{C^2 + D^2} + j \frac{B \cdot C - A \cdot D}{C^2 + D^2} \quad (4.2.13)$$

Donde:

$$A = V_{in} Q s_{z1} h_{lf} \omega_{p1} \omega_{p2} \omega_{z1} \omega_{z2} \omega_o^2 - V_{in} Q h_{lf} \omega_{p1} \omega_{p2} \omega_{z1} \omega_o^2 \omega^2 - V_{in} Q h_{lf} \omega_{p1} \omega_{p2} \omega_{z2} \omega_o^2 \omega^2 - V_{in} Q h_{lf} \omega_{p1} \omega_{p2} \omega_{z1} \omega_{z2} \omega_o^2 \omega^2 \quad (4.2.14)$$

$$B = V_{in} Q s_{z1} h_{lf} \omega_{p1} \omega_{p2} \omega_{z2} \omega_o^2 \omega - V_{in} Q h_{lf} \omega_{p1} \omega_{p2} \omega_o^2 \omega^3 + V_{in} Q s_{z1} h_{lf} \omega_{p1} \omega_{p2} \omega_{z1} \omega_o^2 \omega + V_{in} Q h_{lf} \omega_{p1} \omega_{p2} \omega_{z1} \omega_{z2} \omega_o^2 \omega \quad (4.2.15)$$

$$C = (s_{z1} \omega_{z1} \omega_{z2} \omega_o + Q s_{z1} \omega_{p1} \omega_{z1} \omega_{z2} + Q s_{z1} \omega_{p2} \omega_{z1} \omega_{z2}) \omega^4 - s_{z1} \omega_{p1} \omega_{p2} \omega_{z1} \omega_{z2} \omega_o \omega^2 - Q s_{z1} \omega_{p1} \omega_{z1} \omega_{z2} \omega_o^2 \omega^2 - Q s_{z1} \omega_{p2} \omega_{z1} \omega_{z2} \omega_o^2 \omega^2 \quad (4.2.16)$$

$$D = -(s_{z1} \omega_{p1} \omega_{z1} \omega_{z2} \omega_o + Q s_{z1} \omega_{p1} \omega_{p2} \omega_{z1} \omega_{z2} - s_{z1} \omega_{p2} \omega_{z1} \omega_{z2} \omega_o) \omega^3 + Q s_{z1} \omega_{z1} \omega_{z2} \omega^5 - Q s_{z1} \omega_{z1} \omega_{z2} \omega^2 \omega^3 + Q s_{z1} \omega_{p1} \omega_{p2} \omega_{z2} \omega_{z1} \omega_o^2 \omega \quad (4.2.17)$$

Como se puede apreciar, la Ecuación (4.2.13) está separada por dos términos que representan la *Parte Real* y la *Parte Imaginaria*. En vista de que los valores de las ganancias y de la función de transferencia control-salida $Gvd(s)$ son conocidos, el resultado obtenido queda en función de las variables desconocidas ω_{z1} , ω_{z2} , ω_{p1} y ω_{p2} .

Para que el algoritmo encuentre la frecuencia de *cruce de ganancia*, donde la magnitud es unitaria, se iguala a 1 la Ecuación (4.2.18) y se despeja la variable ω .

$$|T(j\omega)| = \sqrt{\left(\frac{A \cdot C + B \cdot D}{C^2 + D^2}\right)^2 + \left(\frac{B \cdot C - A \cdot C}{C^2 + D^2}\right)^2} \quad (4.2.18)$$

El Margen de Fase se obtiene con la Ecuación (4.2.19).

$$MF = 180^\circ + \phi = 180^\circ + \tan^{-1}\left(\frac{B \cdot C - A \cdot C}{A \cdot C + B \cdot D}\right) \quad (4.2.19)$$

Lo siguiente es hallar los valores de A, B, C y D tal que se cumplan las dos condiciones siguientes: que $|T(j\omega)| = 1$ y que MF sea el deseado por el usuario. Como resultado del análisis se obtiene un sistema de ecuaciones trascendentes que se resuelven por el método iterativo conocido como método de punto fijo. Resolviendo este sistema de ecuaciones se encuentran los valores de las variables A, B, C y D ; sin embargo, se debe resolver el sistema de ecuaciones que forman las Ecuaciones (4.2.14) a la (4.2.17).

El resultado final del algoritmo son los valores correspondientes a los polos y ceros del compensador. De acuerdo con el sistema de ecuaciones final, se tiene un sistema con cuatro ecuaciones y cinco variables, lo que indica múltiples soluciones. Por lo cual, de estas soluciones se toman las dos primeras que satisfagan las condiciones planteadas anteriormente.

Finalmente se calculan los valores de las resistencias y capacitores de cada compensador con ayuda de las Ecuaciones del Anexo V.

El tercer *botón de acción* permite introducir un nuevo valor de Margen de Fase y hacer que el algoritmo se ejecute de nueva cuenta para encontrar dos nuevas soluciones de compensador.

El cuarto *botón de acción* ejecuta un Fichero que se comunica con Simulink® para realizar las simulaciones del convertidor Buck bajo la acción de los tres compensadores obtenidos. Las gráficas de tensión resultantes se despliegan en este subcuadrante. Además, se ejecuta un *algoritmo de pruebas dinámicas*, que se detalla en la sección siguiente.

El último *botón de acción* ejecuta una *bitácora electrónica* con el resumen de los cálculos realizados; la cual se describe en la sección 4.2.5.

Subcuadrante III. Resultados

El tercer subcuadrante se encarga de habilitar los *editores de texto* que muestran los respectivos valores de los componentes de cada uno de los compensadores. Además, en la parte inferior se muestra un panel con selectores con la finalidad de desplegar de forma individual cada diseño de compensador. De esta forma el usuario sabrá cuál diseño tiene mayor Ancho de Banda, cual se acerca más al Margen de Fase necesario y podrá elegir el que más de adapte a sus requerimientos.

4.2.3.5 Compensador tipo III para el convertidor Boost

La ventana interactiva de la Figura 4.2.8 presenta el diseño del compensador tipo III para el convertidor Boost. El fichero que contiene al algoritmo se ejecuta, si el usuario así lo desea, al finalizar el diseño en lazo abierto y seleccionarlo desde el cuadrante IV del Área de diseño.

Esta ventana contiene las herramientas necesarias para obtener un diseño completo. Se caracteriza por obtener la función de transferencia de *lazo cerrado* mediante la ubicación de polos y ceros, aunque a diferencia del Convertidor Buck, éste no toma como referencia el Margen de Fase, sino la ubicación en la frecuencia del *zero en el semiplano derecho (RHP, Right Half-Plane)*.

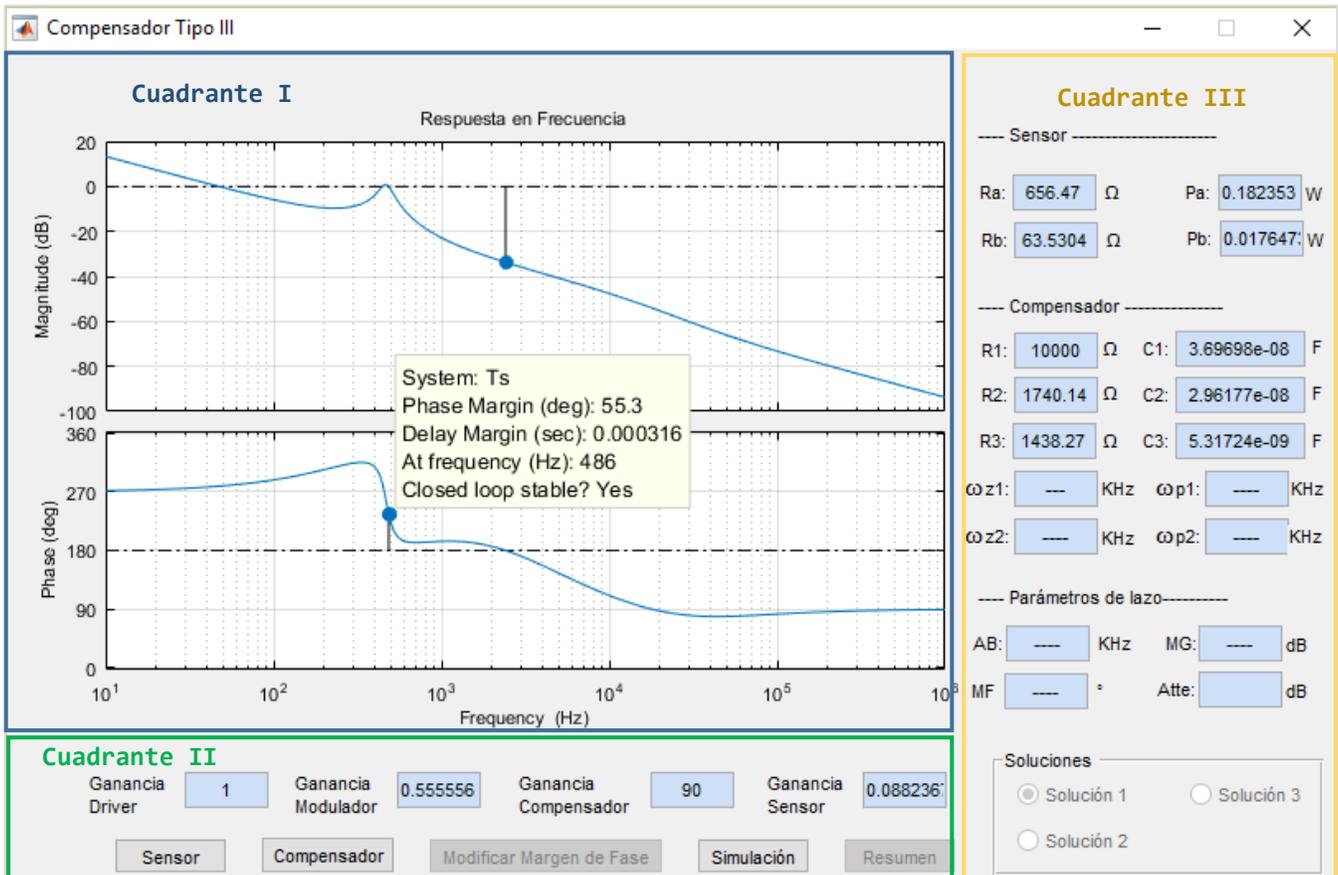


Figura 4.2.8. Ventana para diseñar al Compensador Tipo III para el Convertidor Boost

Como se observa en la Figura 4.2.8, la ventana es la misma que la Figura 4.2.6, sin embargo, las funcionalidades de los subcuadrantes cambian un poco. Estas se describen a continuación.

Subcuadrante I. Área de gráficos

El primer subcuadrante muestra, inicialmente, los parámetros preliminares para el cálculo del compensador y posteriormente, permite desplegar los diagramas de Bode (Magnitud y Fase) de la función de transferencia calculada del sistema en lazo cerrado.

Primero se despliega la Figura 4.2.5 y se habilitan los *editores de texto*; en seguida se calcula el ciclo de trabajo del convertidor con elementos parásitos, para ello se utiliza la Ecuación (4.2.20), y luego se calcula y despliega la tensión V_c de la Ecuación (4.2.2).

$$D = 1 - \frac{1}{2 \cdot M} - \frac{\sqrt{R_o - 4 \cdot \left(R_{dcr} + \frac{R_{esr} \cdot R_o}{R_{esr} + R_o} \right) \cdot M^2}}{2 \cdot M \cdot \sqrt{R_o}} \quad (4.2.20)$$

Además, se muestra el valor por defecto de la resistencia R_1 y la tensión de referencia de la Ecuación (4.2.8).

Subcuadrante II. Parámetros

En la primera fila del segundo subcuadrante se despliegan las Ganancias de los componentes del sistema. La *Ganancia del compensador* ($G_{an_{lf}}$) se obtiene de la hoja de datos del Controlador PWM.

De izquierda a derecha, el primer *botón de acción* ejecuta un Fichero que calcula, mediante las Ecuaciones (4.2.3) y (4.2.4), los valores de las resistencias del sensor, así como la potencia que disipa cada una.

El segundo *botón de acción* ejecuta el Fichero-M que contiene las funciones y ecuaciones para calcular los valores de los componentes del compensador. Este fichero permite obtener dos funciones de transferencia, es decir, dos diseños de compensador.

Si se comparan las Ecuaciones (3.2.24) y (3.3.21), correspondientes a las funciones de transferencia control-salida de los convertidores Buck y Boost respectivamente, se aprecia que en la segunda ecuación hay un término negativo, que corresponde a un cero.

Este cero tiene la característica de comportarse como cero y como polo, es decir, afecta a la magnitud como un cero, pero afecta a la fase como un polo. Por lo que es de gran utilidad conocer su ubicación en la frecuencia.

Entonces, para obtener el primer diseño se realiza exactamente la primera técnica aplicada en el convertidor Buck, considerando especial cuidado en la diferencia entre las funciones de transferencia control-salida.

La función de transferencia del sistema en lazo cerrado es la siguiente:

$$T(s) = \left(K \cdot \frac{\left(1 + \frac{s}{s_{z1}}\right) \cdot \left(1 - \frac{s}{s_{z2}}\right)}{1 + \frac{s}{Q \cdot \omega_o} + \frac{s^2}{\omega_o^2}} \right) \cdot \left(\frac{h_{lf}}{s} \cdot \frac{\left(1 + \frac{s}{\omega_{z1}}\right) \cdot \left(1 + \frac{s}{\omega_{z2}}\right)}{\left(1 + \frac{s}{\omega_{p1}}\right) \cdot \left(1 + \frac{s}{\omega_{p2}}\right)} \right) \cdot G_{sensor} \cdot FM \cdot G_{driver} \quad (4.2.21)$$

Donde ambos ceros del compensador se ubican a la frecuencia de resonancia, el primer polo se iguala a la posición del cero en alta frecuencia y el segundo polo se ubica a la frecuencia del cero en el semiplano derecho del convertidor.

$$\omega_{z1} = \omega_o$$

$$\omega_{z2} = \omega_o$$

$$\omega_{p1} = s_{z1}$$

$$\omega_{p2} = s_{z2}$$

EL resultado obtenido es el diagrama de Bode de la Figura 4.2.9, como se aprecia, tiene un Margen de Fase considerable, por lo que el sistema es estable, pero el Ancho de Banda no llega a 1 kHz lo que implica que el sistema tiene una respuesta dinámica lenta.

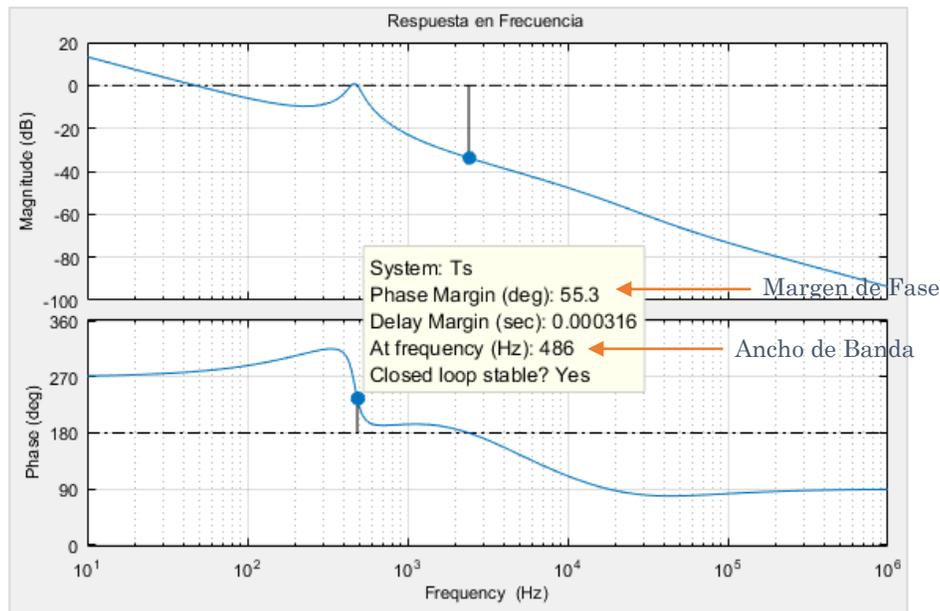


Figura 4.2.9. Diagrama de Bode del primer diseño en lazo cerrado del convertidor Boost

Para encontrar el segundo diseño de compensador se tiene que encontrar la ubicación del cero en el semiplano derecho (s_{z2}); esto se logra a través de la Ecuación (3.3.23). La identificación de la posición de este cero puede tener tres posibles soluciones.

- Se localiza en bajas frecuencias, antes de la frecuencia de resonancia, es decir, $s_{z2} < \omega_o$
- Se localiza después de la frecuencia de resonancia, pero antes de la frecuencia de cruce por cero, es decir, $\omega_o < s_{z2} < \omega_{cg}$
- Se localiza en altas frecuencias, después de la frecuencia del cruce por cero, es decir, $\omega_{cg} < s_{z2}$

Una vez obtenida la posición de s_{z2} se plantean las siguientes opciones para obtener la ubicación de polos y ceros del compensador:

- El primer polo del compensador se ubica en el origen.
- Los ceros del compensador se ubican aproximadamente a la frecuencia de resonancia del convertidor.
- El segundo polo del compensador se iguala a la del cero en alta frecuencia del convertidor.
- El tercer polo del compensador se ubica a la frecuencia del cero en el semiplano derecho del convertidor.

Además, el algoritmo hace una verificación de algunas condiciones para reasignar si es necesario, los valores de los polos y ceros del compensador.

- Si cualquiera de los ceros del convertidor (s_{z1}, s_{z2}) es mayor que la mitad de la frecuencia de conmutación (F_s), entonces el polo correspondiente del compensador se reubica a la mitad de la frecuencia de conmutación.
- La frecuencia de cruce de ganancia del lazo debe ser, una década, menor que la frecuencia de conmutación.
- De ser posible, la frecuencia de cruce de ganancia del lazo debe ser el doble de la frecuencia de resonancia.

Con estos datos se proponen los valores de los polos y ceros del segundo diseño del compensador.

Subcuadrante III. Resultados

El tercer subcuadrante se encarga de habilitar los *editores de texto* que muestran los respectivos valores de los componentes de cada uno de los compensadores. A diferencia del convertidor Buck, este cuadrante deshabilita la tercera opción del panel de soluciones y también el *botón de acción* que modifica el margen de fase; esto se hace porque el método de solución es distinto, por las características de los convertidores.

4.2.4 Algoritmo de pruebas dinámicas

Con la finalidad de validar el correcto funcionamiento de los convertidores (Buck y Boost) bajo la acción del compensador tipo III desarrollado, se realizó la implementación de un *algoritmo de pruebas dinámicas*.

Este algoritmo utiliza el entorno de simulación de Simulink® para realizar pruebas dinámicas en tensión de entrada y corriente de salida. Su función es aplicar variaciones a la carga (R_o) y a la tensión de entrada (V_{in}) en un tiempo determinado y capturar el comportamiento del convertidor ante esas variaciones.

Inicialmente se disminuye la resistencia de carga (R_o) en 10% cuando el sistema ha alcanzado la tensión de salida (V_o) deseada, afectando directamente la corriente de salida (I_o). Así mismo, después de haber alcanzado la estabilidad nuevamente se produce una disminución del 10% en la tensión de entrada (V_{in}).

La Figura 4.2.10 muestra, en el *área de gráficos*, el resultado de las simulaciones del convertidor Buck; se puede apreciar la velocidad y el pico de respuesta de cada uno de los compensadores para mantener la tensión de salida constante.

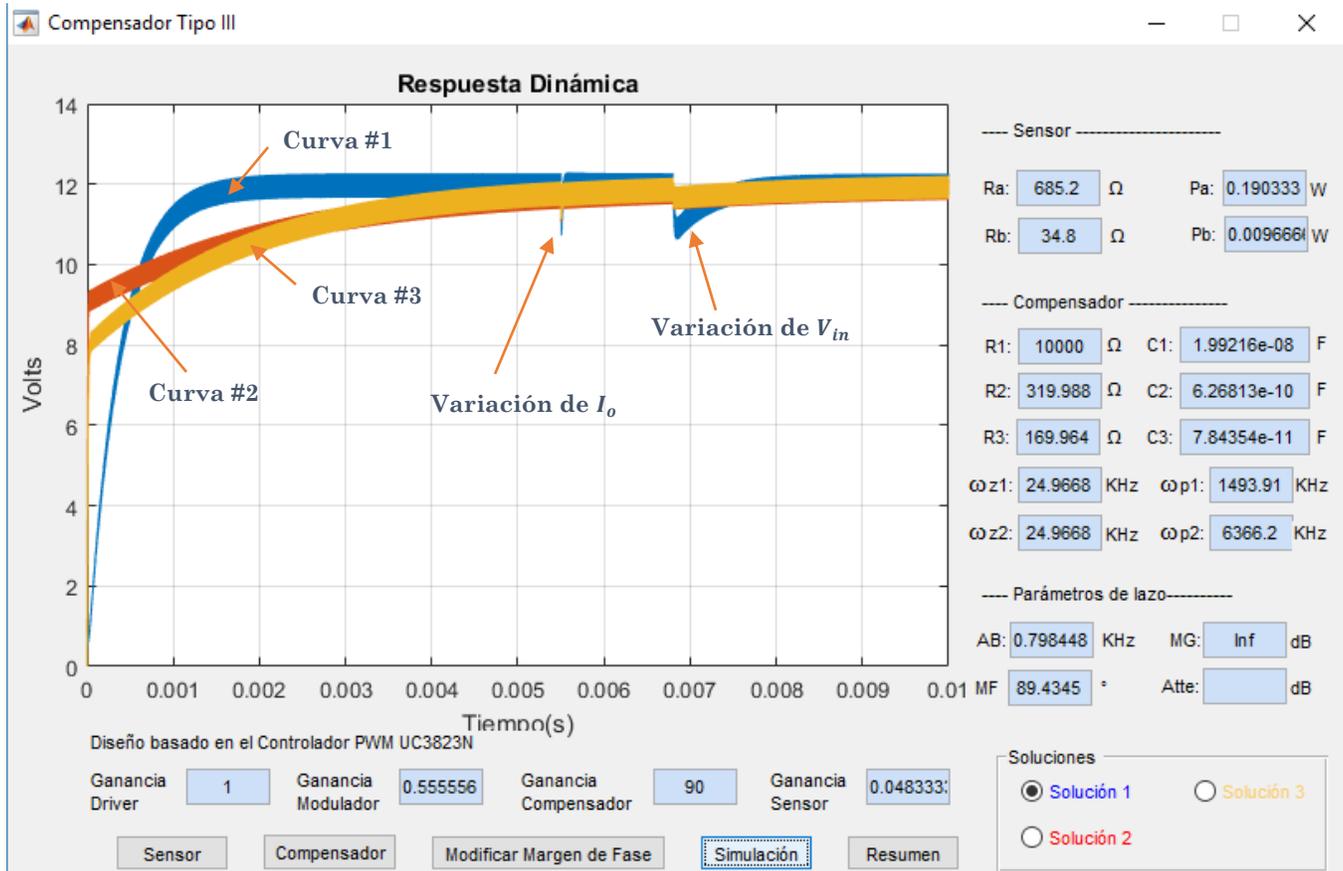


Figura 4.2.10. Simulación del convertidor Buck bajo los diseños del compensador tipo III

Cada una de las curvas que se muestran es el resultado de la simulación, y representan el comportamiento dinámico del convertidor Buck bajo la acción del correspondiente compensador calculado, es decir, la curva #1 representa la respuesta dinámica del convertidor con el compensador de la solución #1 y así sucesivamente.

La Figura 4.2.11 muestra la ventana del *algoritmo de pruebas dinámicas* para el convertidor Buck. Se puede observar que además de las pruebas dinámicas se ilustran los diagramas de Bode (Magnitud y Fase) del lazo cerrado y se resumen los valores de resistencias y capacitores necesarios para implementar el esquema de control.

Algunas características importantes que se logran visualizar con este algoritmo son:

- Mayor Velocidad implica mayor tensión pico en el transitorio.
- Mayor Ancho de Banda implica Mayor Velocidad y Menor Margen de Fase.
- Menor Margen de Fase implica riesgo de inestabilidad.
- Menor Ancho de Banda implica Mayor Margen de Fase y Menor Velocidad.
- Mayor Ganancia en Bajas Frecuencias implica Mayor Precisión.

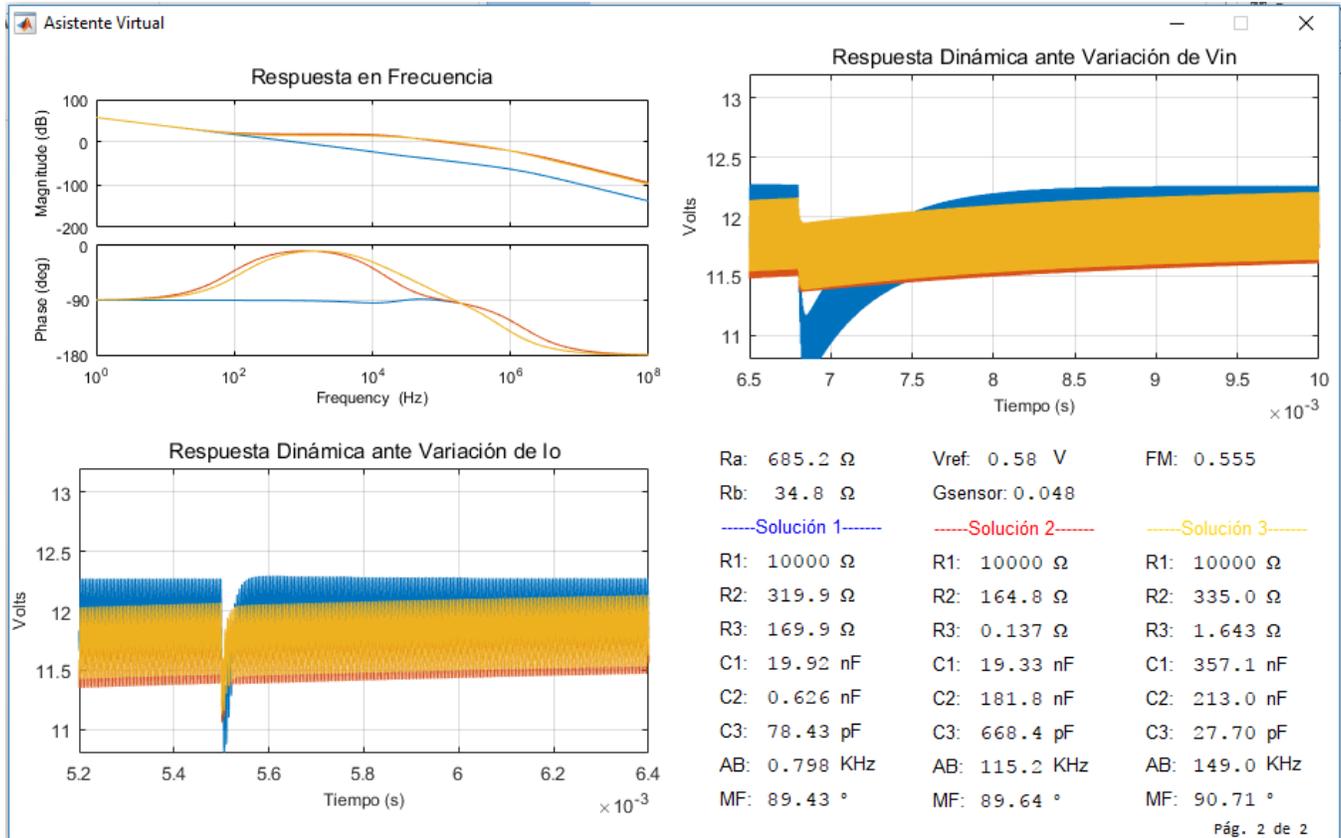


Figura 4.2.11. Ventana de resultados de las pruebas dinámicas para el convertidor Buck

4.2.5 Bitácoras electrónicas

Una *bitácora electrónica* es un archivo digital en el que se *guardan* los datos de un proceso informático. Se caracteriza por ser de orden cronológico e incluir fechas y horas de la aparición de un evento importante.

La manera de *guardar* la versión de un diseño realizado con el Asistente Virtual es a través de las *bitácoras electrónicas*. Éstas contienen toda la información relacionada con el diseño del convertidor y del esquema de control. Se disponen de tres tipos de bitácoras, las cuales permiten generar un archivo PDF para su posterior impresión. Éstas se describen a continuación.

La primera bitácora, Figura 4.2.12, se inicializa al finalizar un diseño en *lazo abierto*. Contiene la información referente a los *parámetros de diseño, resultados del cálculo y esfuerzos máximos*

en los dispositivos. Además, muestra la fecha y la hora en la que se generó, así como el nombre del usuario y la topología de convertidor.

Se incluye también, a manera de sugerencia, el valor máximo de la resistencia serie equivalente (ESR) del/los capacitor/es, de tal forma que se pueda obtener el rizo de tensión deseado.

Con los datos obtenidos de esta bitácora, el diseñador puede realizar un prototipo del convertidor en lazo abierto y experimentar en laboratorio con la garantía que se obtendrán los resultados esperados.

Asistente Virtual

BITÁCORA ELECTRÓNICA

Usuario: AsistenteVirtual
 Fecha y Hora: 04-Jun-2017 21:53:14

Se presenta el diseño correspondiente al Convertidor Sepic

Tensión de entrada	24 V	ΔI_{Lin} :	1 A
Tensión de salida	48 V	ΔI_{Lo} :	0.5 A
Potencia Máxima	120 W	ΔV_{cin} :	0.555 V
Frecuencia conmutación	100 KHz	ΔV_{co} :	0.925 V
Inductor de entrada			
Inductancia:	160 μ H	Corriente nominal:	5 A
Inductor de salida			
Inductancia:	320 μ H	Corriente nominal:	2.5 A
Capacitor de entrada			
Capacidad:	30 μ F	Tensión nominal:	24 V
ESR máx	0.10 Ω		
Capacitor de salida			
Capacidad:	18 μ F	Tensión nominal:	48 V
ESR máx	0.33 Ω		
Transistor MOSFET			
Tensión máx:	72 V	Corriente Máx:	8.25 A
Diodo de recuperación rápida			
Tensión máx:	72 V	Corriente Máx:	8.25 A

Pág. 1 de 2

Figura 4.2.12. Bitácora Electrónica #1

La bitácora número dos, Figura 4.2.13, contiene la información relacionada con el *algoritmo de pruebas dinámicas*. Ésta despliega la respuesta en tensión y corriente de los diferentes compensadores diseñados, además, muestra los valores de las ganancias, resistencias, capacitores y las ubicaciones de los polos y ceros del sistema en lazo cerrado.

Con la información presentada en esta bitácora el diseñador puede decidir entre alguna de las tres soluciones planteadas. Además, puede comparar los valores de los componentes, si resultan comerciales o no, así como realizar una comparativa del Margen de Fase y Ancho de Banda de tal forma que la solución elegida pueda cubrir los parámetros de diseño deseados.

Las tres soluciones tienen en común los valores de las resistencias del sensor, la tensión de referencia, la ganancia del sensor y la ganancia del modulador. También, se hace constante el valor de la resistencia R_1 , ya que en base a ésta se calculan los demás componentes, aunque, el valor de los polos y ceros es distinto para cada solución.

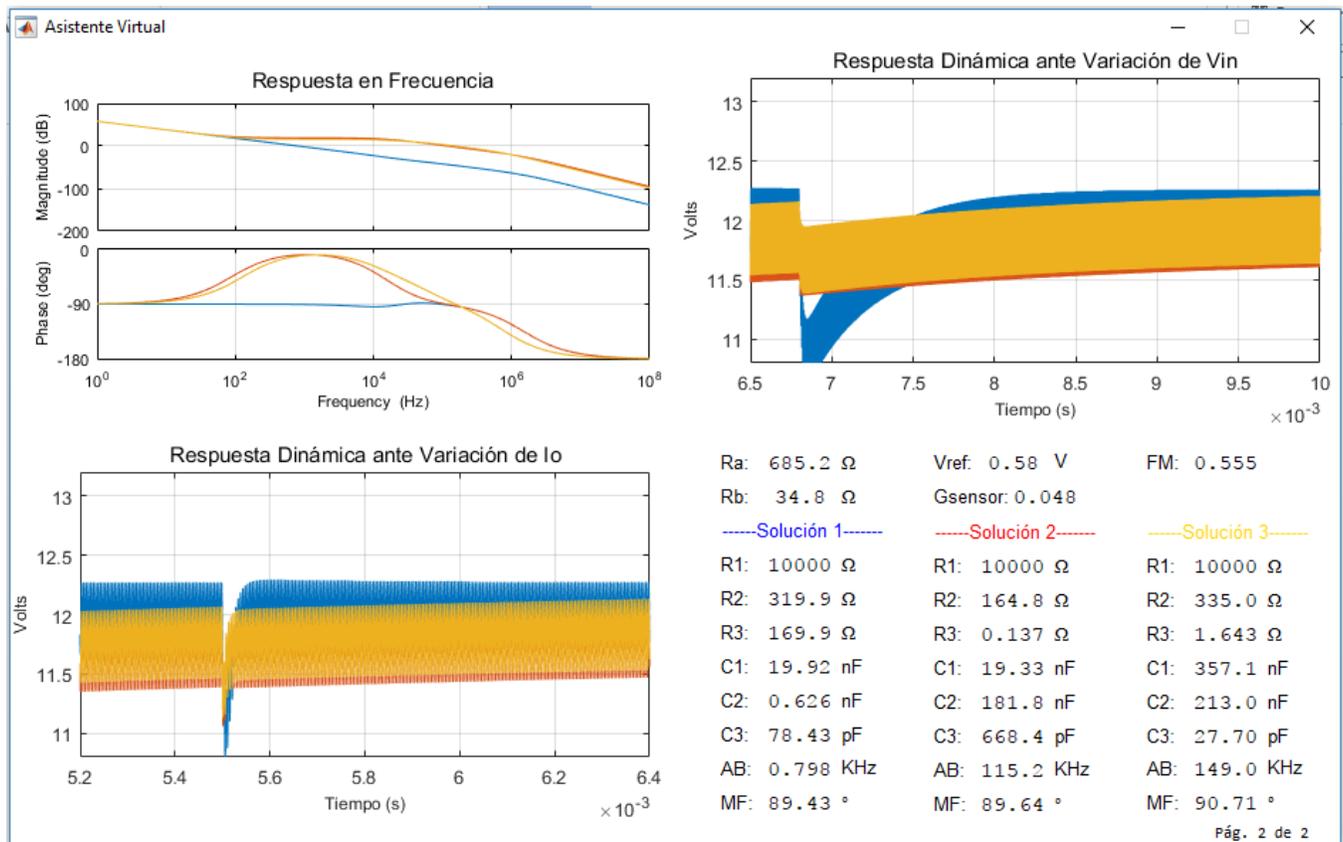


Figura 4.2.13. Bitácora electrónica #2

La tercera bitácora, Figura 4.2.14, se habilita al final del diseño del compensador, desde el *menú Archivo*, se ejecuta y muestra, en un solo archivo la Figura 4.2.4 o 4.2.5 según sea el caso, con sus respectivos valores, desde el convertidor hasta el compensador.

Una característica importante es que muestra los valores de las resistencias y capacitores de todos los diseños de compensador que se calcularon con anterioridad. Esta bitácora es el producto final del Asistente Virtual e incluye el diseño completo del convertidor (Buck o Boost) en lazo cerrado y sus respectivos valores para implementación.

El circuito eléctrico de la Figura 4.2.14 puede ser implementando en cualquier simulador de circuitos y variar los valores de los componentes para obtener las diferentes respuestas, de tal forma que se tenga completa certeza del diseño final que se desee implementar en laboratorio.

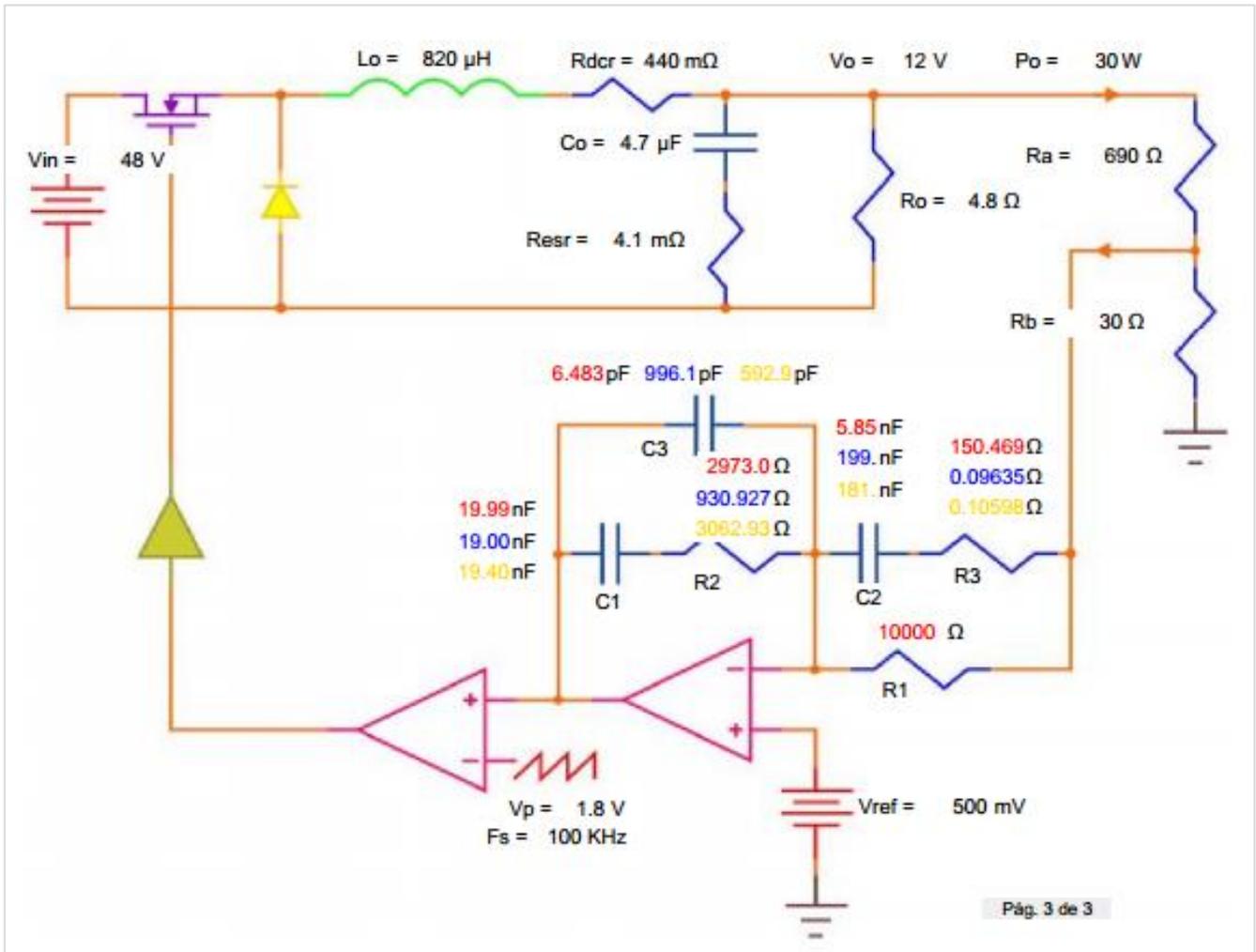


Figura 4.2.14. Bitácora electrónica #3

CAPÍTULO V. EXPERIMENTACIÓN

5.1 Introducción

En este Capítulo se describe el proceso de diseño un convertidor Buck, en modo tensión, operando en modo de conducción continua. Se utilizan exclusivamente las herramientas proporcionadas por el Asistente Virtual desarrollado para el cálculo de componentes y el esquema de control.

El proceso de diseño utilizado es el descrito en la Tabla 4.1.1, sin embargo, primero se diseña al convertidor en lazo abierto y posteriormente se diseñan los esquemas de control. Estas actividades se realizan con la finalidad de verificar que los valores proporcionados por el Asistente Virtual con completamente funcionales en la práctica.

En la sección 5.2 se presenta el diseño del convertidor en lazo abierto. Se obtienen los valores de los componentes y se implementa un prototipo en laboratorio, además, se obtienen las gráficas de la tensión y corriente de salida que validan el buen diseño. Se utiliza un circuito auxiliar para la conmutación del interruptor del convertidor.

En la sección 5.3 se realiza el procedimiento para diseñar el compensador tipo III. Se describió en la sección 4.2.3.4 que el Asistente Virtual permite obtener tres diseños de este esquema de control, así que, se tomarán los valores del primer diseño de compensador para implementarlo en el prototipo antes diseñado y obtener la respuesta del sistema en lazo cerrado.

Finalmente en la sección 5.4 se describe el procedimiento para el diseño de otro compensador. Esta vez se calcula un nuevo esquema, utilizando el Margen de Fase como factor principal; además, se realiza la implementación en el prototipo y se obtiene la respuesta en lazo cerrado.

En ambos casos de la implementación, de los compensadores diseñados, se obtiene la respuesta dinámica del sistema, así como la regulación de tensión y carga.

En la Tabla 5.1.1 se listan los parámetros de diseño para la implementación del convertidor Buck, los cuales, se seleccionaron de manera arbitraria.

Tabla 5.1.1. Parámetros de diseño del convertidor Buck

Parámetros de diseño	Valores
Tensión de entrada (V_{in})	48 V
Tensión de salida (V_o)	12 V
Potencia de salida (P_o)	30 W
Inductor (L_o)	253 μH
Capacitor (C_o)	2.2 μF
Frecuencia de operación (F_s)	100 kHz
Rizo de Tensión (ΔV_{co})	200 mV
Rizo de Corriente (ΔiLo)	350 mA

Cabe mencionar que, para diseñar e implementar la placa de circuito impreso del convertidor Buck se utilizó una aplicación de diseño profesional. Esta aplicación es PCB Wizard® y

proporciona una amplia variedad de herramientas que cubren todos los pasos tradicionales de producción de placas de circuito impreso.

5.2 Diseño de un convertidor Buck en lazo abierto

Para el diseño en lazo abierto, primero, se ingresan los datos de la Tabla 5.1.1 en el *área de diseño* del Asistente Virtual y se obtienen los resultados correspondientes, como se verifica en la Figura 5.2.1. Después, se obtienen las formas de onda, se comparan los esfuerzos en los dispositivos y se imprime la bitácora electrónica #1.

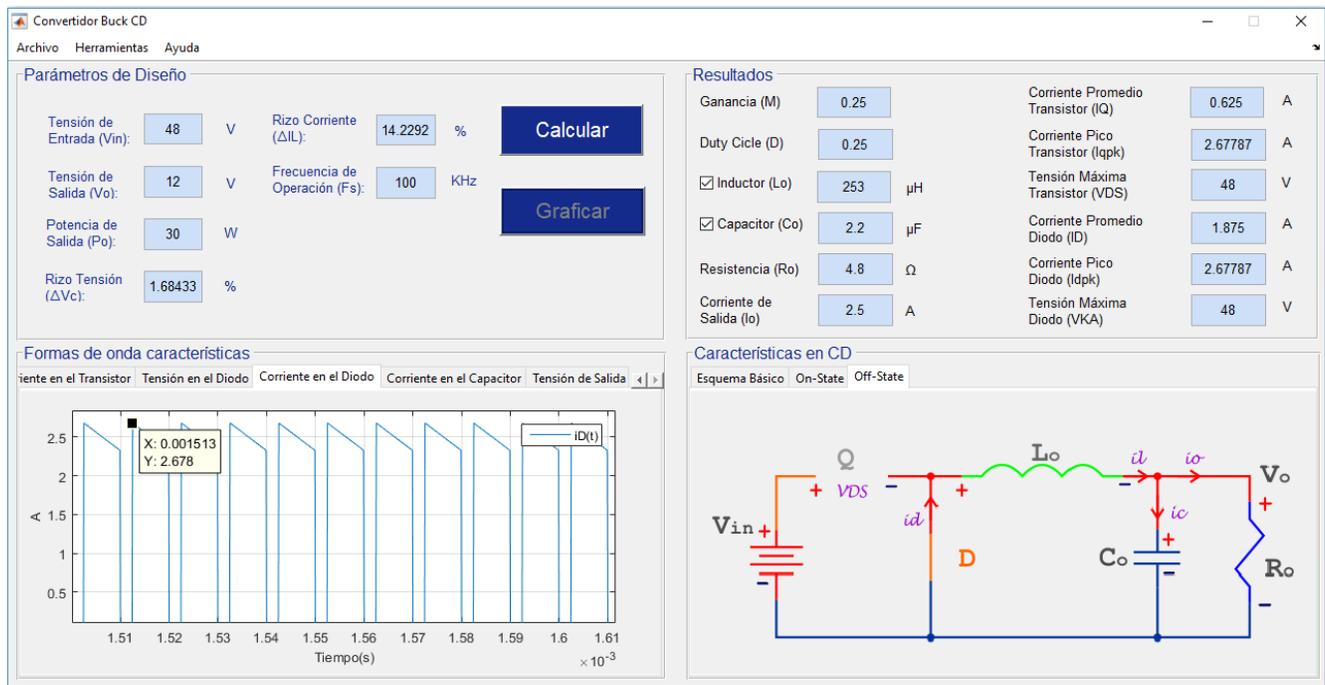


Figura 5.2.1. Diseño del convertidor Buck en lazo abierto

La selección de componentes se realiza de acuerdo con los resultados calculados del Asistente Virtual. El modelo de cada componente, que se utiliza en la implementación del convertidor, se lista en la Tabla 5.2.1. El modelo del transistor y del diodo está sobredimensionado, sin embargo, se utilizan por comodidad, gracias a que se tenían disponibles en laboratorio.

De acuerdo con la Figura 5.2.1 el ciclo de trabajo es del 25%, por lo que el circuito auxiliar deberá ajustarse a este valor. Además, se propone una carga de 4.8Ω por la cual circula una corriente de salida de 2.5 A.

La Figura 5.2.2a muestra el esquemático del convertidor Buck. En su diseño se incluyó la etapa de potencia, correspondiente al convertidor, y la etapa de control, aunque, para el objetivo de esta sección se deshabilita esta etapa. La Figura 5.2.2b muestra la placa de circuito impreso.

En la Figura 5.2.3 se ilustra el prototipo del convertidor Buck implementado y resume sus componentes. Sobre este prototipo se realizan las pruebas que a continuación se describen.

Tabla 5.2.1. Modelos de los componentes del convertidor Buck

Componente	Modelo	Características
Inductor	<i>FIT 106 – 1</i>	Toroide diseñado para altas frecuencias, soporta 4 A de corriente Máxima
Capacitor	<i>M108439946</i>	Capacitor de polipropileno para altas frecuencias.
Transistor	<i>FDP2532</i>	MOSFET de Canal N, soporta una tensión de 150 V y una corriente máxima de 79 A.
Diodo	<i>20CTQ150</i>	Rectificador Schottky de doble canal, soporta una tensión de 150 V y una corriente máxima de 10 A por canal.
Reóstato		Es un reóstato de 100 Ω , soporta una tensión de 1000 V y una corriente máxima de 2.76 A.

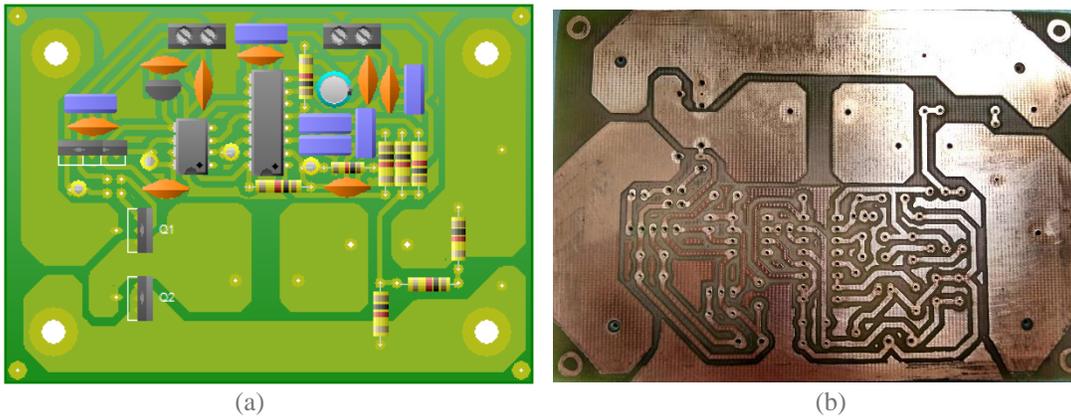


Figura 5.2.2. a) Esquemático y b) placa de circuito impreso del convertidor Buck

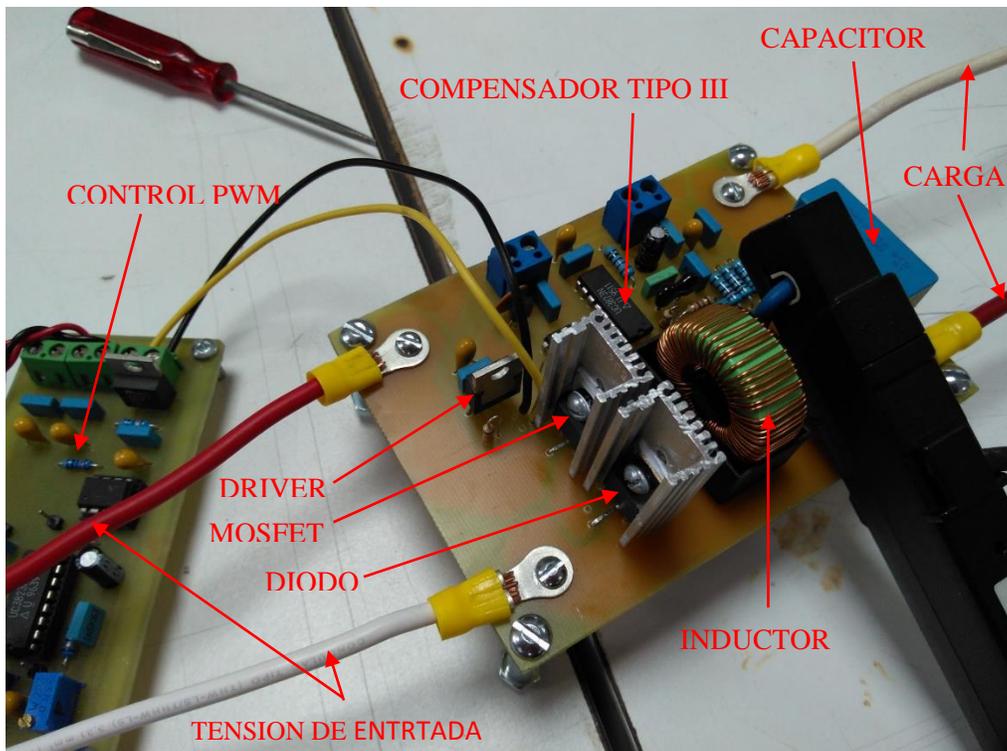


Figura 5.2.3. Detalles de la implementación del convertidor Buck

Para realizar las pruebas en lazo abierto se utilizó un circuito auxiliar implementado con el Controlador PWM UC3823N, el mismo que se usa en el diseño del compensador tipo III. La Figura 5.2.3 muestra, de lado izquierdo, esta placa de circuito y es independiente del diseño del convertidor.

Se ajustó el circuito auxiliar para que opere con un ciclo de trabajo constante, la amplitud del ancho de pulso es del 25%. Con esto se espera que el convertidor Buck trabaje en condiciones normales de operación y se obtenga la tensión de salida deseada.

Los resultados de esta prueba se muestran en las Figura 5.2.4. La tensión de salida se muestra en el canal 1 (10.0 V/div) y es aprox. 12.44 V . La corriente de salida se muestra en el canal 4 (500 mA/div) y tiene un valor aprox. de 2.478 A . Estos resultados son favorables y confirman la proximidad y veracidad que el Asistente Virtual ofrece para diseñar convertidores.

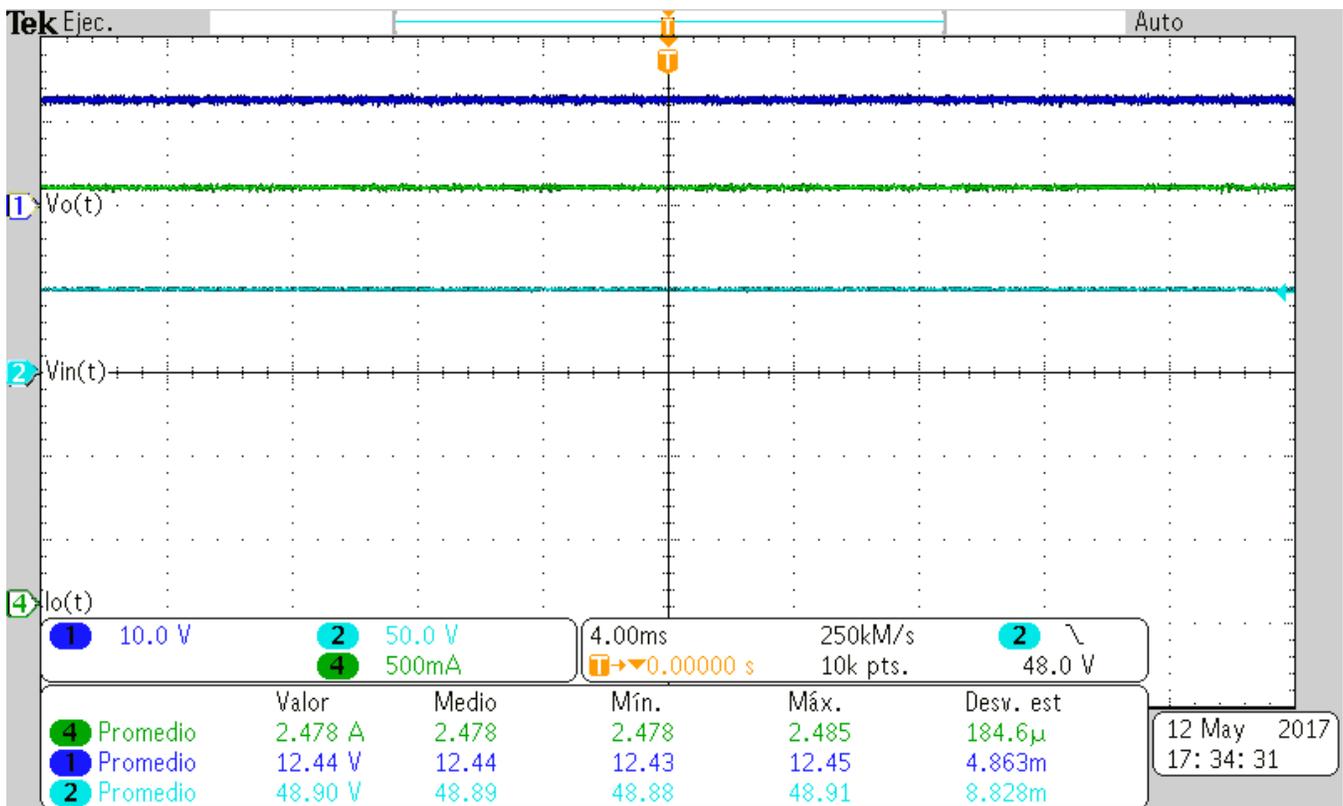


Figura 5.2.4. Tensión y corriente de salida del convertidor Buck (lazo abierto)

5.3 Primer diseño en lazo cerrado

Después de probar el prototipo implementado en lazo abierto, se procede a diseñar el esquema de control, como se mencionó anteriormente, la placa de circuito impreso diseñada tiene habilitados los espacios para implementar el compensador.

De nuevo se introducen los parámetros del convertidor Buck en el Asistente, pero esta vez utilizando el tipo de diseño en lazo cerrado. Se aprecia en la Figura 5.3.1 el diagrama de Bode

de la función de transferencia control-salida, la cual se obtuvo para una $R_{dcr} = 139 \text{ m}\Omega$ y una $R_{esr} = 4.1 \text{ m}\Omega$. Valores de las resistencias parásitas del inductor y capacitor respectivamente, obtenidos de las hojas de datos correspondientes.

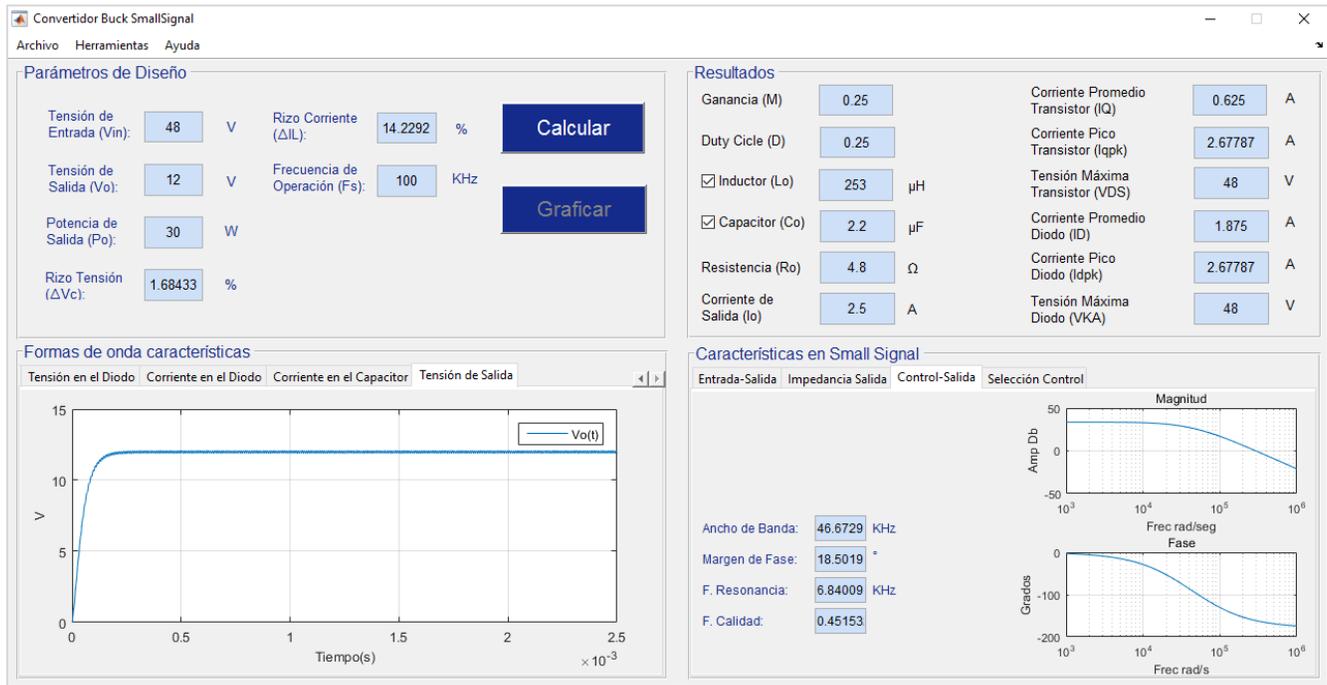


Figura 5.3.1. Diseño del convertidor Buck en lazo cerrado

En la pestaña *selección control* se selecciona el compensador tipo III y se ejecuta el algoritmo del esquema de control. La ventana de diseño se muestra en la Figura 5.3.2 y en la Tabla 5.3.1 se resumen los parámetros importantes del diseño seleccionado.

Como se observa en la Figura 5.3.2 se calculan tres diseños de compensador y el que se eligió, para implementación, es el propuesto por el propio *algoritmo* (solución 1), es decir, el que ofrece un margen de fase grande y ancho de banda reducido.

Los valores de componentes calculados no son valores comerciales, por lo que se tienen que ajustar al valor comercial más próximo. Este ajuste es necesario y al hacerlo se modifican ligeramente las posiciones de polos y ceros del compensador. Los valores modificados se muestran en la Tabla 5.3.1 y se puede observar sin dificultad las diferencias entre lo real y lo calculado.

Tabla 5.3.1. Ajuste de valores para el compensador (diseño 1)

Componente	Valores Calculados	Valores Reales
R_1	10 k Ω	10 k Ω
R_2	1163.85 Ω	1200 Ω
R_3	148.733 Ω	150 Ω
C_1	19.99 nF	22 nF
C_2	2.29 nF	2.2 nF
C_3	7.753 pF	10 pF

h_{lf}	795.77471 Hz	723.10281 Hz
ω_{z1}	$6.84009 \cdot 10^3$ Hz	$7.12740 \cdot 10^3$ Hz
ω_{z2}	$6.84009 \cdot 10^3$ Hz	$6.02859 \cdot 10^3$ Hz
ω_{p1}	$466.729 \cdot 10^3$ Hz	$482.287 \cdot 10^3$ Hz
ω_{p2}	$17644.7 \cdot 10^3$ Hz	$13268.94 \cdot 10^3$ Hz
Margen Fase	88.54°	
Ancho de banda	$0.7911 \cdot 10^3$ Hz	

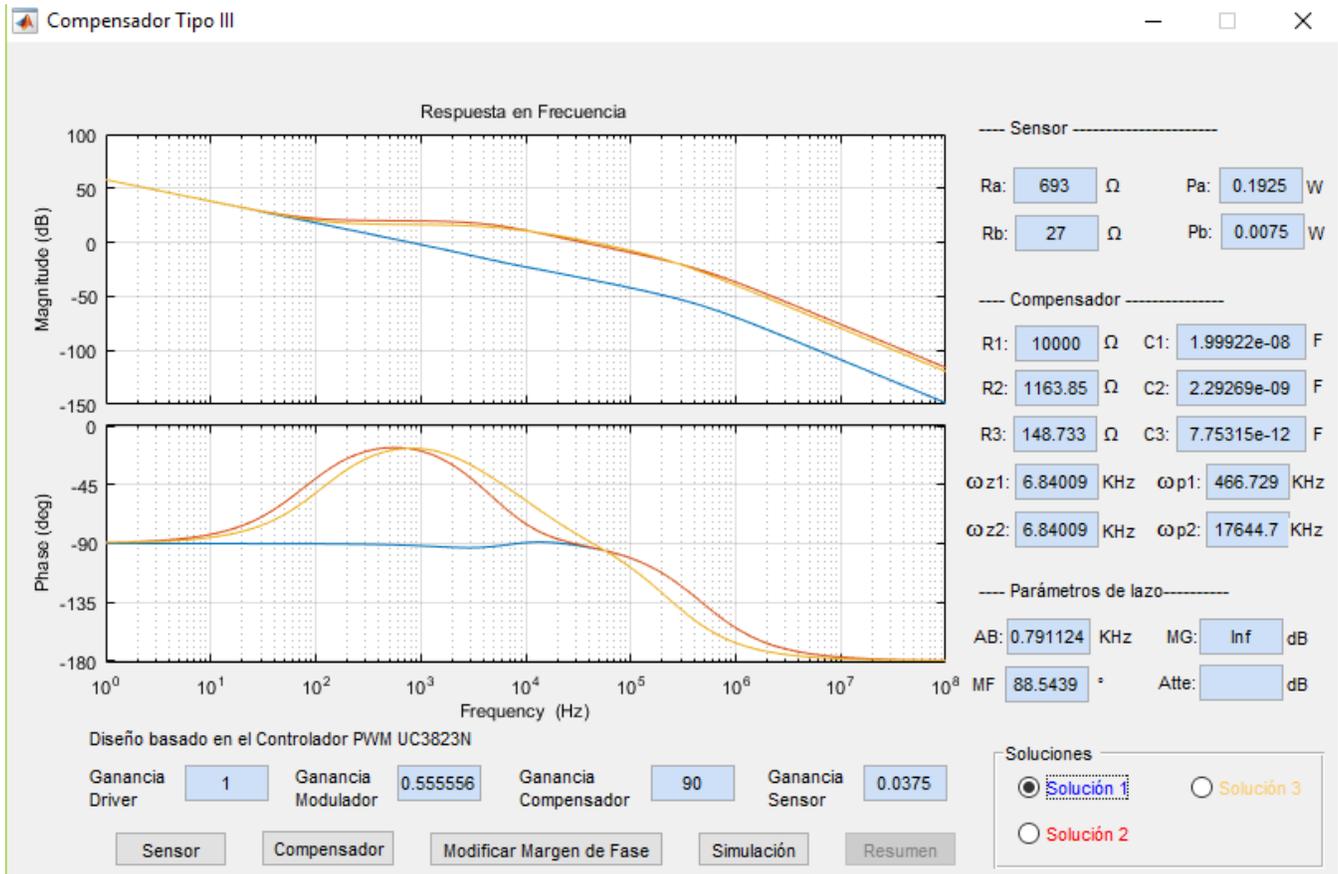


Figura 5.3.2. Resultados del diseño del primer compensador tipo III

Con los valores ajustados se procede a implementar, los componentes del compensador, en el circuito del convertidor de la Figura 5.2.3 y se realizan las pruebas correspondientes.

Primero se prueba el sistema en lazo cerrado, sin perturbaciones, de tal forma que se obtenga la tensión de salida deseada. El resultado, de esta primera prueba, se muestra en la Figura 5.3.3. La tensión de salida (canal 1) y corriente de salida (canal 4), son los esperados.

Después, se realiza la prueba dinámica de carga; para eso, se varía el valor de la carga, de forma instantánea, con ayuda de un circuito conmutador. El valor de la carga varía de 4.8Ω , que es la carga nominal, a 48Ω . Con esta prueba se ve la capacidad y velocidad del compensador implementado para mantener la tensión de salida en $12 V$. La respuesta del sistema en lazo cerrado, ante la variación de carga, se muestra en la Figura 5.3.4.

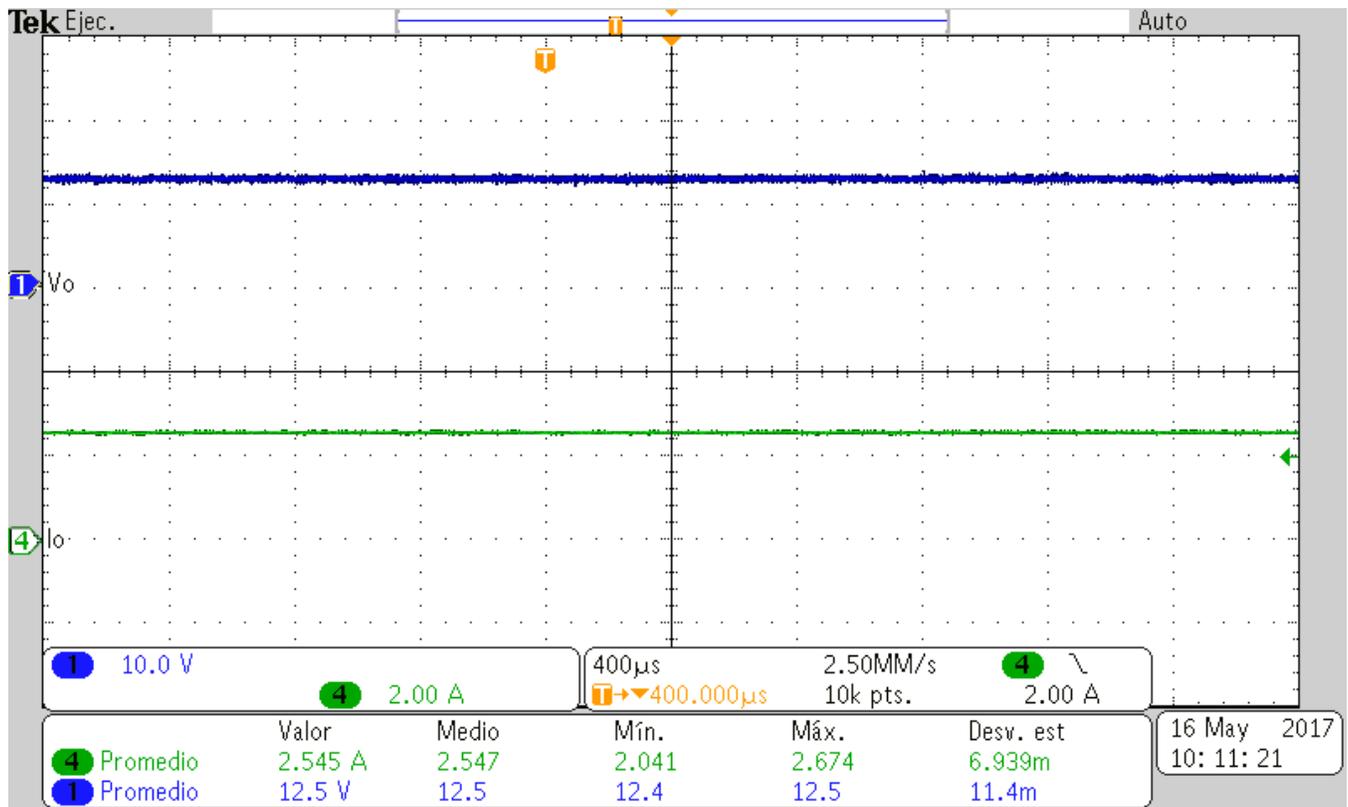


Figura 5.3.3. Tensión y corriente de salida del convertidor Buck (compensador 1)



Figura 5.3.4. Respuesta dinámica experimental del convertidor Buck (compensador 1)

De la Figura 5.3.4 se observa que el tiempo que le toma al compensador, regular la tensión de salida (canal 1), es de aprox. $400 \mu s$ y el sobretiro de tensión máximo es de aprox. $30 V$.

La Figura 5.3.5 muestra el comportamiento ideal de la respuesta dinámica del convertidor en lazo cerrado obtenido a través de la simulación con el algoritmo de pruebas dinámicas.

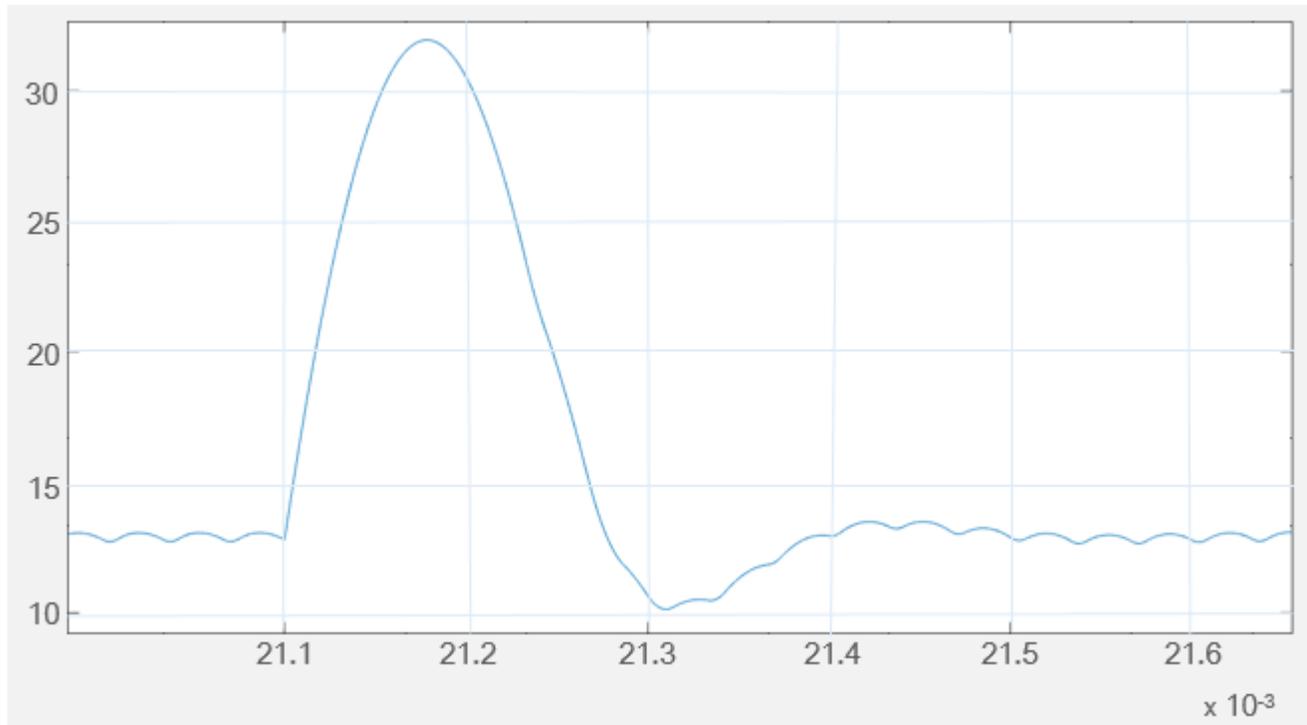


Figura 5.3.5 Respuesta dinámica simulada del convertidor Buck (compensador 1)

De la Figura 5.3.5 se observa que el tiempo que tarda el compensador en regular la tensión de salida es de aprox. $480 \mu s$ y el esfuerzo en tensión máximo es de aprox. $32 V$.

De lo planteado en simulación versus lo obtenido en la práctica no hay mucha diferencia, en la Tabla 5.5.2 se presentan las desviaciones y se resumen los resultados obtenidos.

Las siguientes pruebas se conocen como *pruebas de regulación*. Y se realizan para verificar la capacidad de respuesta del sistema en lazo cerrado, ante variaciones de corriente de salida y tensión de entrada, de mantener la tensión de salida en el valor deseado.

Primero se realiza la prueba de corriente, para ello, se varía “poco a poco” el valor de la carga y se toma nota de la variación de la corriente, así mismo se monitorean los cambios en la tensión de salida. Las variaciones de la tensión de salida ante las variaciones de la corriente de carga (Regulación de carga del convertidor) se muestra en la Tabla 5.3.2.

La regulación de carga se define en la Ecuación 5.3.1

$$Regulación_{carga} = \frac{12.52 - 12.48}{12} \cdot 100\% = 0.33\% \quad (5.3.1)$$

Tabla 5.3.2. Variación de la tensión de salida ante variaciones de la corriente de carga (Buck + compensador 1)

I_o (A)	V_o (V)	I_o (A)	V_o (V)	I_o (A)	V_o (V)
2.545	12.5	1.700	12.51	0.992	12.5
2.439	12.5	1.59	12.5	0.917	12.49
2.335	12.5	1.482	12.5	0.847	12.5
2.275	12.5	1.311	12.49	0.803	12.5
2.194	12.5	1.210	12.49	0.750	12.49
2.084	12.52	1.133	12.49	0.705	12.5
2.041	12.52	1.061	12.48	0.670	12.5
1.970	12.51	1.008	12.50		

Como es de esperarse, la tensión de salida se mantiene en rango, aun cuando la corriente de salida disminuye 75% de la corriente de salida nominal. Esto indica que el compensador implementado cumple su función.

Por último se realiza la prueba de tensión de entrada. Se varía esta tensión aumentándola “poco a poco” hasta llegar a 25%. Las variaciones de la tensión de salida versus la tensión de entrada se muestran en la Tabla 5.3.3.

Tabla 5.3.3. Variaciones de la tensión de salida ante variaciones de la tensión de entrada (Buck + compensador 1)

V_{in} (V)	V_o (V)	V_{in} (V)	V_o (V)
48.1	12.5	54.3	12.51
49.4	12.5	55.5	12.51
50.3	12.51	56.4	12.51
51.3	12.51	57.5	12.51
52.7	12.51	58.5	12.51
53.4	12.51	59.3	12.51

Las variaciones de la tensión de salida de la Tabla 5.3.3 están dentro de lo esperado. Y se afirma que el compensador es capaz de responder ante estas variaciones de tensión. La regulación de línea se define por la Ecuación 5.3.2.

$$Regulación_{línea} = \frac{12.51 - 12.5}{12} \cdot 100\% = 0.083\% \quad (5.3.2)$$

5.4 Segundo diseño en lazo cerrado

Con los resultados obtenidos en la Figura 5.3.1 y utilizando los mismo valores de resistencias parásitas de la sección anterior, se diseñó otro compensador tipo III, con diferente ancho de banda y margen de fase.

La Figura 5.4.1 muestra los diseños de compensador calculados y sobresalen los valores de la solución 2. Se seleccionó esta solución porque, a diferencia del primer diseño, tiene mayor ancho de banda, aunque menor margen de fase.

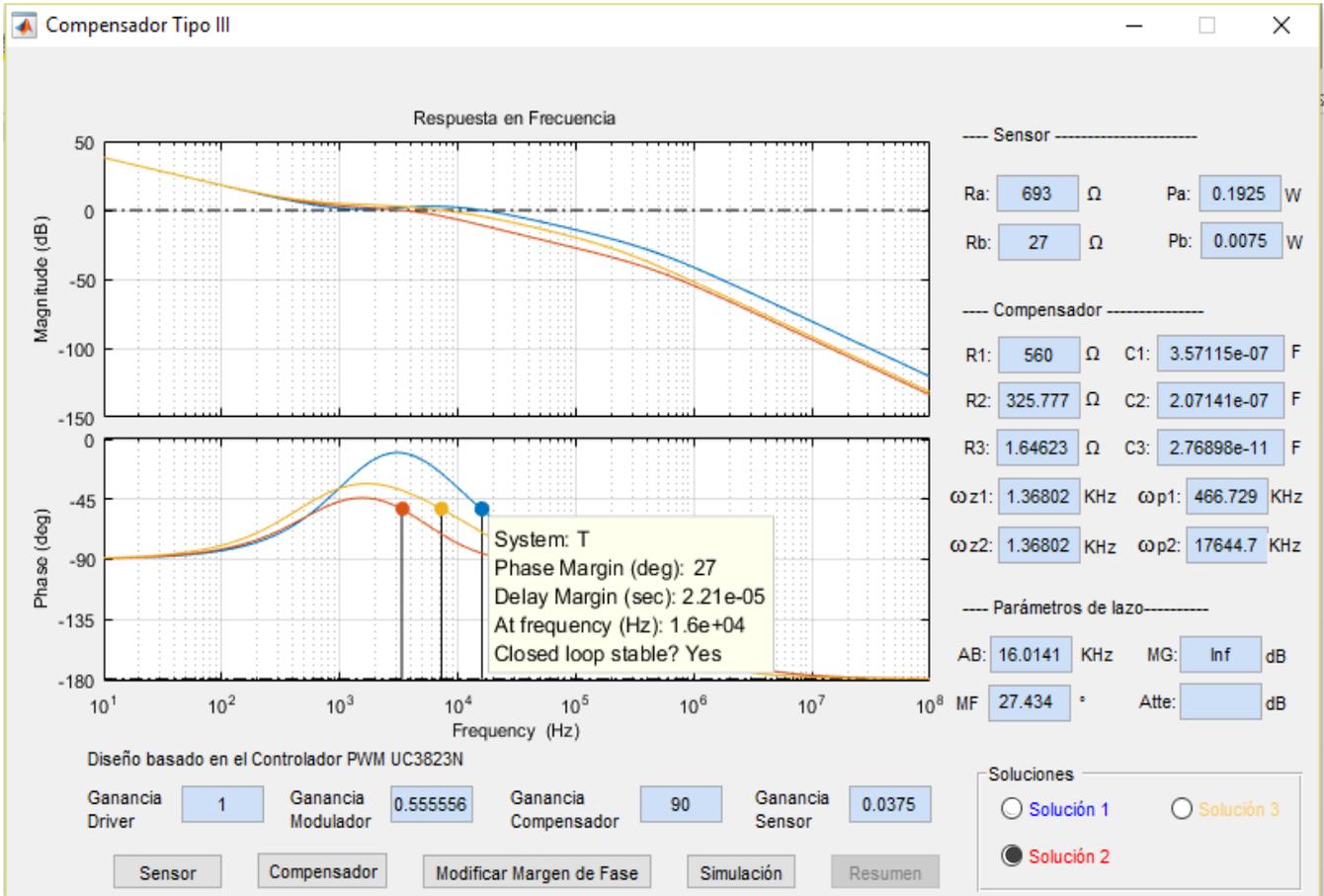


Figura 5.4.1. Diseño del segundo compensador tipo III

Antes de la implementación del nuevo compensador se tienen que ajustar los valores de los componentes calculados con valores comerciales. Además, se tiene que ver las variaciones que sufren los polos y ceros del compensador. Estos valores se listan en la Tabla 5.4.1.

Tabla 5.4.1. Ajuste de valores para el compensador (diseño 2)

Componente	Valores Calculados	Valores Reales
R_1	560 Ω	560 Ω
R_2	335.067776 Ω	330 Ω
R_3	1.643936 Ω	1.8 Ω
C_1	357.115 nF	330 nF
C_2	207.141 nF	220 nF
C_3	27.689 pF	27 pF
h_{lf}	795.774 Hz	861.157 Hz
ω_{z1}	$1.36802 \cdot 10^3$ Hz	$1.28770 \cdot 10^3$ Hz
ω_{z2}	$1.36802 \cdot 10^3$ Hz	$1.46147 \cdot 10^3$ Hz
ω_{p1}	$466.729 \cdot 10^3$ Hz	$401.906497 \cdot 10^3$ Hz

ω_{p2}	$17644.7 \cdot 10^3 \text{ Hz}$	$17863.96907 \cdot 10^3 \text{ Hz}$
Margen Fase	27.434°	
Ancho de banda	$16.0141 \cdot 10^3 \text{ Hz}$	

Una vez que se tienen los componentes finales se procede a la implementación del nuevo compensador. Esto se realiza sustituyendo las resistencias y capacitores del primer compensador en el circuito de la Figura 5.2.3 y realizando las pruebas correspondientes.

La primera prueba se realiza sin perturbaciones, es decir, se enciende el sistema en lazo cerrado y se mide, tanto la tensión como la corriente de salida. Los resultados de esta prueba son favorables y se muestran en la Figura 5.4.2.

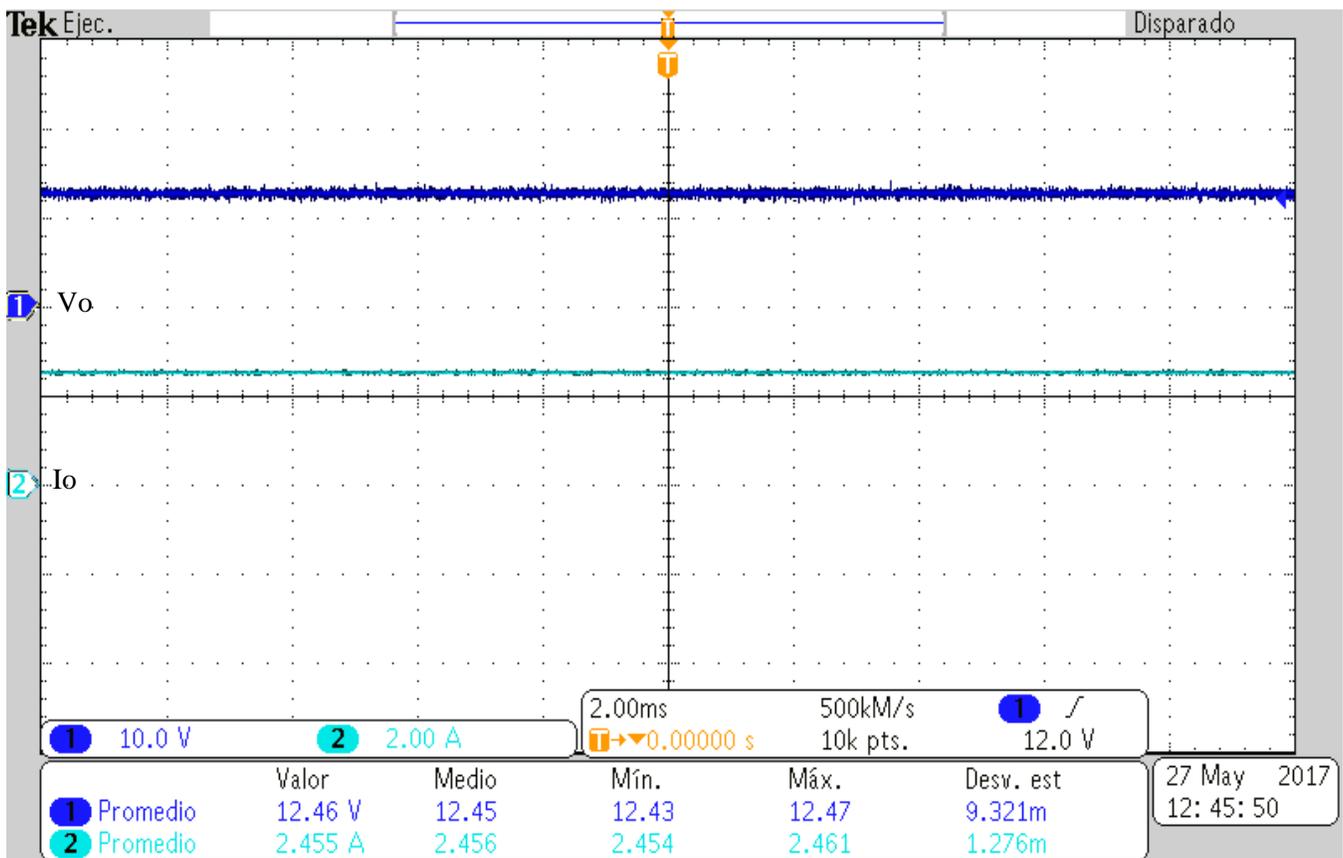


Figura 5.4.2. Tensión y corriente de salida del convertidor Buck (compensador 2)

Después se realiza la prueba dinámica de carga; para eso, se realiza el procedimiento descrito en la sección anterior. El valor de la carga varía de 4.8Ω , que es la carga nominal, a 48Ω .

Con esta prueba se obtiene el tiempo de respuesta del compensador implementado para mantener la tensión de salida en 12 V .

La respuesta del sistema en lazo cerrado, ante la variación de carga, se muestra en la Figura 5.4.3. El tiempo que le toma al compensador, regular la tensión de salida, es de aprox. $280 \mu\text{s}$ y el sobretiro de tensión máximo es de aprox. 36 V .

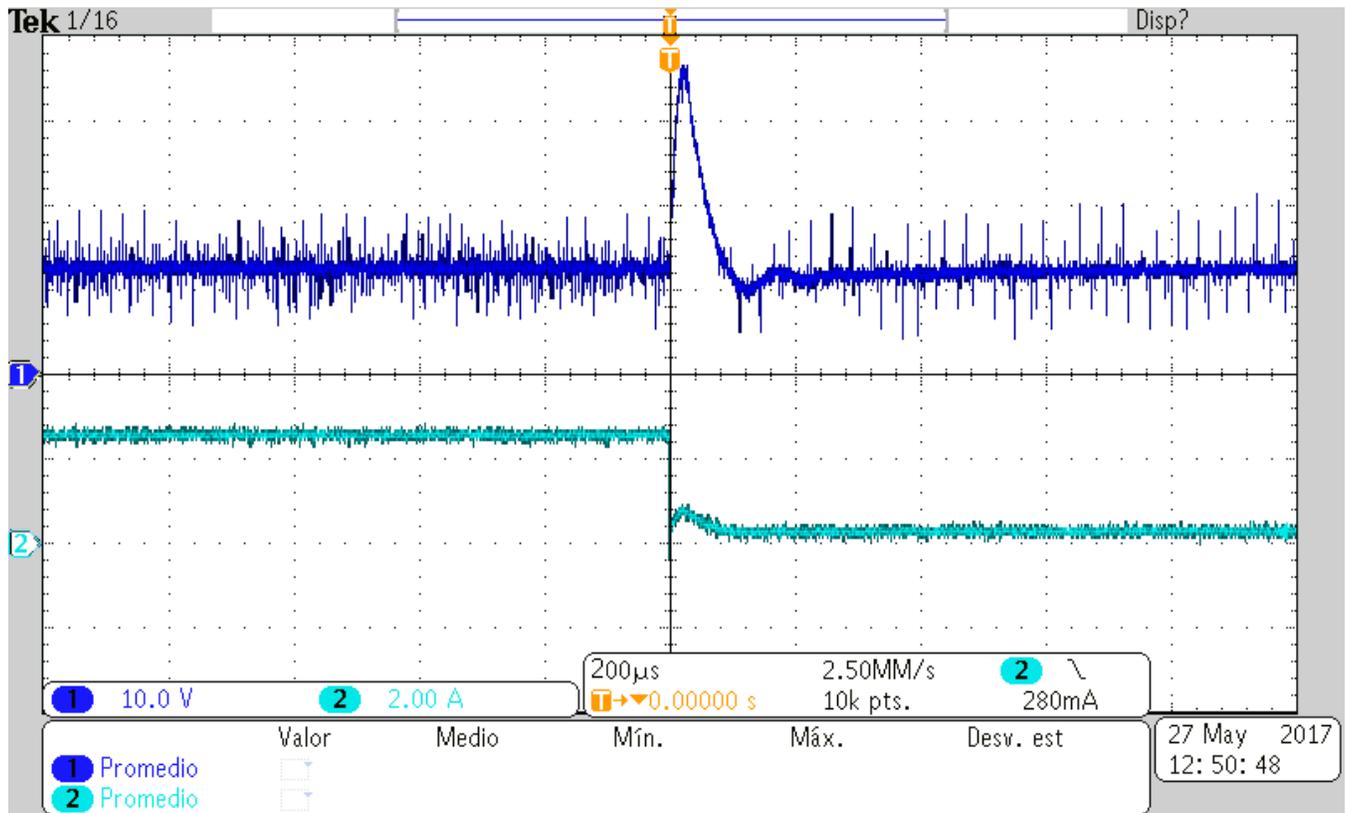


Figura 5.4.4. Respuesta dinámica real del convertidor Buck (compensador 2)

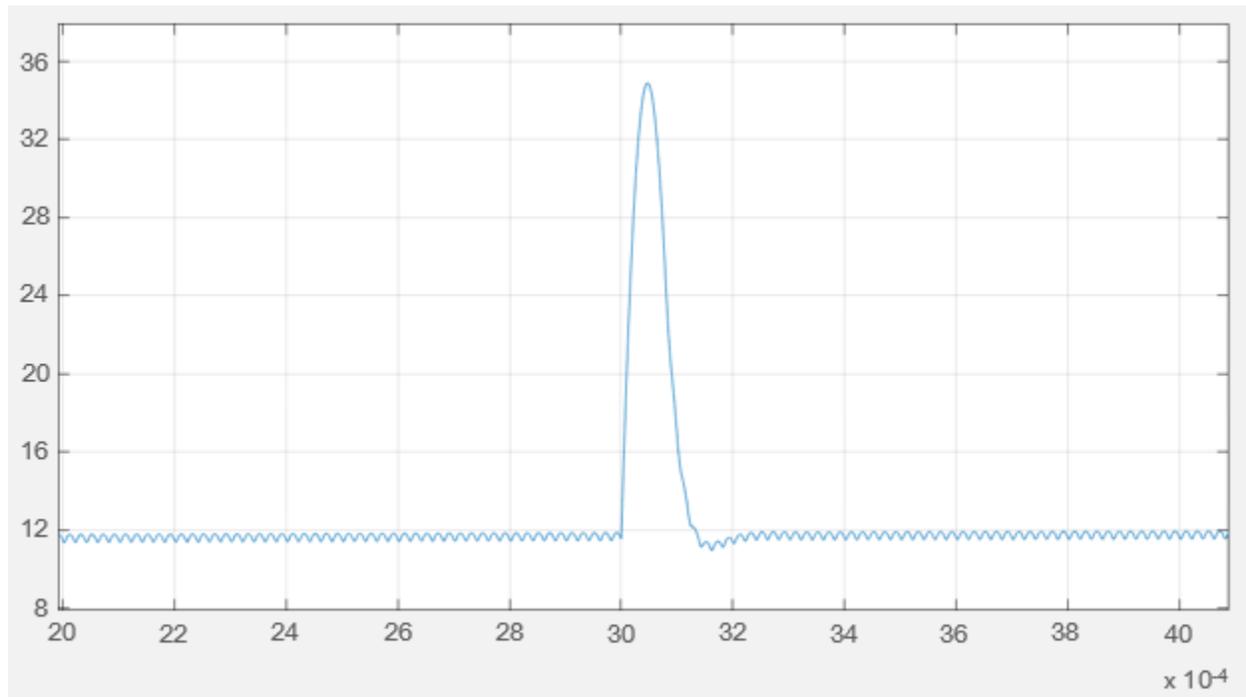


Figura 5.4.3. Respuesta dinámica simulada del convertidor Buck (compensador 2)

La Figura 5.4.5 muestra el comportamiento ideal de la respuesta dinámica del convertidor en lazo cerrado obtenido a través de la simulación con el algoritmo de pruebas dinámicas.

El tiempo que le toma al compensador, regular la tensión de salida, es de aprox. $300 \mu s$ y el sobretiro de tensión máximo es de aprox. $35 V$. Las desviaciones entre lo planteado en simulación y los resultados de la prueba experimental se resumen en la Tabla 5.5.3.

La prueba de regulación de corriente se realiza de igual forma que en la sección anterior; se varía “poco a poco” el valor de la carga y se toma nota de la variación de la corriente, así mismo se monitorean los cambios en la tensión de salida. Las variaciones de la tensión de salida ante las variaciones de la corriente de carga se muestran en la Tabla 5.4.2

Tabla 5.4.2. Variaciones de la tensión de salida ante variaciones en la corriente de carga (Buck + compensador 2)

I_o (A)	V_o (V)	I_o (A)	V_o (V)	I_o (A)	V_o (V)
2.53	12.5	1.727	12.5	0.974	12.5
2.42	12.5	1.623	12.5	0.903	12.5
2.29	12.5	1.503	12.5	0.858	12.5
2.21	12.5	1.428	12.48	0.794	12.49
2.102	12.5	1.205	12.5	0.750	12.49
2.03	12.5	1.125	12.51	0.698	12.5
2.016	12.5	1.041	12.5	0.670	12.5
1.867	12.5	1.069	12.5		

La tensión de salida se mantiene, en promedio, constante; aun cuando la corriente de salida disminuye aprox. 75% de la corriente de salida nominal. Esto indica que el nuevo compensador implementado funciona correctamente. La regulación de carga se define por la Ecuación 5.4.1

$$Regulación_{carga2} = \frac{12.51 - 12.48}{12} \cdot 100\% = 0.25\% \quad (5.4.1)$$

Finalmente se presenta en la Tabla 5.4.3 las variaciones de la tensión de salida ante variaciones de la tensión de entrada. La tensión de entrada máxima de prueba es aprox. 25% de la tensión de entrada nominal. La regulación de línea es del 0%.

Se puede verificar el correcto funcionamiento del nuevo compensador implementando. La tensión de salida no se ve afectada por los cambios que sufre la tensión de entrada.

Tabla 5.4.3. Variaciones de la tensión de salida ante variaciones en la tensión de entrada (Buck + compensador 2)

V_{in} (V)	V_o (V)	V_{in} (V)	V_o (V)
48.2	12.5	54.2	12.5
49.5	12.5	55.4	12.5
50.4	12.5	56.5	12.5
51.3	12.5	57.7	12.5
52.8	12.5	58.4	12.5
53.6	12.5	59.5	12.5

5.5 Resumen de resultados

Gracias a las herramientas que ofrece el Asistente Virtual se pudo diseñar e implementar el prototipo del convertidor Buck y los esquemas de control. Con este experimento se valida que los datos proporcionados por el Asistente son confiables y funcionales.

A manera de comparación, se muestran en la Tabla 5.5.1 las características principales de los compensadores diseñados. Cabe mencionar que el primer diseño es el que propone el Asistente y el segundo diseño se obtuvo con el algoritmo.

Tabla 5.5.1. Características de los compensadores implementados

Compensador	Tensión de Salida (V)	Corriente de Salida (A)	Ancho de Banda (kHz)	Margen de Fase (°)	Tiempo de estabilidad (μs)
Diseño 1	12.5	2.545	0.786	88.54	400
Diseño 2	12.46	2.455	16.0141	27.434	280

La Tabla 5.5.2 muestra las características del convertidor Buck bajo la acción del primer diseño de compensador y se comparan contra las características obtenidas en simulación. También se presenta la desviación de lo real versus lo simulado.

Tabla 5.5.2. Tabla comparativa del convertidor Buck con el primer diseño de compensador (real vs simulado)

Parámetros	Real	Simulado	Desviación
Tensión de salida (V)	12.5	11.9	+0.6
Corriente de salida (A)	2.545	2.479	+0.06
Tiempo de estabilidad (μs)	400	450	-50
Sobretiro máximo (V)	30	32	-2

La Tabla 5.5.3 muestra las características del convertidor Buck bajo la acción del segundo diseño de compensador y se comparan contra las características obtenidas en simulación. También se presenta la desviación de lo real versus lo simulado.

Tabla 5.5.3 Tabla comparativa del convertidor Buck con el segundo diseño de compensador (real vs simulado)

Parámetros	Real	Simulado	Desviación
Tensión de salida (V)	12.46	12	+0.46
Corriente de salida (A)	2.455	2.48	-0.025
Tiempo de estabilidad (μs)	280	300	-20
Sobretiro máximo (V)	36	35	+1

CAPÍTULO VI. CONCLUSIONES Y TRABAJOS FUTUROS

6.1 Introducción

Las capacidades y el uso de los asistentes virtuales se están expandiendo rápidamente, con nuevos productos, nuevas funcionalidades y herramientas cada vez más sofisticadas. El diseño e implementación de estas herramientas informáticas, en diversas plataformas de desarrollo y múltiples lenguajes de programación, permite visualizar la necesidad que se tiene de mejorar el proceso de diseño de dispositivos, minimizar los tiempos de producción y maximizar la calidad de los mismos. La finalidad de estas herramientas informáticas es ayudar a usuarios de sistemas computacionales en las labores de diseño asistido por computadora, de tal forma, que los procesos, modelos matemáticos, procesos iterativos, etc., sean transparentes para el usuario, enfocándose en la obtención de un producto final de calidad.

6.2 Principales resultados

El Asistente Virtual cumple su propósito al ser una herramienta interactiva de diseño de convertidores CD-CD completamente funcional. Es una herramienta que permitirá al diseñador de convertidores mejorar el proceso de análisis, diseño y simulación en lazo abierto y lazo cerrado.

Su diseño interactivo basado en el entorno *Windows*[®] e implementado mediante la herramienta de software matemático, como lo es MATLAB[®]; y su estructura modular, hacen del Asistente Virtual, una herramienta interactiva eficaz de *diseño asistido*.

Con ayuda del Asistente Virtual se consigue mostrar al usuario el comportamiento de los convertidores CD-CD en los tiempos de conmutación a través de las formas de onda características y los circuitos equivalentes (tipo de diseño en lazo abierto).

A diferencia de un simulador de circuitos convencional, el Asistente permite visualizar los valores correspondientes a: ancho de banda, margen de fase, factor de calidad y frecuencia de resonancia del convertidor en lazo abierto. El tipo de asistencia que se ofrece a usuarios con conocimientos en compensadores es: mediante un panel de control se identifican los diseños de compensador obtenidos, mostrando las características principales de cada diseño; estas son: valores de las resistencias del sensor y la potencia que disipan, valores de los polos y ceros, margen de fase y ancho de banda del sistema en lazo cerrado, además permite visualizar cómo será el comportamiento dinámico ante variaciones de tensión de entrada y corriente de carga.

El tipo de asistencia que se ofrece a usuarios inexpertos es, mostrar la misma información antes mencionada con la opción de ejecutar una guía en formato PDF con ejemplos, de tal forma que el usuario pueda ir ingresando valores y analizando el comportamiento del convertidor.

Gracias a los resultados de la implementación experimental, en lazo abierto y cerrado, se demuestra la funcionalidad del Asistente Virtual, permitiendo dar confianza al usuario al momento de recurrir a esta herramienta.

A partir de la validación de parámetros, análisis de resultados, simulaciones y modelado, se logra el diseño asistido, de convertidores y esquemas de control; y se establece la estructura final del Asistente Virtual.

La estructuración, de la plataforma base del Asistente Virtual, se rige bajo el esquema de programación modular, tanto en las sentencias de código como en Ficheros-M, lo que permite encontrar posibles mejoras y actualizar la información en el futuro.

6.3 Aportación

Con base en el estudio del comportamiento, en CD y en pequeña señal, de las topologías no aisladas de convertidores CD-CD se logró el desarrollo y puesta en marcha de esta plataforma interactiva que facilita diseñar y simular estas topologías básicas.

La plataforma interactiva incluye las seis topologías comunes de convertidores CD-CD y un esquema de control. Permite el diseño en modo de conducción continua y el diseño en lazo abierto para todas las topologías (descritas en el capítulo III).

Aunado a esto se incluyen las características en pequeña señal de las seis configuraciones básicas y el diseño en lazo cerrado de los convertidores Buck y Boost en modo tensión.

El diseño de la plataforma está organizado de tal manera que pueda ser fácil de usar y que los estudiantes puedan aprovecharla al máximo para comprender el funcionamiento de los convertidores CD-CD.

En la Tabla 6.4.1 se muestra el resumen de las características de los asistentes virtuales estudiados en el capítulo II. Esta Tabla muestra los mismos datos que la Tabla 2.2.1 pero incluyendo al Asistente Virtual desarrollado. Con fines comparativos, se presentan, los atributos del Asistente Virtual.

6.4 Limitantes

Las funcionalidades del Asistente Virtual se limitan a usuarios con poca o mucha experiencia en el ámbito de convertidores CD-CD y esquemas de control. Aunque incluye una sección de teoría sobre convertidores no es una herramienta de “primeros pasos” que puede ser utilizada por usuarios con escasos conocimientos de análisis de circuitos.

Cabe mencionar que al Asistente Virtual no se le incluyeron topologías de convertidores en versión aislada. Asimismo, se descartó la operación de los mismos en modo de conducción discontinua, modo de conducción en la frontera y control modo corriente.

La ejecución del Asistente Virtual debe hacerse a través de una computadora que tenga el software MATLAB/Simulink® previamente instalado. Además, no se recomienda el uso de versiones anteriores a R2015b.

6.5 Trabajos futuros

El trabajo de tesis realizado es amplio, sin embargo, no se logran abarcar todas las topologías de convertidores CD-CD, los modos de conducción, los modos de control y mucho menos los esquemas de control. Es por ello que, como trabajos futuros se mencionan los siguientes:

- Implementar el compensador tipo III para el convertidor Buck-Boost y los convertidores de cuarto orden.
- Incluir el modo de conducción discontinua para los convertidores incluidos en el Asistente Virtual.
- Diseñar algoritmos que permitan implementar nuevas estrategias de control acorde con las necesidades del usuario.
- Completar la tabla de valores comerciales que se ofrece para los inductores y capacitores.
- Incluir una base de datos de valores comerciales de todos los componentes necesarios para la implementación de convertidores en el laboratorio.
- De ser posible, incluir una herramienta que permita dar una idea de cómo diseñar el circuito impreso de un convertidor en lazo cerrado.
- Incluir en el Asistente Virtual los convertidores CD-CD en versión aislada.
- Mejorar el Asistente Virtual de tal forma que se pueda ejecutar en modo multitarea.
- Incluir el comando *Guardar como* que permita sustituir las bitácoras electrónicas.

Tabla 6.5.1. Asistente Virtual desarrollado vs otros asistentes virtuales

Nombre	Asistentes Virtuales												
	Plataforma de desarrollo	Convertidores CD-CD						Características					Control
		Buck	Boost	Buck-Boost	Cúk	SEPIC	Zeta	Simulación	Diseño CD	Diseño CA	MCC	MCD	
Software-Reconfigurable e-Learning Platform for Power Electronics Courses	Java												
Simulation Tools of DC-DC Converters for Power Electronics Education	Java												
Internet based toolkit for simulation of DC/DC converters	Matlab/Simulink LabView												
A Matlab tool for determining the parameters of power DC-DC non isolated converters	Matlab												
Asistente para el análisis y diseño de topologías comunes de convertidores CD-CD	Matlab/Simulink												
Infineon Designer	TINA Design Suit												
Asistente para el diseño y simulación de convertidores CD-CD en lazo cerrado.	Matlab/Simulink												

BIBLIOGRAFÍA

- [1] D. Maksimović, A. M. Stankovic, V. J. Thottuvelil and C. G. Verghese, "Modeling and simulation of power electronic converters," de *Proceedings of the IEEE*, no. 6, pp. 898-912, 2001.
- [2] C. J. Hsiao, R. B. Ridley, H. Naitoh and F. C. Lee, "Circuit-oriented discrete-time modeling and simulation for switching converters," de *PESC'87-Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference*, vol. 1, pp. 167-176, 1987.
- [3] H. Piquet, T. Meynard, H. Foch and Y. Chéron, "Design tools and methods for power electronics," de *IEEE 4th Workshop on Computers in Power Electronics*, pp. 238-243, August 1994.
- [4] S. B. Leeb, J. L. Kirtley and G. C. Verghese, "Recognition of dynamic patterns in DC-DC switching converters," de *Power Electronics Specialists Conference*, pp. 26-33, June 1989.
- [5] R. D. Middlebrook and S. Cuk, "A general unified approach to modelling switching-converter power stages," de *Power Electronics Specialists Conference*, pp. 18-34, June 1976.
- [6] D. W. Hart, "DC-DC Converters," de *Power Electronics*, New York, McGraw-Hill, 2011, pp. 196-230.
- [7] R. W. Erickson and D. Maksimovic, "Controller Design," de *Fundamentals of Power Electronics*, New York, Springer Science & Business Media., 2007, pp. 331-369.
- [8] K. Ogata, "Diseño de sistemas de control en el espacio de estados," de *Ingeniería de control moderna*, Madrid, Pearson Education SA, 2010, pp. 722-806.
- [9] H. Veneable, "The K-factor: A New Mathematical Tool for Stability; Analysis and Synthesis," de *Proceeding of Powercon*, no. 10, pp. 22-24, 1983.
- [10] C. Basso, "Designing control loops for linear and switching powersupplies: a tutorial guide," de *Artech House, USA*, 2012.
- [11] D. Mitchell y B. Mammano, "Designin Stable Control Loops," de *Texas Instrument Incorporated*, no. 5, pp. 1-30, 2002.
- [12] H. Choi y D. Ph, "Practical Feedback Loop Design Considerations for Switched Mode Power Supplies," de *Fairchild Semiconductor Power Seminar*, pp. 1-14, 2010-2011.
- [13] H. Sira Ramirez and R. Silva Ortigoza, "GPI controller design," de *Control Design Techniques in Power Electronic Devices*, Cd de México, Springer Science+Bussines Media, 2006, p. 154.
- [14] L. Cao, "Type III Compensator Design for Power Converters," de *Power Electronics Technology*, pp. 20-25, 2011.
- [15] C. Batard, F. Poitiers, C. Millet y N. Ginot, "Simulation of Power Converters Using Matlab-Simulink," de *MATLAB - A Fundamental Tool for Scientific Computing and Engineering Applications*, vol. 1, pp. 43-68, 2012.
- [16] H. Le-Huy y G. Sybille, "MATLAB/Simulink and PSpice as Modelling Tools for Power Systems and Power Electronics," de *Power Engineering Society Summer Metting*, pp. 766-767, 2000.

- [17] D. Ortega, J. L. Villa, J. F. Sanz y J. Sallan, "Herramienta Informática para la Solución de Problemas de Control de Motores DC Alimentados Mediante Convertidores AC-DC," de *Tecnología, Aprendizaje y Enseñanza de la Electrónica*, Madrid, España, 2006.
- [18] P. Cova y M. Bernardoni, "A MATLAB based approach for electro-thermal design of power converters," de *6th International Conference on Integrated Power Electronics Systems*, Nuremberg, Germany, 2010.
- [19] W. Shun-Chung and L. Yi-Hwa, "Software-Reconfigurable e-Learning Platform for Power Electronics Courses," de *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, no. 6, pp. 2416-2424, June 2008.
- [20] C. A. Canesin, F. A. Goncalves and L. P. Sampaio, "Simulation Tools of DC-DC Converters for Power Electronics Education," de *13th European Conference on EPE'09 In Power Electronics and Applications*, pp. 1-10, 2009.
- [21] Ş. Demirbaş and G. Mutlu, "Internet based toolkit for simulation of DC/DC converters," de *Power Engineering, Energy and Electrical Drives (POWERENG), International Conference on IEEE*, pp. 1-5, May 2011.
- [22] A. Taut, O. Pop, I. Baciú and M. Daraban, "A Matlab tool for determining the parameters of power DC-DC non isolated converters," de *36th International Spring Seminar on IEEE In Electronics Technology (ISSE)*, pp. 423-427, May 2013.
- [23] E. M. Amores Campos, "Asistente para el análisis y diseño de topologías comunes de convertidores cd-cd," de *Tesis de posgrado*, Cuernavaca, Morelos, Centro Nacional de Investigación y Desarrollo Tecnológico, 2016, pp. 27-41.
- [24] Infineon Technologies A.G., "Infineon Designer," Infineon Tools Landing, [En línea]. Disponible en: <http://www.infineon.com>. [Último acceso: Diciembre 2017].
- [25] C. K. Alexander y M. N. O. Sadiku, "Capacitores e Inductores," de *Fundamentos de circuitos eléctricos*, McGraw-Hill Interamericana, 2006, pp. 215-252.
- [26] V. Vorpérian, "Simplified Analysis of PWM Converters Using Model of PWM Switch PART I: Continuous Conduction Mode," de *IEEE Transactions on Aerospace and Electronics Systems*, vol. 26, no. 3, pp. 490-496, 1990.
- [27] Q. He and Y. Zhao, "The design of controller of buck converter," de *Computer Application and System Modeling (ICCASM), International Conference IEEE*, vol. 15, pp. 15-251, October 2010.
- [28] N. Mohan, W. P. Robbins, T. M. Undeland, R. Nilssen and O. Mo, "Simulation of power electronic and motion control systems-an overview," de *Proceedings of the IEEE*, vol. 82, no. 8, pp. 1287-1302, 1994.
- [29] M. H. Rashid, "DC DC Converters," de *Power Electronics Handbook: devices, circuits and applications.*, Academic Press Series in Engineering, 2010, pp. 211-223.
- [30] J. Falin, "Designing DC/DC converters based on SEPIC topology," de *Analog Applications Journal*, pp. 18-23, 2008.

- [31] H. Sira Ramirez and R. Silva Ortigoza, "Modelling of DC-to-DC Power Converters," de *Control Design Techniques in Power Electronic Devices*, Cd de México, Springer Science+Bussines Media, 2006, pp. 11-56.
- [32] J. M. Rivas, D. Jackson, O. Leitermann, A. D. Sagneri, Y. Han y D. J. Perreault, "Design Considerations for Very High Frequency dc-dc Converters," de *37th IEEE Power Electronics Specialists Conference*, pp. 18-22, 2006.
- [33] M. H. Rashid, "Diodos semiconductores de potencia," de *Electrónica de potencia, circuitos, dispositivos y aplicaciones*, Prentice Hall Hispanoamericana, 1993, pp. 20-35.
- [34] M. H. Rashid, "Transistores de potencia," de *Electrónica de potencia, circuitos, dispositivos y aplicaciones*, Prentice Hall Hispanoamericana, 1993, pp. 262-301.

ANEXO I. VARIABLES DE ESTADO PROMEDIADO

En esta sección se describe la técnica llamada *Variables de estado promediado*. Esta técnica se aplica a los convertidores del Capítulo II para encontrar el modelo dinámico que describe su comportamiento. El conjunto de ecuaciones encontradas se utilizan para realizar las respectivas simulaciones en el entorno de simulación de Simulink®.

Las variables de estado de un convertidor CD-CD (sistema dinámico) son las variables que constituyen el conjunto más pequeño de variables que determinan el estado de este sistema dinámico.

Si al menos se necesitan n variables $x_1, x_2 \dots x_n$ para describir completamente el comportamiento dinámico del convertidor de orden n (de forma que una vez que la entrada para $t \geq t_0$ está dada y el estado inicial en $t = t_0$ está especificado, el estado futuro del sistema está determinado completamente), entonces tales n variables son un conjunto de variables de estado.

Es importante aclarar que las variables de estado pueden ser medibles o no, que representen magnitudes físicas o solo matemáticas. Sin embargo, prácticamente es conveniente seleccionar para las variables de estado cantidades físicamente medibles (equivalentes a los n elementos de almacenamiento de energía del convertidor).

La técnica de análisis dinámico llamado *Variables de estado promediado* aproxima el comportamiento de un convertidor conmutado. Como resultado se obtiene un modelo matemático que permite determinar corriente, tensión, funciones de transferencia, etc., o un circuito equivalente lineal.

El procedimiento de análisis de esta técnica es el siguiente:

- se identifican los circuitos equivalentes sobre un ciclo de conmutación.
- se identifican las variables de estado del convertidor y se establecen las ecuaciones de estado utilizando las leyes de Kirchhoff de corriente y tensión.
- se realiza el promediado de las variables de estado considerando el ciclo de trabajo como factor dominante.

Para ejemplificar el procedimiento de la técnica se analizará al convertidor Boost (sin elementos parásitos) y se obtendrá el conjunto de ecuaciones que representan su modelo dinámico.

Primero se dibuja el circuito en tiempo de conmutación encendido (t_{on}) y se dibuja el sentido de las corrientes y tensiones en los dispositivos.

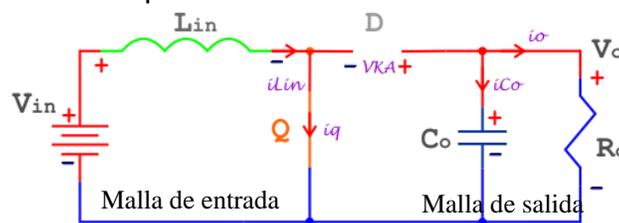


Ilustración 1. Circuito equivalente en encendido del convertidor Boost

Después se asignan las variables de estado, para esto, se consideran los elementos que almacenan energía. Utilizando las Ecuaciones 3.1.4 y 3.1.5 para el capacitor e inductor respectivamente se asignan las variables de estado de la siguiente forma:

$$v_{Lin} = L_{in} \cdot \frac{di_{Lin}}{dt} = L_{in} \cdot \dot{x}_1 \quad \leftarrow \text{Tensión en el inductor}$$

$$i_{Co} = C_o \cdot \frac{dv_{Co}}{dt} = C_o \cdot \dot{x}_2 \quad \leftarrow \text{Corriente en el capacitor}$$

$$i_{Lin} = x_1 \quad \leftarrow \text{Corriente en el inductor}$$

$$v_{Co} = x_2 \quad \leftarrow \text{Tensión en el capacitor}$$

Lo siguiente es analizar el circuito del estado de encendido con las leyes de tensión y corriente.

Para la malla de entrada se tiene: $-V_{in} + v_{Lin} = 0 \rightarrow v_{Lin} = V_{in} \rightarrow L_{in} \cdot \dot{x}_1 = V_{in}$

Para la malla de salida se tiene: $i_{Co} + i_o = 0 \rightarrow i_{Co} = -i_o \rightarrow i_{Co} = -\frac{V_o}{R_o} \rightarrow C_o \cdot \dot{x}_2 = -\frac{x_2}{R_o}$

Ahora se analiza el circuito del estado de apagado.

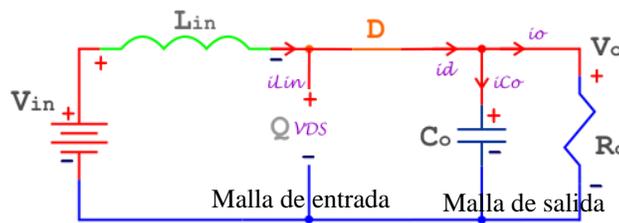


Ilustración 2. Circuito equivalente en apagado del convertidor Boost

Para la malla de entrada se tiene: $-V_{in} + v_{Lin} + V_o = 0 \rightarrow v_{Lin} = V_{in} - V_o \rightarrow L_{in} \cdot \dot{x}_1 = V_{in} - x_2$

Para la malla de salida se tiene: $i_{Lin} - i_{Co} - i_o = 0 \rightarrow i_{Co} = i_{Lin} - i_o \rightarrow C_o \cdot \dot{x}_2 = x_1 - \frac{x_2}{R_o}$

Las cuatro ecuaciones que se han encontrado se conocen como ecuaciones de estado. Lo que sigue es promediarlas. Para ello se establecen matrices que contienen los valores de las variables de estado en los tiempos de conmutación.

La idea es que la representación del sistema tenga la forma:

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

Donde \dot{x} es el vector de derivadas, A_1 es la matriz de variables de estado del estado de encendido, A_2 es la matriz de variables de estado del estado de apagado, d es el ciclo de trabajo, x es el vector de variables de estado, B_1 es la matriz de fuentes del estado de encendido, B_2 es la matriz de fuentes del estado de apagado y u es la fuente.

Obteniendo las matrices correspondientes se tiene:

$$A_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C_o \cdot R_o} \end{bmatrix} \quad B_1 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{in}} \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$A_2 = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L_{in}} \\ \frac{1}{C_o} & \frac{1}{C_o \cdot R_o} \end{bmatrix} \quad B_2 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{in}} \\ 0 \end{bmatrix}$$

Al promediar las matrices de variables de estado se tiene:

$$A = A_1 \cdot d + A_2 \cdot (1 - d) = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1-d}{L_{in}} \\ \frac{1-d}{C_o} & -\frac{1}{C_o \cdot R_o} \end{bmatrix}$$

AL promediar las matrices de las fuentes se tiene:

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

Representando el modelo del sistema total se tiene:

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1-d}{L_{in}} \\ \frac{1-d}{C_o} & -\frac{1}{C_o \cdot R_o} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{in}} \\ 0 \end{bmatrix} \cdot V_{in}$$

Finalmente las ecuaciones que representan el modelo no lineal promediado del convertidor son:

$$\dot{x}_1 = -\left(\frac{1-d}{L_{in}}\right) \cdot x_2 + \left(\frac{1}{L_{in}}\right) \cdot V_{in}$$

$$\dot{x}_2 = \left(\frac{1-d}{C_o}\right) \cdot x_1 - \left(\frac{1}{C_o \cdot R_o}\right) \cdot x_2$$

ANEXO II. ANÁLISIS DINÁMICO MEDIANTE LA TÉCNICA INTERRUPTOR PWM

El análisis en pequeña señal de los convertidores CD-CD es más sencillo si se obtiene mediante la técnica Interruptor PWM. Esta técnica, a diferencia de la técnica de variables de estado promediado, es aplicable al modo de conducción discontinuo, además, se pueden analizar la mayoría de convertidores conmutados.

Esta técnica permite modelar los elementos no lineales (transistor y diodo) del convertidor y obtener la respuesta en frecuencia del mismo.

Todos los convertidores conmutados descritos en la Capítulo 3 se caracterizan por tener dos interruptores; uno activo (transistor “ Q ”, es controlado por una señal externa) y uno pasivo (diodo “ D ”, es controlado indirectamente por el interruptor activo); estos interruptores pueden ser modelados como una red de tres terminales, ver Ilustración 3. A esta red de tres terminales se le conoce como PWM Switch y es responsable del comportamiento no lineal de los convertidores [26].

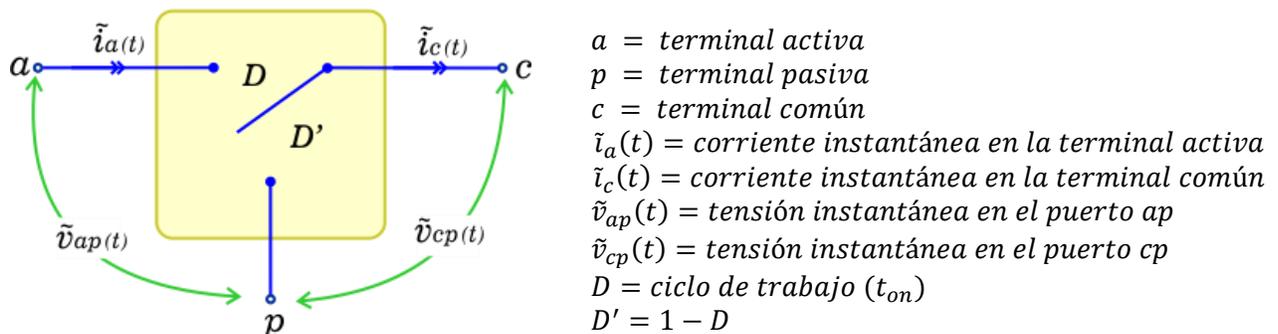


Ilustración 3. Interruptor de tres terminales

Las ecuaciones promedio siguientes se consideran invariantes en el tiempo y siempre se cumplen:

$$i_a = D \cdot i_c$$

$$v_{cp} = D \cdot (v_{ap} - R_e \cdot i_c \cdot (1 - D))$$

La resistencia equivalente R_e es la resistencia serie equivalente (ESR) del capacitor del convertidor. Esta resistencia solo afecta cuando se ubica entre las terminales a y p , de lo contrario su valor es cero.

La Ilustración 4 muestra la identificación del *interruptor de tres terminales* para el convertidor Buck.

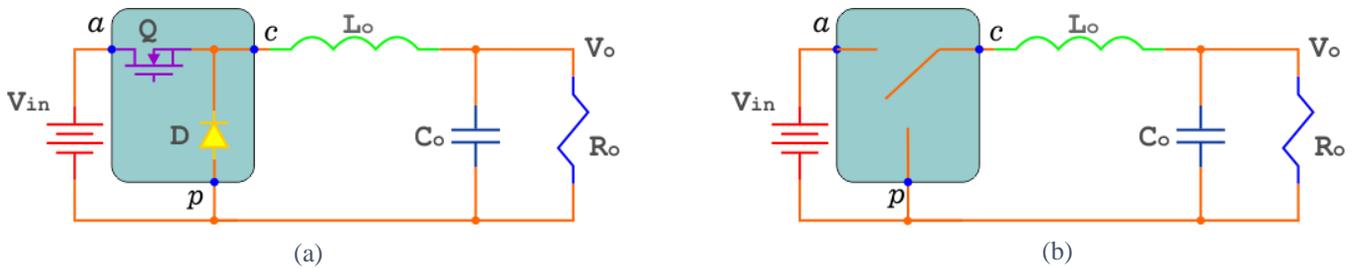


Ilustración 4. Convertidor Buck con Interruptor PWM

Una de las ventajas de utilizar el modelo Interruptor PWM es que permite el análisis de la mayoría de los convertidores conmutados mediante el uso de programas sencillos lineales de circuitos electrónicos sin recurrir a programas especializados de manipulación de ecuaciones de espacio de estados. La Ilustración 5 muestra la derivación del modelo en CD y en pequeña señal del Interruptor PWM.

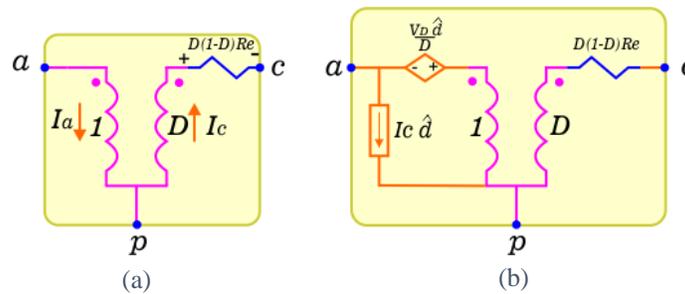


Ilustración 5. Interruptor PWM: a) Modelo en CD y b) Modelo en pequeña señal

Las ecuaciones que definen al modelo en CD son:

$$I_a = D \cdot I_c$$

$$V_{cp} = D \cdot (V_{ap} - R_e \cdot I_c \cdot (1 - D))$$

Las ecuaciones que definen al modelo en pequeña señal son:

$$\tilde{i}_a = D \cdot \tilde{i}_c + I_c \cdot \tilde{d}$$

$$\tilde{v}_{cp} = D \cdot \tilde{v}_{ap} + V_D \cdot \tilde{d} - R_e \cdot D \cdot D' \cdot \tilde{i}_c$$

$$V_D = V_{ap} + R_e \cdot I_c \cdot D - R_e \cdot I_c \cdot D'$$

Considerando las propiedades de invariancia así como las ecuaciones de los modelos en CD y pequeña señal, se pueden obtener las funciones de transferencia de los convertidores. Se ejemplifica a continuación el procedimiento para obtener la función de transferencia del convertidor Buck sin elementos parásitos.

Primero se identifican las terminales a, p y c y se reemplazan los elementos no lineales por el modelo en pequeña señal del Interruptor PWM. La variable \tilde{d} es la variable de control, por tanto

se considera nula. De esta forma se obtiene un circuito simplificado como se muestra en la Ilustración 6.

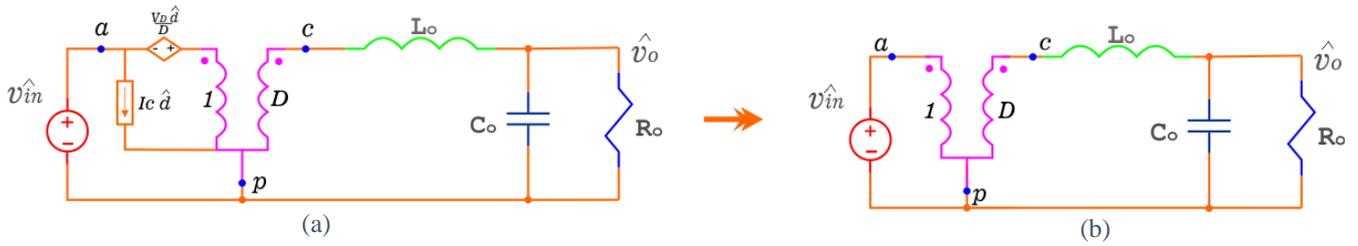


Ilustración 6. Convertidor Buck con Interruptor PWM en pequeña señal

Lo siguiente es analizar el circuito simplificado de la Ilustración 6b utilizando las leyes de Kirchhoff de corriente y tensión; además, se deben considerar las impedancias del inductor y capacitor. Haciendo esto se obtiene el circuito de la Ilustración 7.

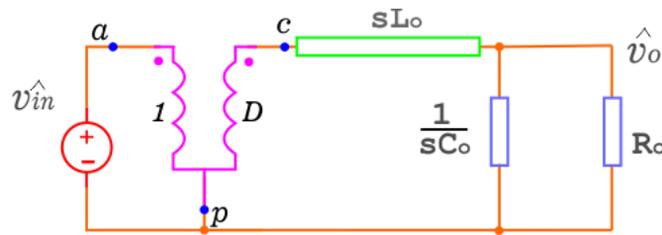


Ilustración 7. Convertidor Buck simplificado con Interruptor PWM

Analizando el circuito de la Ilustración 7 se observa lo siguiente: la tensión $v_{ap} = \tilde{v}_{in}$, la tensión $v_{cp} = D \cdot v_{ap} = D \cdot \tilde{v}_{in}$; la tensión de salida se puede obtener mediante un divisor de tensión y calcular una impedancia de salida equivalente entre la impedancia del capacitor y la resistencia de carga.

Al realizar el divisor de tensión para encontrar la tensión de salida se tiene lo siguiente:

$$\tilde{v}_o = D \cdot \tilde{v}_{in} \cdot \frac{\frac{1}{sC_o} || R_o}{sL_o + \frac{1}{sC_o} || R_o} = D \cdot \tilde{v}_{in} \cdot \frac{\frac{R_o}{sR_o C_o + 1}}{sL_o + \frac{R_o}{sR_o C_o + 1}} = D \cdot \tilde{v}_{in} \cdot \frac{R_o}{s^2 R_o C_o L_o + sL_o + R_o}$$

Simplificando la ecuación anterior se tiene:

$$\frac{\tilde{v}_o}{\tilde{v}_{in}} = D \cdot \frac{1}{s^2 C_o L_o + \frac{sL_o}{R_o} + 1}$$

Si el denominador de la ecuación anterior se personaliza en la forma canónica de segundo orden se tendría lo siguiente:

$$s^2 C_o L_o + \frac{sL_o}{R_o} + 1 = \frac{s^2}{\omega_n^2} + \frac{s}{\omega_n Q} + 1$$

Haciendo una igualación de términos se tiene:

$$s^2 C_o L_o = \frac{s^2}{\omega_n^2} \quad \rightarrow \quad \omega_n^2 = \frac{1}{L_o C_o}$$

$$\frac{s L_o}{R_o} = \frac{s}{\omega_n Q} \quad \rightarrow \quad Q = \frac{R_o}{\omega_n L_o}$$

Entonces, la función de transferencia entrada-salida del convertidor Buck sin elementos parásitos es:

$$G_{vg}(s) = D \cdot \frac{1}{\frac{s^2}{\omega_n^2} + \frac{s}{\omega_n Q} + 1}$$

Donde:

$$\omega_n = \sqrt{\frac{1}{L_o C_o}}$$

$$Q = \frac{1}{\omega_n} \cdot \frac{1}{\frac{L_o}{R_o}}$$

Con este procedimiento se pueden encontrar las otras funciones de transferencia, además, se pueden incluir al circuito las resistencias parásitas y obtener un diseño completo.

Para encontrar la función de transferencia impedancia de salida, hay que igualar a cero las variables \tilde{v}_{in} y \tilde{d} del circuito de la Ilustración 6a, y analizarlo utilizando las leyes de Kirchhoff de corriente y tensión.

Finalmente, se debe obtener la función de transferencia control-salida. En este caso se hace cero la variable \tilde{v}_{in} y se analiza el circuito resultante.

ANEXO III. MÉTODO GENERALIZADO

El método generalizado es una técnica que se utiliza para el análisis de convertidores conmutados mediante variables de estado promediado. Se caracteriza por su simplicidad, una vez definidas las variables de estado se procede a resolver una serie de ecuaciones que representan cada una de las funciones de transferencia.

Este método se emplea para el análisis de los convertidores de cuarto orden del Capítulo 3 y a continuación se mencionan sus características principales.

La ganancia en CD se define en la siguiente ecuación:

$$\frac{V_o}{V_{in}} = M = -C^T \cdot A^{-1} \cdot B$$

Donde:

C^T es la matriz promediada de variables de salida del convertidor

A es la matriz promediada de las variables de estado como se vio en el Anexo 1

B es la matriz promediada de las fuentes

La función de transferencia entrada-salida se define como:

$$\frac{\tilde{v}_o}{\tilde{v}_{in}} = C^T \cdot (s \cdot I - A)^{-1} \cdot B$$

Donde:

C^T es la matriz promediada de variables de salida del convertidor

I es la matriz identidad

s es la variable compleja

A es la matriz promediada de las variables de estado

B es la matriz promediada de las fuentes

La función de transferencia control-salida se define como:

$$\frac{\tilde{v}_o}{\tilde{d}} = C^T \cdot (s \cdot I - A)^{-1} \cdot [(A_1 - A_2) \cdot X + (B_1 - B_2) \cdot V_{in}] + (C_1^T - C_2^T) \cdot X$$

Donde:

$$X = -A^{-1} \cdot B \cdot u$$

C^T es la matriz promediada de variables de salida del convertidor

I es la matriz identidad

s es la variable compleja

A es la matriz promediada de las variables de estado

A_1 es la matriz de variables de estado en t_{on}

A_2 es la matriz de variables de estado en t_{off}

B es la matriz promediada de las fuentes

B_1 es la matriz de las fuentes en T_{on}

B_2 es la matriz de las fuentes en T_{off}

C_1^T es la matriz de las variables de salida en T_{on}

C_2^T es la matriz de las variables de salida en T_{off}

Para ejemplificar el procedimiento de esta técnica se retomará el ejercicio del Anexo 1, para encontrar las funciones de transferencia del convertidor Boost.

Las matrices promediadas que se tienen son:

$$A = A_1 \cdot d + A_2 \cdot (1 - d) = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1-d}{L_{in}} \\ \frac{1-d}{C_o} & -\frac{1}{C_o \cdot R_o} \end{bmatrix}$$

$$B = B_1 \cdot d + B_2 \cdot (1 - d) = \begin{bmatrix} 1 \\ L_{in} \\ 0 \end{bmatrix}$$

Para encontrar la matriz de variables de estado de salida se tiene que analizar la malla de salida del convertidor en ambos estados de conmutación. Para este ejemplo, la variable de salida es la tensión en el capacitor x_2 y la malla de salida no se ve afectada durante las conmutaciones, es por eso que la matriz queda de la siguiente forma:

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

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

Una vez que se han definido las matrices de variables de estado se procede a encontrar la ganancia en CD, para lo cual se necesita calcular la inversa de la matriz A .

$$A^{-1} = \frac{\begin{bmatrix} -\frac{1}{R_o C_o} & \frac{1-d}{L_o} \\ -\frac{1-d}{C_o} & 0 \end{bmatrix}}{\frac{(1-d)^2}{L_{in} C_o}}$$

Sustituyendo las matrices correspondientes se tiene:

$$M = -[0 \quad 1] \cdot \frac{\begin{bmatrix} -\frac{1}{R_o C_o} & \frac{1-d}{L_o} \\ -\frac{1-d}{C_o} & 0 \end{bmatrix}}{\frac{(1-d)^2}{L_{in} C_o}} \cdot \begin{bmatrix} 1 \\ L_{in} \\ 0 \end{bmatrix} = \frac{-\left[-\frac{1-d}{C_o} \quad 0\right] \cdot \begin{bmatrix} 1 \\ L_{in} \\ 0 \end{bmatrix}}{\frac{(1-d)^2}{L_{in} C_o}} = \frac{\frac{1-d}{L_{in} C_o}}{\frac{(1-d)^2}{L_{in} C_o}}$$

$$M = \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{1}{1-d}$$

Si se desea encontrar la función de transferencia entrada-salida, es necesario encontrar las matrices correspondientes y efectuar las operaciones matriciales.

$$(s \cdot I - A) = \begin{bmatrix} s & 0 \\ 0 & s \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1-d}{L_{in}} \\ \frac{1-d}{C_o} & -\frac{1}{C_o \cdot R_o} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s & \frac{1-d}{L_{in}} \\ -\frac{1-d}{C_o} & s + \frac{1}{R_o C_o} \end{bmatrix}$$

$$(s \cdot I - A)^{-1} = \frac{\begin{bmatrix} s + \frac{1}{R_o C_o} & -\frac{1-d}{L_{in}} \\ \frac{1-d}{C_o} & s \end{bmatrix}}{s^2 + \frac{s}{R_o C_o} + \frac{(1-d)^2}{L_{in} C_o}}$$

Sustituyendo las matrices correspondientes se encuentra lo siguiente:

$$\frac{\tilde{v}_o}{\tilde{v}_{in}} = [0 \quad 1] \cdot \frac{\begin{bmatrix} s + \frac{1}{R_o C_o} & -\frac{1-d}{L_{in}} \\ \frac{1-d}{C_o} & s \end{bmatrix}}{s^2 + \frac{s}{R_o C_o} + \frac{(1-d)^2}{L_{in} C_o}} \cdot \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} = \frac{\begin{bmatrix} \frac{1-d}{C_o} & s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix}}{s^2 + \frac{s}{R_o C_o} + \frac{(1-d)^2}{L_{in} C_o}}$$

Simplificando la ecuación anterior se encuentra la función de transferencia entrada-salida:

$$\frac{\tilde{v}_o}{\tilde{v}_{in}} = \frac{1}{1-d} \cdot \frac{1}{\left(\frac{L_{in} C_o}{(1-d)^2}\right) \cdot s^2 + \frac{L_{in}}{R_o (1-d)^2} \cdot s + 1}$$

Para encontrar la función de transferencia control-salida se aplica el mismo procedimiento con las matrices correspondientes. Además, es necesario incluir las resistencias parásitas para obtener las funciones de transferencia completas. El procedimiento es bastante sencillo, si se cuenta con un software matemático como Matcad, Matlab o Maple se pueden encontrar las funciones de transferencia mucho más rápido aplicando las ecuaciones definidas.

ANEXO IV. COMPENSADOR TIPO III

Con el fin de obtener una respuesta transitoria rápida y pequeño error en estado estable, el compensador tipo III es utilizado ampliamente como esquema de control en lazo cerrado.

El diagrama esquemático del compensador tipo III se muestra en la Ilustración 8, el cual se compone de un amplificador de error, tres resistencias (R_1, R_2 y R_3) y tres capacitores (C_1, C_2 y C_3) con lo que se obtienen 3 polos y 2 ceros en la función de transferencia [14].

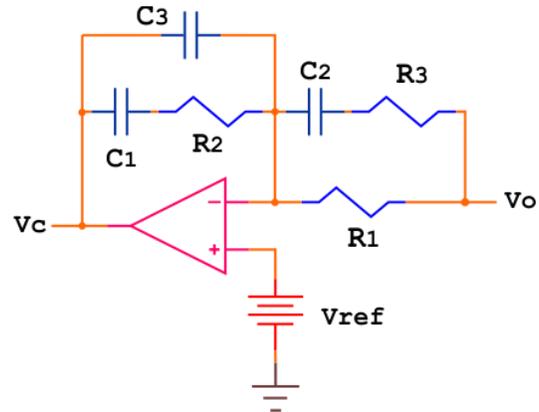


Ilustración 8. Compensador Tipo III

La respuesta del sistema está dada por la ecuación siguiente:

$$v_c = V_{ref} + \frac{Z_f}{Z_i} \cdot (V_{ref} - v_o')$$

Donde:

$$z_f = \left(\frac{1}{s \cdot C_1} + R_2 \right) \parallel \frac{1}{s \cdot C_3} = \frac{1 + C_1 \cdot R_2 \cdot s}{s \cdot (C_1 + C_3) \cdot \left(R_2 \cdot \frac{C_1 \cdot C_3}{C_1 + C_3} \cdot s + 1 \right)}$$

$$z_i = \left(\frac{1}{C_2 \cdot s} + R_3 \right) \parallel R_1 = \frac{R_1 \cdot (1 + C_2 \cdot R_3 \cdot s)}{1 + C_2 \cdot (R_1 + R_3) \cdot s}$$

Encontrando las impedancias de entrada y de salida se puede obtener la función de transferencia del compensador tipo III como sigue:

$$H(s) = \frac{z_f}{z_i} = \frac{(1 + C_1 \cdot R_2 \cdot s) \cdot (1 + C_2 \cdot (R_1 + R_3) \cdot s)}{R_1 \cdot (C_1 + C_3) \cdot s \cdot \left(1 + R_2 \cdot \frac{C_1 \cdot C_3}{C_1 + C_3} \cdot s \right) \cdot (1 + C_2 \cdot R_3 \cdot s)}$$

De la ecuación anterior se obtienen los polos y los ceros del compensador y se expresan en las siguientes ecuaciones:

$$H(s) = \frac{h_{lf}}{s} \cdot \frac{\left(1 + \frac{s}{\omega_{z1}} \right) \cdot \left(1 + \frac{s}{\omega_{z2}} \right)}{\left(1 + \frac{s}{\omega_{p1}} \right) \cdot \left(1 + \frac{s}{\omega_{p2}} \right)}$$

Donde:

$$h_{lf} = \frac{1}{R_1 \cdot (C_1 + C_3)} \quad \leftarrow \text{Ganancia en bajas frecuencias}$$

$$\omega_{z1} = \frac{1}{R_2 \cdot C_1} \quad \leftarrow \text{Primer Cero}$$

$$\omega_{z2} = \frac{1}{C_2 \cdot (R_1 + R_3)} \quad \leftarrow \text{Segundo Cero}$$

$$\omega_{p1} = \frac{1}{R_3 \cdot C_2} \quad \leftarrow \text{Primer Polo}$$

$$\omega_{p2} = \frac{1}{R_2 \cdot \frac{C_1 \cdot C_3}{C_1 + C_3}} \quad \leftarrow \text{Segundo Polo}$$

La Ilustración 9 muestra la magnitud de la función de transferencia $H(s)$ y la ubicación de los polos y ceros, cabe mencionar que uno de los tres polos se ubica en el origen.

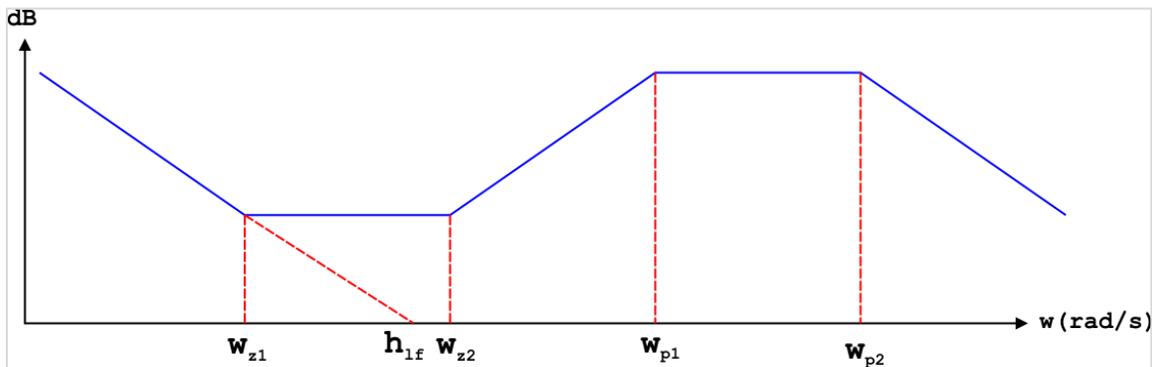


Ilustración 9. Diagrama de Magnitud $|H(s)|$ del Compensador Tipo III

Cuando se conocen los valores de las resistencias y capacitores es fácil obtener el diagrama de magnitud de $H(s)$ y conocer la ubicación de los polos y los ceros; sin embargo, comúnmente se realiza el proceso inverso, se puede obtener el diagrama de magnitud proponiendo valores para los polos y ceros y después obtener los valores de los componentes.

Para el diseño del compensador tipo 3 en el Asistente Virtual lo que se propone son los valores de los polos y ceros y enseguida encuentra los valores de los componentes haciendo dos suposiciones pertinentes; esto se hace por que el número de variables es mayor que el número de ecuaciones, por tanto, inicialmente se propone un valor de R_1 y se considera que $C_1 \gg C_3$. Al hacer esto se pueden obtener los valores de los componentes haciendo uso de las siguientes ecuaciones.

$$C_1 = \frac{\omega_{p2} - \omega_{z2}}{R_1 \cdot h_{lf} \cdot \omega_{p2}}$$

$$C_2 = \frac{\omega_{p1} - \omega_{z1}}{R_1 \cdot \omega_{p1} \cdot \omega_{z1}}$$

$$C_3 = \frac{\omega_{z2}}{R_1 \cdot h_{lf} \cdot \omega_{p2}}$$

$$R_2 = \frac{R_1 \cdot h_{lf} \cdot \omega_{p2}}{\omega_{z2} \cdot (\omega_{p2} - \omega_{z2})}$$

$$R_3 = \frac{R_1 \cdot \omega_{z1}}{\omega_{p1} - \omega_{z1}}$$

El valor inicial de la resistencia R_1 puede ser cualquier valor comercial, sin embargo, por la experiencia que se tiene, normalmente se propone de $10 \text{ k}\Omega$. Es de esperarse que el valor de C_3 sea muy pequeño, alrededor de pF .

ANEXO V. CONTROLADOR PWM UC3823N

El controlador PWM UC3823N es un circuito integrado de alta velocidad diseñado por Texas Instruments. Este dispositivo es compatible con el control por modo tensión y con el control por modo corriente; permite controlar un convertidor a una frecuencia de operación máxima de 1.0 MHz y permite obtener un amplio ancho de banda en lazo cerrado.

De acuerdo con la ficha técnica de Texas Instruments, el diagrama de conexiones del Controlador PWM se presenta a continuación.

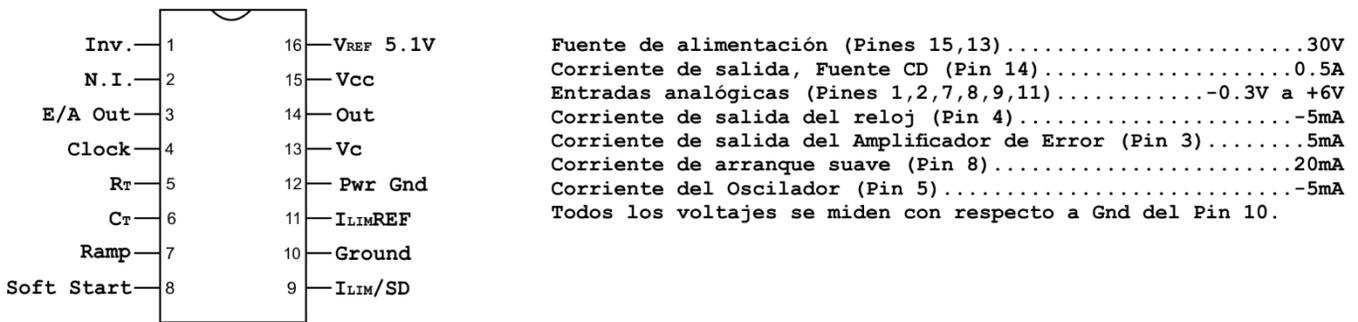


Ilustración 10. Diagrama de conexiones del UC3823N

Este controlador incluye un Amplificador de Error y un Modulador, entonces es fácil implementar los circuitos de las Figuras 4.2.4 y 4.2.5 utilizando un solo circuito integrado.

El diagrama de conexiones del Compensador Tipo III con el UC3823N se presenta a continuación:

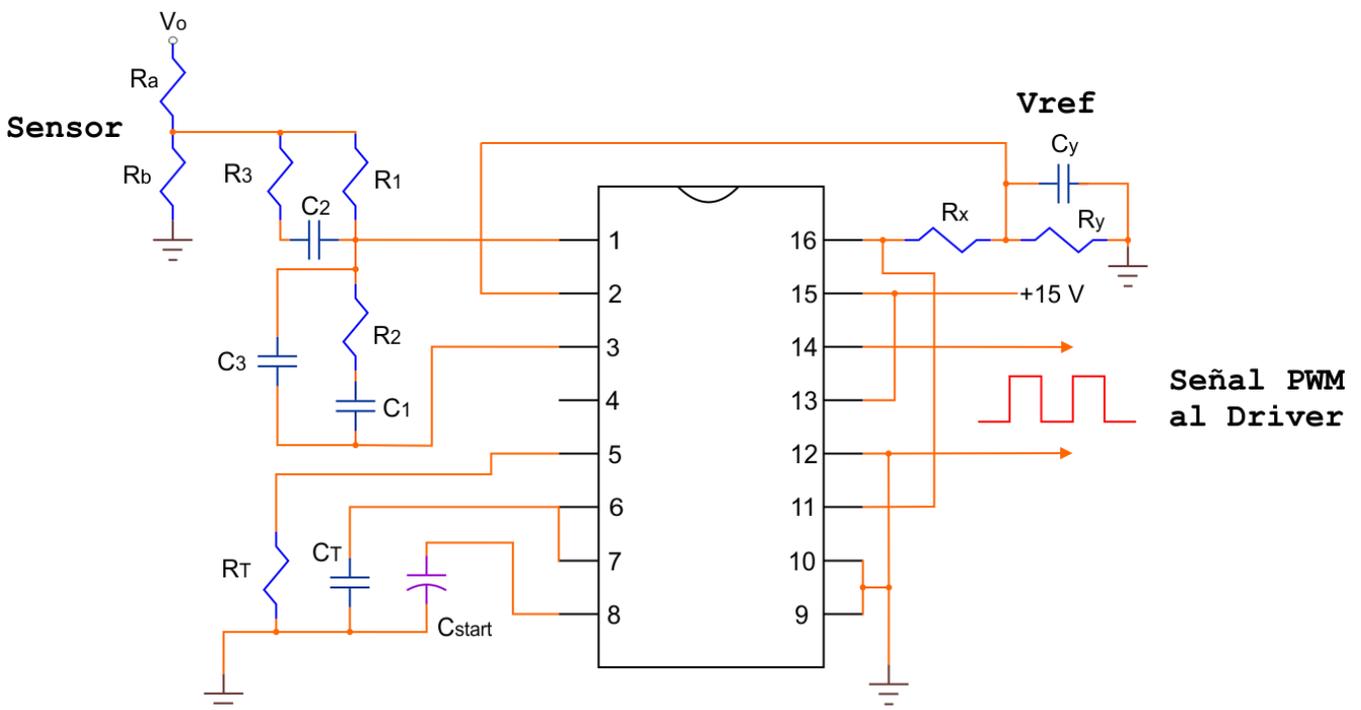


Ilustración 11. Compensador Tipo III con el Controlador PWM UC3823N

De la Ilustración 11 se destacan los siguientes puntos importantes:

V_o es la tensión de salida del Convertidor

R_a y R_b son las resistencias del divisor de tensión del sensor

R_3, C_2, R_1, C_3, R_2 y C_1 son los elementos del compensador tipo III

R_T y C_T se seleccionan para una frecuencia de operación, se obtienen de la ficha técnica.

C_{start} es un capacitor que, de acuerdo con su valor, permite un tiempo de espera antes que el compensador entre en función.

R_x, R_y y C_y se utilizan como divisor de tensión para obtener la tensión de referencia (V_{ref}), se conectan al PIN 16 porque provee una tensión regulada de aprox. 5.1 V

La señal de salida PWM se obtiene entre los Pines 14 y 12. Esta señal es la señal de activación del interruptor. Normalmente, esta señal pasa por un optoacoplador, después se va al driver o impulsor y finalmente llega al interruptor.

