



Universidad de Valladolid



**ESCUELA DE INGENIERÍAS
INDUSTRIALES**

UNIVERSIDAD DE VALLADOLID

ESCUELA DE INGENIERIAS INDUSTRIALES

Grado en Ingeniería Electrónica Industrial y Automática

**DISEÑO Y SIMULACIÓN DE ESTRUCTURAS DE
REGULACIÓN PARA FUENTES DE
ALIMENTACIÓN CONMUTADAS CON
AISLAMIENTO**

Autor:

Prieto Álvarez, Raúl

Tutor:

Ruiz González, José Miguel

González de la Fuente, José Manuel

Departamento de Tecnología Electrónica

Valladolid, Septiembre de 2018.

1. Breve resumen y palabras clave

El presente trabajo consta de un estudio sobre el control y la estabilidad de dos tipos de topologías de convertidores continua - continua conmutados con aislamiento galvánico, Flyback y Forward.

En primer lugar, diseñaremos los convertidores de potencia para los dos casos en los que puede circular la corriente por la bobina: Modo de Conducción Continua (MCC) y Modo de Conducción Discontinua (MCD). Además de ello, nos centraremos en el diseño del control, tanto en modo tensión como en modo corriente, utilizando tanto compensadores de tipo II como de tipo III.

Gracias a los diagramas de bode y las simulaciones variadas que nos proporciona el programa de simulación PSIM y su herramienta SmartCtrl, podremos analizar su estabilidad y las variaciones que se producen en la tensión de salida ante un escalón de carga en el convertidor, respectivamente.

Palabras clave del trabajo: convertidor, control, tensión, corriente, estabilidad.

2. Contenido

2.1. Índice

1. Breve resumen y palabras clave.....	3
2. Contenido.....	5
2.1. Índice.....	5
2.2. Tabla de ilustraciones.....	7
3. Objetivos del trabajo.....	13
4. Desarrollo de aspectos teóricos.....	15
4.1. Evolución y situación actual de la electrónica de potencia.....	15
4.2. Tipos de Convertidores.....	18
4.2.1. Flyback.....	20
4.2.2. Forward.....	22
4.3. Tipos de control.....	25
4.3.1. Introducción.....	25
4.3.2. Control modo tensión.....	25
4.3.3. Control modo corriente.....	26
4.4. Estabilidad del sistema.....	32
4.4.1. Diagrama de bode.....	32
4.4.2. Funciones de transferencia.....	34
4.4.3. Compensadores.....	36
4.5. Diseño de los convertidores.....	41
4.5.1. Flyback.....	41
4.5.1.1. Flyback en modo de conducción continua (MCC).....	43
4.5.1.2. Flyback en modo de conducción discontinua (MCD).....	44
4.5.2. Forward.....	46

4.5.2.1. Forward en modo de conducción continua (MCC).....	47
4.5.2.2. Forward en modo de conducción discontinua (MCD).....	49
5. Desarrollo de aspectos prácticos.....	51
5.1. Simulaciones y bodes.....	51
5.1.1. Convertidor Flyback.....	53
5.1.1.1. Control Modo Tensión.....	53
5.1.1.1.1. Modo de conducción continua (MCC).....	53
5.1.1.1.2. Modo de conducción discontinua (MCD).....	59
5.1.1.2. Control Modo Corriente.....	63
5.1.1.2.1. Modo de conducción continua (MCC).....	68
5.1.1.2.2. Modo de conducción discontinua (MCD).....	71
5.1.2. Convertidor Forward.....	74
5.1.2.1. Control Modo Tensión.....	74
5.1.2.1.1. Modo de conducción continua (MCC).....	74
5.1.2.1.2. Modo de conducción discontinua (MCD).....	77
5.1.2.2. Control Modo Corriente.....	82
5.1.2.2.1. Modo de conducción continua (MCC).....	84
5.1.2.2.2. Modo de conducción discontinua (MCD).....	87
5.2. Comparación de resultados.....	90
6. Conclusiones.....	95
7. Bibliografía.....	97
8. Anejos.....	99
8.1. Anejo 1: Tipos de condensadores para convertidores continua - continua.....	99
8.2. Anejo 2: Características del programa PSIM y su herramienta SmartCtrl.....	101

2.2. Tabla de ilustraciones

Ilustración 1: Esquema de los tipos de convertidores.....	18
Ilustración 2: Convertidor Flyback.....	21
Ilustración 3: Circuito del convertidor Flyback con el interruptor cerrado.....	21
Ilustración 4: Circuito del convertidor Flyback con el interruptor abierto.....	22
Ilustración 5: Convertidor Forward.....	23
Ilustración 6: Circuito del convertidor Forward con el interruptor cerrado.....	23
Ilustración 7: Circuito del convertidor Forward con el interruptor abierto.....	24
Ilustración 8: Control PWM. V_p (Tensión de pico de la señal en forma de diente de sierra) y V_c (Tensión de control).....	26
Ilustración 9: Esquema de un control en modo tensión.....	26
Ilustración 10: Esquema del control en modo corriente.....	27
Ilustración 11: Control en modo corriente con banda de tolerancia.....	28
Ilustración 12: Control en modo corriente con tiempo en off constante.....	28
Ilustración 13: Control en modo corriente a frecuencia constante con turn on a la frecuencia de operación.....	29
Ilustración 14: Variación en la tensión de entrada y salida constante.....	29
Ilustración 15: Respuesta a una perturbación en el valor de la corriente en la inductancia.....	30
Ilustración 16: Compensación en pendiente.....	31
Ilustración 17: Zonas de un diagrama de bode.....	32
Ilustración 18: Sistema estable.....	33
Ilustración 19: Sistema inestable.....	34
Ilustración 20: Compensador Tipo I.....	37
Ilustración 21: Compensador Tipo II.....	38
Ilustración 22: Compensador Tipo III.....	39
Ilustración 23: Flyback MCC lazo abierto.....	44
Ilustración 24: Flyback MCD lazo abierto.....	45
Ilustración 25: Forward MCC lazo abierto.....	48

Ilustración 26: Forward MCD lazo abierto.....	50
Ilustración 27: Circuito Flyback con escalón de carga.....	53
Ilustración 28: Compensador tipo II del convertidor Flyback en modo tensión y MCC.....	53
Ilustración 29: Diagrama de Bode del convertidor Flyback con control en modo tensión, compensador tipo II y MCC.....	54
Ilustración 30: Tensión de salida del convertidor V_o (gráfica superior) y corriente por la inductancia magnetizante I_{Lm} (gráfica inferior) debido al escalón de carga para el convertidor Flyback con control en modo tensión, compensador tipo II y MCC.....	55
Ilustración 31: Compensador tipo III del convertidor Flyback en modo tensión y MCC.....	56
Ilustración 32: Diagrama de Bode del convertidor Flyback con control en modo tensión, compensador tipo III y MCC.....	56
Ilustración 33: Tensión de salida del convertidor V_o (gráfica superior) y corriente por la inductancia magnetizante I_{Lm} (gráfica inferior) debido al escalón de carga para el convertidor Flyback con control en modo tensión, compensador tipo III y MCC.....	57
Ilustración 34: Circuito que utilizaremos para el ejemplo en el que se produce un escalón de la tensión de entrada para la misma carga de salida en un Flyback MCC Modo tensión.....	58
Ilustración 35: Tensión de salida del convertidor V_o (gráfica superior) y corriente por la inductancia magnetizante I_{Lm} (gráfica inferior) debido al escalón de la tensión de entrada para el convertidor Flyback con control en modo tensión, compensador tipo III y MCC.....	58
Ilustración 36: Compensador tipo II del convertidor Flyback en modo tensión y MCD.....	59
Ilustración 37: Diagrama de Bode del convertidor Flyback con control en modo tensión, compensador tipo II y MCD.....	60
Ilustración 38: Tensión de salida del convertidor V_o (gráfica superior) y corriente por la inductancia magnetizante I_{Lm} (gráfica inferior) debido al escalón de carga para el convertidor Flyback con control en modo tensión, compensador tipo II y MCD.....	60
Ilustración 39: Compensador tipo III del convertidor Flyback en modo tensión y MCD.....	61
Ilustración 40: Diagrama de Bode del convertidor Flyback con control en modo tensión, compensador tipo III y MCD.....	62
Ilustración 41: Tensión de salida del convertidor V_o (gráfica superior) y corriente por la inductancia magnetizante I_{Lm} (gráfica inferior) debido al escalón de carga para el convertidor Flyback con control en modo tensión, compensador tipo III y MCD.....	62
Ilustración 42: Circuito Flyback con control en modo corriente, escalón de carga, compensador tipo III y compensación de pendiente.....	63
Ilustración 43: Esquema de control en modo corriente de un convertidor.....	64

Ilustración 44: Zoom de la compensación en pendiente para el control en modo corriente.....	64
Ilustración 45: Corriente por la bobina en el convertidor Flyback con control en modo tensión MCC.....	65
Ilustración 46: Simulación del resultado de la compensación en pendiente en el Flyback con control en modo corriente y MCC, tanto para compensador de tipo II como de tipo III.....	66
Ilustración 47: Corriente por la bobina en el convertidor Flyback con control en modo tensión MCD.....	67
Ilustración 48: Simulación del resultado de la compensación en pendiente en el Flyback con control en modo corriente y MCD, tanto para compensador de tipo II como de tipo III.....	67
Ilustración 49: Diagrama de Bode del convertidor Flyback con control en modo corriente, compensador tipo II y MCC.....	68
Ilustración 50: Tensión de salida del convertidor V_o (gráfica superior) y corriente por la inductancia magnetizante I_{Lm} (gráfica inferior) debido al escalón de carga para el convertidor Flyback con control en modo corriente, compensador tipo II y MCC.....	69
Ilustración 51: Diagrama de Bode del convertidor Flyback con control en modo corriente, compensador tipo III y MCC.....	69
Ilustración 52: Tensión de salida del convertidor V_o (gráfica superior) y corriente por la inductancia magnetizante I_{Lm} (gráfica inferior) debido al escalón de carga para el convertidor Flyback con control en modo corriente, compensador tipo III y MCC.....	70
Ilustración 53: Diagrama de Bode del convertidor Flyback con control en modo corriente, compensador tipo II y MCD.....	71
Ilustración 54: Tensión de salida del convertidor V_o (gráfica superior) y corriente por la inductancia magnetizante I_{Lm} (gráfica inferior) debido al escalón de carga para el convertidor Flyback con control en modo corriente, compensador tipo II y MCD.....	71
Ilustración 55: Diagrama de Bode del convertidor Flyback con control en modo corriente, compensador tipo III y MCD.....	72
Ilustración 56: Tensión de salida del convertidor V_o (gráfica superior) y corriente por la inductancia magnetizante I_{Lm} (gráfica inferior) debido al escalón de carga para el convertidor Flyback con control en modo corriente, compensador tipo III y MCD.....	73
Ilustración 57: Compensador tipo II del convertidor Forward en modo tensión y MCC.....	74
Ilustración 58: Diagrama de Bode del convertidor Forward con control en modo tensión, compensador tipo II y MCC.....	74
Ilustración 59: Tensión de salida del convertidor V_o (gráfica superior) y corriente por la inductancia de salida I_{Lx} (gráfica inferior) debido al escalón de carga para el convertidor Forward con control en modo tensión, compensador tipo II y MCC.....	75

Ilustración 60: Compensador tipo III del convertidor Forward en modo tensión y MCC.....	76
Ilustración 61: Diagrama de Bode del convertidor Forward con control en modo tensión, compensador tipo III y MCC.....	76
Ilustración 62: Tensión de salida del convertidor V_o (gráfica superior) y corriente por la inductancia de salida I_{Lx} (gráfica inferior) debido al escalón de carga para el convertidor Forward con control en modo tensión, compensador tipo III y MCC.....	77
Ilustración 63: Compensador tipo II del convertidor Forward en modo tensión y MCD.....	78
Ilustración 64: Diagrama de Bode del convertidor Forward con control en modo tensión, compensador tipo II y MCD.....	78
Ilustración 65: Tensión de salida del convertidor V_o (gráfica superior) y corriente por la inductancia de salida I_{Lx} (gráfica inferior) debido al escalón de carga para el convertidor Forward con control en modo tensión, compensador tipo II y MCD.....	79
Ilustración 66: Compensador tipo III del convertidor Forward en modo tensión y MCD.....	80
Ilustración 67: Diagrama de Bode del convertidor Forward con control en modo tensión, compensador tipo III y MCD.....	80
Ilustración 68: Tensión de salida del convertidor V_o (gráfica superior) y corriente por la inductancia de salida I_{Lx} (gráfica inferior) debido al escalón de carga para el convertidor Forward con control en modo tensión, compensador tipo III y MCD.....	81
Ilustración 69: Circuito Forward con control en modo corriente, escalón de carga, compensador tipo III y compensación de pendiente.....	82
Ilustración 70: Zoom de la compensación en pendiente para el control en modo corriente.....	82
Ilustración 71: Diagrama de Bode del convertidor Forward con control en modo corriente, compensador tipo II y MCC.....	84
Ilustración 72: Tensión de salida del convertidor V_o (gráfica superior) y corriente por la inductancia de salida I_{Lx} (gráfica inferior) debido al escalón de carga para el convertidor Forward con control en modo corriente, compensador tipo II y MCC.....	84
Ilustración 73: Diagrama de Bode del convertidor Forward con control en modo corriente, compensador tipo III y MCC.....	85
Ilustración 74: Tensión de salida del convertidor V_o (gráfica superior) y corriente por la inductancia de salida I_{Lx} (gráfica inferior) debido al escalón de carga para el convertidor Forward con control en modo corriente, compensador tipo III y MCC.....	86
Ilustración 75: Diagrama de Bode del convertidor Forward con control en modo corriente, compensador tipo II y MCD.....	87

Ilustración 76: Tensión de salida del convertidor V_o (gráfica superior) y corriente por la inductancia de salida I_{Lx} (gráfica inferior) debido al escalón de carga para el convertidor Forward con control en modo corriente, compensador tipo II y MCD.....	87
Ilustración 77: Diagrama de Bode del convertidor Forward con control en modo corriente, compensador tipo III y MCD.....	88
Ilustración 78: Tensión de salida del convertidor V_o (gráfica superior) y corriente por la inductancia de salida I_{Lx} (gráfica inferior) debido al escalón de carga para el convertidor Forward con control en modo corriente, compensador tipo III y MCD.....	88
Ilustración 79: Diseño en SmartCtrl de un convertidor y su modo de control.....	101
Ilustración 80: Cuadro de valores en SmartCtrl del convertidor que hemos dimensionado....	102
Ilustración 81: Elección del sensor y regulador en SmartCtrl para el control del convertidor..	103
Ilustración 82: Elección de la frecuencia de cruce y del margen de fase con el que queremos trabajar.....	103
Ilustración 83: Diagrama de bode y de Nyquist que obtenemos tanto del convertidor como del regulador como del circuito general.....	104
Ilustración 84: Circuito del controlador que obtenemos al exportarlo a PSIM.....	105

3. Objetivos del trabajo

Debido al hecho de que los convertidores de potencia están presentes de manera habitual y evidente en el entorno en el que vivimos, he considerado de gran importancia y utilidad profundizar en el presente trabajo sobre este tema.

Prácticamente cualquier aparato electrónico dispone de un convertidor de potencia, ya sea en una fuente de alimentación de un portátil, es decir, en el cargador, como en un tren de alta velocidad (AVE).

A lo largo de la carrera se ha trabajado este tema en diversas asignaturas. En ellas, se ha podido conocer la constitución de algunos de los convertidores de potencia, su funcionamiento, las características principales que los identifican y sus aplicaciones.

El objetivo principal de este trabajo es llevar a cabo el diseño y la simulación de dos convertidores continua - continua conmutados con aislamiento: Flyback y Forward, para posteriormente estudiarlos y analizarlos en detalle, comprobando las ventajas y desventajas que tendrán al trabajar en un modo de control u otro (tensión o corriente), y la estabilidad mediante los correspondientes diagramas de bode.

Además, este trabajo incluye un análisis de la situación actual de la electrónica de potencia, de los diferentes tipos de convertidores y compensadores con los que nos podemos encontrar, con el objeto de que sirva para facilitar a los lectores el diseño del convertidor y la elección del control y compensador.

En resumen, la línea general del presente trabajo será la siguiente:

- Estudiar la situación actual de la electrónica de potencia y de cómo ha ido evolucionando.
- Analizar los distintos tipos de convertidores, estudiando con más detalle los convertidores continua - continua conmutados con aislamiento, especialmente el Flyback y el Forward.
- Definir y estudiar los diferentes tipos de control, en modo tensión y en modo corriente.
- Comprender cómo analizar la estabilidad del sistema, teniendo en cuenta los diagramas de bode, las funciones de transferencia y los compensadores.
- Dimensionar los componentes de los convertidores Flyback y Forward para los casos en los que la corriente por la bobina sea continua (MCC) y para cuando sea discontinua (MCD).
- Diseñar los compensadores de tipo II y tipo III.
- Diseñar un circuito para seleccionar el polo que debe trabajar en cada momento en función del estado en que esté el sistema.

- Realizar simulaciones de todo y comprobar el funcionamiento, todo ello gracias al programa PSIM y su herramienta SmartCtrl, además de analizar la estabilidad mediante los diagramas de bode.

4. Desarrollo de aspectos teóricos

4.1. Evolución y situación actual de la electrónica de potencia [13], [14], [16], [17] y [18]

Comúnmente, cualquier conversión de energía eléctrica se puede realizar mediante procedimientos electromecánicos o por procedimientos electrónicos.

Los convertidores electrónicos presentan ventajas frente a los electromecánicos, tales como:

- Mayor flexibilidad y posibilidad de control.
- Mayor estabilidad y rapidez en la respuesta.
- Menor mantenimiento ya que no dispone de partes mecánicas.
- Mayor vida media.
- Mayor fiabilidad.

Y como inconvenientes:

- Disponen de una menor capacidad para soportar sobrecorrientes y sobretensiones.
- Mayor coste para algunas aplicaciones.

Un equipo electrónico de potencia se compone fundamentalmente de dos partes:

1. Circuito de Potencia: Formado por semiconductores de potencia y elementos pasivos (bobinas, condensadores), cuya función es unir la fuente de alimentación de entrada con la carga.

2. Circuito Auxiliar: Formado a su vez por el circuito de control y el circuito de disparo y bloqueo.

- Circuito de Control. Encargado de elaborar la información que le proporciona el circuito de potencia.

- Circuito de Disparo y Bloqueo. En él se generan señales de excitación, las cuales determinan la conducción de los semiconductores del circuito de potencia que están controlados con una secuencia y una fase conveniente.

Con todo lo comentado hasta ahora, podríamos definir a la Electrónica de Potencia como la rama de la ingeniería electrónica encargada del estudio de dispositivos, circuitos, sistemas y procedimientos para el procesamiento, control y conversión de la energía eléctrica.

Es decir, combina la energía, la electrónica y el control.

La Electrónica de Potencia consigue, mediante la aplicación de dispositivos electrónicos, adaptar y transformar la potencia eléctrica, alimentar a otros equipos controladamente, transportar energía, controlar el funcionamiento de máquinas eléctricas o transformar energía eléctrica de continua a alterna y viceversa.

La principal característica de la Electrónica de Potencia es el rendimiento, es decir, su objetivo principal es procesar energía con la máxima eficiencia posible, por ello, evita utilizar elementos resistivos, y sus dispositivos principales son las bobinas, los condensadores y los semiconductores. Estos últimos es necesario que trabajen en régimen de conmutación, para ello, deben cumplir las siguientes características:

- Tienen que tener dos modos, uno de bloqueo y otro de conducción, es decir, tiene que funcionar como un interruptor (on/off).
- Deben poder controlar el paso de un modo a otro con facilidad y con una pequeña potencia de control.
- Que sean capaces de soportar altas tensiones cuando se encuentren en bloqueo, y, cuando estén en conducción, grandes corrientes con pequeñas caídas de tensión en sus extremos.
- Tienen que actuar rápidamente cuando estén funcionando para pasar de un modo a otro.

Evolución de la Electrónica de Potencia

Históricamente, la Electrónica de Potencia tiene sus inicios sobre el año 1900 con el desarrollo del rectificador de arco de mercurio inventado por Peter Cooper Hewitt, que se utilizaba para convertir la corriente alterna en corriente continua.

A partir de los años 20, aparecieron gradualmente los siguientes aparatos para el control de la energía: el rectificador de tanque metálico, el rectificador de tubo al vacío de rejilla controlada, el ignitrón y el fanotrón.

A pesar de ello, no fue hasta la aparición de transistor de silicio, en los años 50, cuando comenzó la era moderna de la Electrónica de Potencia, y, con este invento en los laboratorios Bell Telephone por los señores Bardeen, Brattain y Shockley, se inicia la primera revolución electrónica.

En 1956, surge la invención del transistor de disparo PNP, definido como tiristor o rectificador controlado de silicio (SCR por las siglas en inglés).

En 1958 llega la segunda revolución electrónica, y con ella, General Electric Company desarrolla el tiristor comercial, lo que provoca el principio de la nueva era de la electrónica de potencia. Además, se desarrolla el primer circuito integrado que contiene seis transistores integrados en un solo chip.

Hasta 1970, los tiristores convencionales habían sido utilizados exclusivamente para el control de energía en aplicaciones industriales. A partir de entonces, se desarrollaron varios tipos de dispositivos semiconductores de potencia que quedaron disponibles de forma comercial.

En 1975, nacen los microprocesadores (μp).

En 1976, el MOSFET ya desarrollado se vuelve comercial, con nuevas aplicaciones para este dispositivo.

Hasta la fecha, se han ido introduciendo diversos dispositivos semiconductores de potencia, como en 1982 el transistor bipolar de puerta aislada. Esta espectacular evolución de componentes junto a la evolución de los convertidores estáticos y de control, ha llevado en la última década del siglo XX a la Electrónica de Potencia a su estado actual, una tecnología estratégica para el futuro, logrando que cada vez tengamos mayor capacidad de dar forma y controlar la energía con una eficiencia mayor.

Aplicaciones de la Electrónica de Potencia

Debido a su desarrollo, cada vez hay más aplicaciones dónde se utiliza este tipo de electrónica, según el campo de empleo, podemos citar las siguientes aplicaciones:

- DOMÉSTICAS: Refrigeración y congelación de alimentos, calefacción y aire acondicionado, cocinas, lavadoras, aspiradoras, μondas, iluminación, ordenadores, TV, video.

- COMERCIALES: Calefacción, ventilación, aire acondicionado e iluminación. Ascensores, equipos informáticas y sistemas de alimentación ininterrumpidas (SAIs).

- INDUSTRIALES: Bombas, compresores, ventiladores, motores, máquinas, robots, hornos de inducción, láser industrial, soldadura, iluminación.

- EN TRANSPORTE: Control de tracción de vehículos eléctricos, cargadores de baterías, locomoción eléctrica (metro, ferrocarril) y electrónica del automóvil.

- EN ENERGÍA: Transporte de energía de corriente continua en alta tensión, compensación de energía reactiva y en energías alternativas.

- EN TELECOMUNICACIONES: Cargadores de baterías y sistemas de alimentación ininterrumpidas (SAIs).

- EN AEROESPACIAL: Sistemas de potencia en aviones y en transbordadores.

4.2. Tipos de Convertidores [15] y [18]

Basándonos en la conversión de señal que realizan, podemos clasificar a los convertidores en cuatro grupos bien diferenciados como podemos ver en la siguiente ilustración, las siglas CC y CA significan Corriente Continua y Corriente Alterna respectivamente:

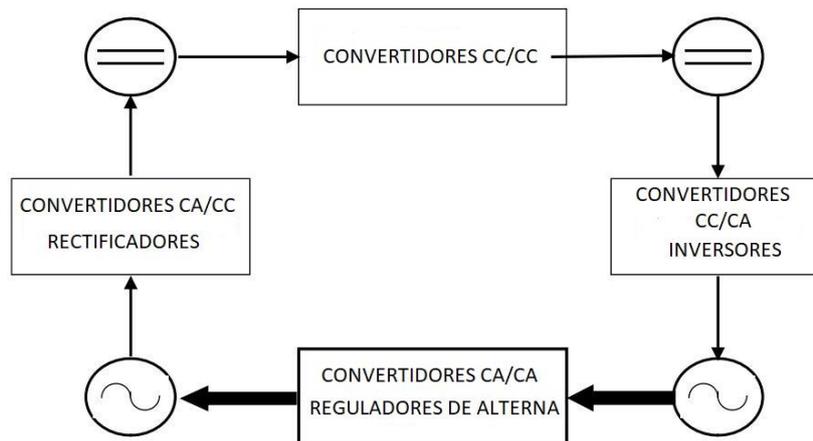


Ilustración 1: Esquema de los tipos de convertidores.

- CONVERTIDORES CA/CA

Existen tres clases de estos convertidores:

- CA/CC/CA. En ellos se produce una transformación intermedia CA/CC para obtener finalmente una señal CA. En el primer paso se utilizan tiristores o rectificadores mientras que en el segundo inversores. Estos convertidores se utilizan para el control de la velocidad de los motores eléctricos de CA tanto síncronos como asíncronos, para regular las altas velocidades de los trenes como el AVE.

- CA/CA por control de fase. En estos se utiliza semiciclos de la señal de entrada de CA, variando la amplitud de la frecuencia. Son capaces de regular motores eléctricos monofásicos de CA de pequeña potencia como pueden ser taladros o batidoras.

- Directos CA/CA. Más conocidos como cicloconvertidores, transforman una señal de CA con tensión y frecuencia constante en una señal de CA con tensión y frecuencia variables. Son los encargados de regular las velocidades de los motores eléctricos de CA trifásicos de gran potencia.

- CONVERTIDORES CA/CC

Transforman una señal de entrada de CA en una señal de salida de CC. Suelen conocerse como rectificadores y se utilizan para variar la velocidad de los motores de CC. Hay tres tipos:

- Rectificadores no controlados. Formados por diodos, la tensión de salida tiene siempre un valor positivo y no está regulada.
- Rectificadores semicontrolados. Compuestos por diodos y tiristores. La tensión de salida es mayor o igual a cero, regulan la tensión de salida en magnitud pero no en polaridad.
- Rectificadores controlados. Tienen solo tiristores. La tensión de salida puede ser positiva, negativa o cero, y es regulada tanto en magnitud como en polaridad.

- CONVERTIDORES CC/CA

Convierten una señal de entrada de CC en una señal de salida de CA de frecuencia variable. Son llamados inversores u onduladores.

Al modificar la frecuencia de la onda de CA, se puede controlar la velocidad de los motores de CA. Un buen uso de este tipo de convertidores es regular la velocidad de trenes con motores síncronos de CA que están circulando por vías de corriente continua.

- CONVERTIDORES CC/CC

Transforma una señal de entrada de CC en otra señal de salida de CC de mayor o menor amplitud. Se conocen como choppers o recortadores, y son utilizados para regular velocidades de motores eléctricos de corriente continua de tranvías y trenes. Este tipo de convertidores se clasifican en dos grupos: lineales y conmutados.

- Lineales: Emplean transistores en su zona lineal, es decir, se comportan como una resistencia variable. Como ventaja de estos convertidores CC/CC está la simplicidad del circuito, que son económicos y que no producen interferencias en otros equipos. Como desventajas: precisan de transformadores de baja frecuencia (unos 50 Hz) con un gran tamaño y peso, y además, el transistor tiene pérdidas elevadas al operar en la zona lineal activa.

- Conmutados: Éstos emplean polos de potencia (semiconductores) que operan en conmutación, es decir, funcionan como interruptores ideales, o bien en corte (interruptor abierto o circuito abierto) o bien en conducción (interruptor cerrado o cortocircuito). Tienen menores pérdidas por no operar en zona lineal. Al funcionar los polos de potencia como interruptores ideales, según en el modo que estén, el circuito adoptará una forma u otra. Tipos de convertidores conmutados:

- Sin aislamiento:
 - Reductor (Buck converter)
 - Elevador (Boost converter)
 - Reductor-Elevador (Buck-Boost converter)
 - Cúk
 - Sepic
 - Zeta

- Con aislamiento
 - Flyback (Derivado del convertidor Buck-Boost)
 - Forward (Derivado del convertidor Buck)
 - Push-Pull
 - Half-Bridge (Semipunte)
 - Full-Bridge (Puente completo)

La diferencia entre estos tipos de convertidores conmutados es, obviamente, el aislamiento galvánico producido gracias al transformador, de manera que la etapa de entrada esté aislada de la de salida. Gracias a ello rompen los lazos de tierra común, previniendo así que posibles corrientes o causas ajenas en la entrada puedan influir en la carga de salida del circuito. Los transformadores al operar a frecuencias mayores implican una disminución de peso y tamaño.

- Resonantes: De ellos se puede mencionar que tienen una forma de conmutación mejor.

A continuación, me centraré en la explicación del funcionamiento con detalle de los convertidores conmutados con aislamiento galvánico con los que voy a trabajar en este proyecto: Flyback y Forward.

4.2.1. Flyback [1] y [2]

Este circuito es un convertidor CC/CC con aislamiento galvánico, es decir, aísla la entrada de la salida, y es unidireccional ya que trabaja en la zona positiva de las características B-H del transformador. En el transformador se incluye la inductancia magnetizante.

Se compone de un conmutador que puede ser cualquier tipo de semiconductor controlado que tenga capacidad de trabajar en corte o saturación y que resista la tensión y corriente que queramos en el convertidor. Además de todo lo anterior, tiene un condensador de salida, que actúa de filtro de la tensión, y un diodo que evita que la energía almacenada en el condensador se descargue.

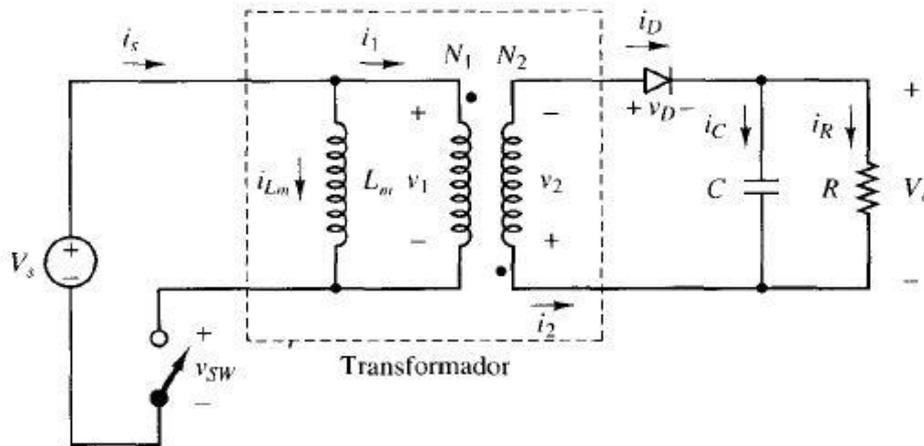


Ilustración 2: Convertidor Flyback.

El conmutador al comportarse como un interruptor, provoca dos situaciones diferentes, cuando el interruptor está cerrado, la tensión en el bobinado primario es la misma que la de la entrada. La tensión en el secundario es negativa, lo que lleva al diodo a polarizarse inversamente, con ello la corriente i_2 es cero, y por consiguiente i_1 también es cero. Es decir, cuando el interruptor está cerrado, la corriente aumenta linealmente en la inductancia magnetizante, la energía se almacena en ella, y el condensador de salida suministra la corriente de carga.

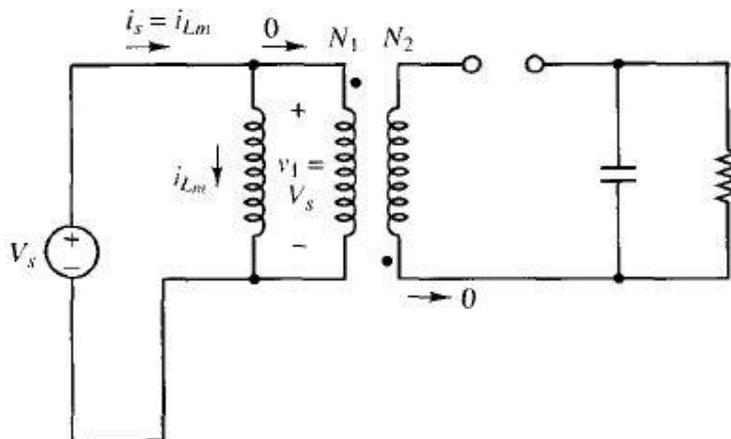


Ilustración 3: Circuito del convertidor Flyback con el interruptor cerrado.

Cuando el interruptor está abierto, contemplamos la otra situación. Ya que la corriente de la inductancia L_m no varía de forma instantánea, conduce a través del transformador, entra por el terminal sin punto del primario y sale por el terminal sin punto del secundario porque el diodo está polarizado en directa. Luego la energía almacenada en la L_m es transferida a la carga y al condensador de salida.

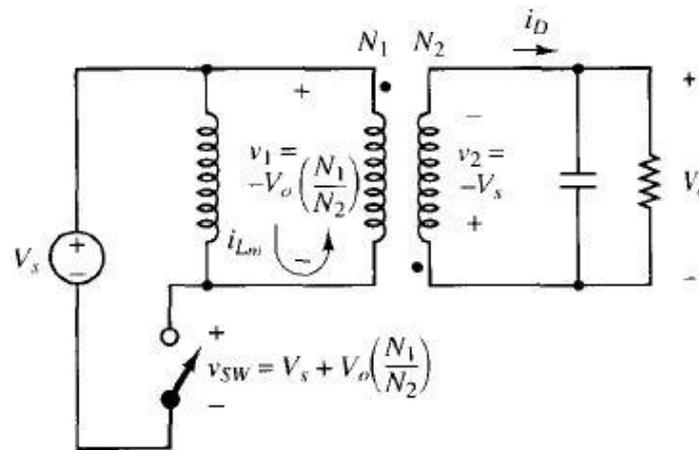


Ilustración 4: Circuito del convertidor Flyback con el interruptor abierto.

La relación que hay entre tensiones de entrada y salida es similar a la del convertidor CC/CC sin aislamiento: Buck-Boost (Reductor-Elevador).

Este convertidor se emplea en fuentes de alimentación de bajo coste y potencia reducida (5 a 150 w) como cargadores de baterías de teléfonos móviles o fuentes de alimentación de PC.

También puede generar grandes tensiones para tubos de rayos catódicos en televisiones y monitores, y se usa además en sistemas de ignición en motores de combustión interna.

4.2.2. Forward [1] y [2]

Este otro circuito también es un convertidor CC/CC que está acoplado magnéticamente, y es unidireccional.

Se compone, como el otro convertidor, de un conmutador que hace la función de interruptor, y un transformador, el cual es particularmente algo diferente. El transformador del Forward tiene tres devanados, el primero y el segundo devanado se encargan de transferir energía de la fuente de entrada a la carga cuando el interruptor se encuentra cerrado, mientras que el tercer devanado proporciona un camino a la corriente de la inductancia magnetizante cuando el interruptor está abierto y la reduce a cero antes de que se inicie cada periodo de conmutación. Luego el transformador de este convertidor constaría de tres devanados y de la inductancia magnetizante, L_m .

Además de esto, consta de un condensador de salida, tres diodos que veremos a continuación cuando se encuentran directamente o inversamente polarizados, y de una inductancia en la salida, nombrada como L_x .

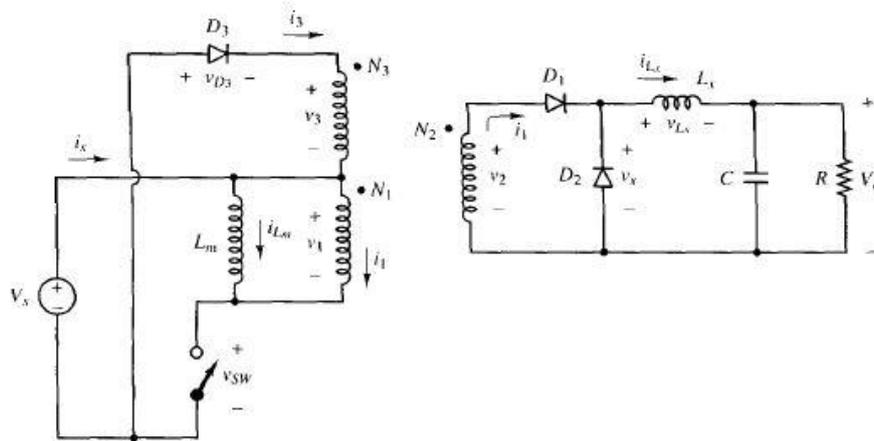


Ilustración 5: Convertidor Forward.

Funcionamiento de este convertidor:

Cuando el interruptor está cerrado, el diodo 3 (D_3) está polarizado inversamente, la tensión en el devanado 2 provoca que D_1 esté en directa conduciendo y D_2 en corte. Las corrientes tanto de la inductancia magnetizante como de la inductancia de salida crecen linealmente. En resumen, cuando el interruptor se encuentra cerrado la fuente de entrada entrega energía a la carga mediante el transformador.

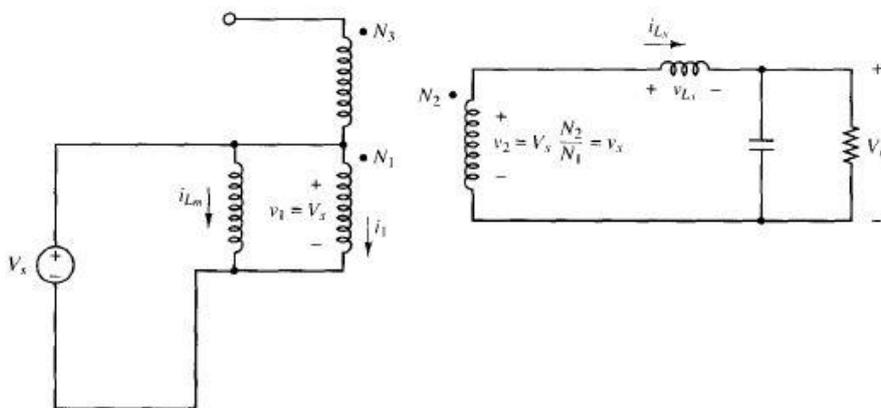


Ilustración 6: Circuito del convertidor Forward con el interruptor cerrado.

Cuando el interruptor está abierto, D_3 está polarizado en directa, D_1 cortado y al ser la corriente de L_x positiva, D_2 conduce. Con ello, la energía almacenada en la inductancia magnetizante L_m se puede devolver a la fuente de entrada mediante el tercer devanado del transformador.

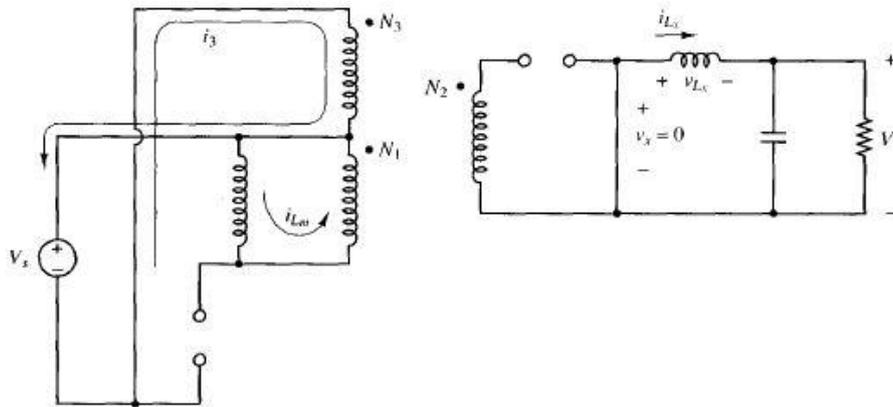


Ilustración 7: Circuito del convertidor Forward con el interruptor abierto.

La relación que hay entre las tensiones de entrada y salida es parecida a la del convertidor CC/CC sin aislamiento: Reductor (Buck).

Como podemos ver, tras conocer el funcionamiento de ambos convertidores con detalle, lo que tienen de particular estos convertidores es que en el Flyback la energía se almacena en la inductancia magnetizante cuando el interruptor estaba cerrado y se transfería a la carga cuando estaba abierto, mientras que en el Forward pasaba el caso totalmente opuesto, la energía se transfiere a la carga cuando el interruptor se encontraba cerrado.

4.3. Tipos de control

4.3.1. Introducción

El objetivo principal de cualquier convertidor continua-continua (CC/CC) es obtener una tensión de salida continua y que no varíe en el tiempo a pesar de los posibles factores que podamos someter a dicho convertidor, como una variación de la tensión de entrada o, como en el caso que expondré en este trabajo, una variación en la carga de salida. Para ello, hay que actuar en las variables de control externas encargadas de la regulación del convertidor, en nuestro caso sería el ciclo de servicio (también conocido como ciclo de trabajo) del polo de potencia. Gracias a ello podremos controlar variables internas como la tensión y la corriente para lograr nuestro fin.

El control del ciclo de servicio se hará de manera automática, por ello, tiene que haber una realimentación, ya que para que el sistema controle una variable de manera autónoma, éste deberá saber en todo momento que valor tenemos realmente y que valor queremos obtener, y con la realimentación conseguimos que el sistema reduzca la diferencia entre esos dos valores a cero.

Como he comentado antes, en los CC/CC se puede controlar la tensión de salida (solo habría un lazo exterior de realimentación) y la corriente que circula por el sistema (además del lazo exterior, habría otro interior controlando la corriente). Luego hay dos tipos de control en los convertidores: el control en modo tensión y el control en modo corriente.

4.3.2. Control en modo tensión [1], [3], [4], [5], [6], [7], [8] y [9]

En este modo de control nos centramos solamente en el control de la tensión de salida gracias al ciclo de servicio.

Funciona de la siguiente manera: Comparamos el valor de la tensión de salida con el valor de referencia, generando una señal de control, la cual irá a un modulador PWM con el que obtendremos un ciclo de servicio variable debido al error que hayamos obtenido, y éste accionará el polo de potencia. Para lograrlo, se compara la señal de control con una señal en forma de diente de sierra, si la tensión de control supera a la tensión del diente de sierra, el polo de potencia conduce, y, por otra parte, si la tensión de control es inferior a la de diente de sierra, el polo estará en corte. Es decir, el polo de potencia se acciona con pulsos de amplitud uno. A mayor tensión de control, mayor ciclo de servicio y viceversa como podemos ver en la siguiente ilustración:

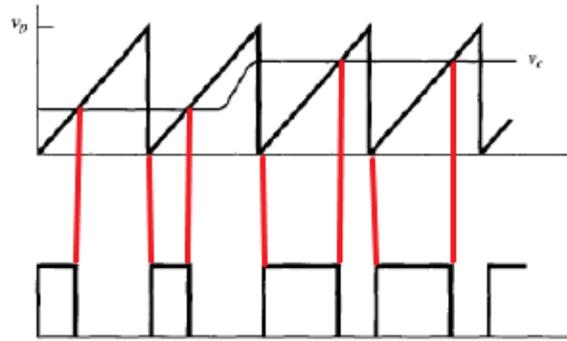


Ilustración 8: Control PWM. V_p (Tensión de pico de la señal en forma de diente de sierra) y V_c (Tensión de control).

Así quedaría esquemáticamente lo explicado:

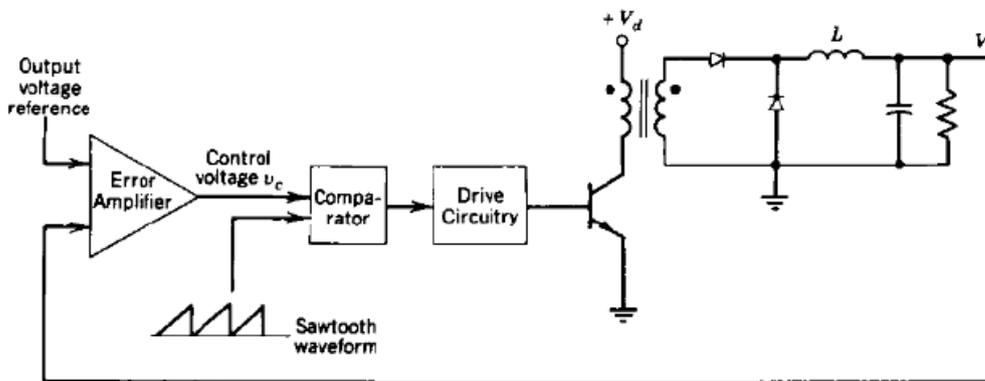


Ilustración 9: Esquema de un control en modo tensión.

En esta ilustración, como he comentado anteriormente, se puede ver que solamente hay un lazo de realimentación. La tensión de salida se compara con una de referencia en el amplificador de error con compensación, dando una tensión de control a la salida que se empleará para ajustar el ciclo de servicio y regular la salida.

La ventaja del control en modo de tensión es la sencillez en cuanto al circuito de realimentación, en cambio, como inconveniente, este control es lento. El control solo actúa cuando hay cambios en la tensión de salida, luego, como ejemplo, si hay un cambio en la tensión de entrada, éste recorrerá el convertidor hasta que produzca un cambio en la tensión de salida y entonces es cuando actuará el control para corregir el ciclo de servicio y que la tensión de salida vuelva a ser el valor deseado.

4.3.3. Control en modo corriente [1], [3], [4], [5], [6], [7], [8] y [9]

En el control en modo corriente se tienen en cuenta dos magnitudes: la tensión de salida que es el valor a controlar como en el control en modo tensión y el valor de la corriente por el convertidor.

Para su implementación contaríamos con dos lazos, uno externo para el control de la tensión y otro interno para el control de la corriente. Esto es debido a que tenemos la necesidad de controlar una tensión y limitar una corriente, dos magnitudes con diferente rapidez. Lo que nos lleva a utilizar reguladores en cascada para adecuar la velocidad de las variables.

El lazo interno para el control de la corriente cada vez que detecta un escalón de carga o una variación en la tensión de entrada, toma el control del convertidor con mayor rapidez sobre la tensión de salida que el lazo externo que controla la tensión.

En este control, la variable más importante es la corriente, la cual en función del valor de la carga, establecerá la tensión de salida del convertidor. A la corriente que obtenemos del convertidor le tenemos que restar la corriente de la carga, obteniendo la corriente del condensador, que al estar en paralelo con la carga, la tensión de salida se podrá obtener con la impedancia del condensador. Para que el valor de la tensión de salida se mantenga constante ante un escalón de carga, es necesario que el convertidor nos proporcione la corriente necesaria en función de las variaciones de la carga. El convertidor se tiene que comportar como una fuente de corriente.

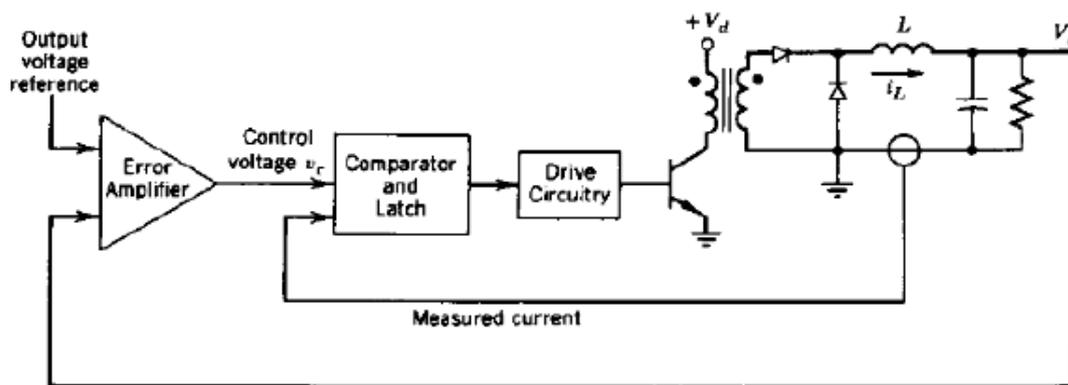


Ilustración 10: Esquema del control en modo corriente.

Como podemos ver en la ilustración anterior, el lazo de tensión es el encargado de proporcionar al sistema un valor de referencia. La señal de control que genera este lazo se corresponderá con el valor referente para el lazo de corriente. Este valor se comparará con el valor de la corriente en el convertidor controlando así el ciclo de servicio del polo de potencia.

Existen tres tipos básicos de reguladores de control en modo corriente: control con banda en tolerancia, control con tiempo en off constante y control a frecuencia constante con turn on a la frecuencia de operación. En estos controles, se toma como referencia la corriente del sistema que viene dada por la inductancia.

- Control con banda de tolerancia: La tensión de control determina el valor medio de la corriente en la inductancia. Funciona únicamente en conducción continua (en discontinua la corriente pasa por cero). Como inconveniente tiene que la frecuencia de conmutación

depende del valor de la bobina (a mayor valor de la inductancia, menor será la frecuencia y viceversa). El funcionamiento se refleja en la siguiente ilustración:

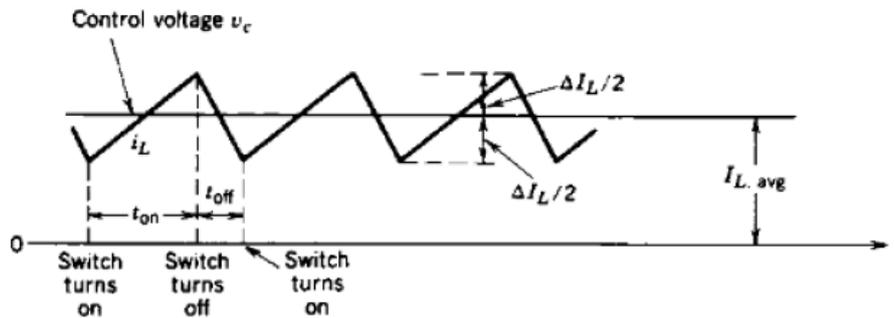


Ilustración 11: Control en modo corriente con banda de tolerancia.

- Control con tiempo en off constante: La tensión de control determina el valor de pico de la corriente de la inductancia. Una vez se alcanza dicho valor, el interruptor pasa a off y permanece en off un tiempo fijo constante. La frecuencia de funcionamiento no es constante ya que puede alcanzar el valor de pico de la corriente en intervalos distintos de tiempo, depende de los elementos del convertidor y de las condiciones de funcionamiento lo que lleva a pérdidas elevadas y complejidad a la hora de diseñar los componentes y el control.

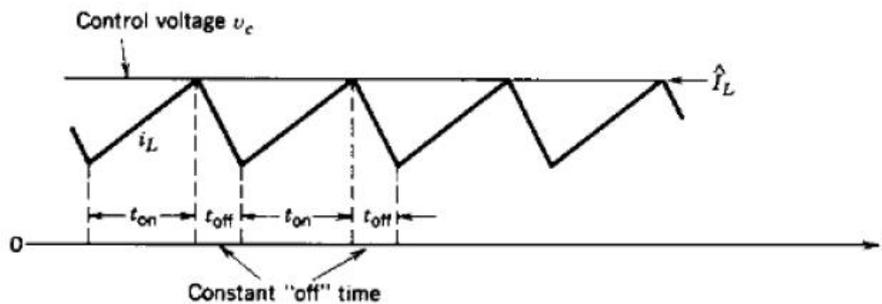


Ilustración 12: Control en modo corriente con tiempo en off constante.

- Control a frecuencia constante con turn on a la frecuencia de operación: Es la modalidad más usual en los controles en modo corriente, de hecho es el que he usado en las simulaciones de este proyecto. Se caracteriza por tener un reloj (clk) que controla la frecuencia de funcionamiento. El interruptor se cierra al comienzo del periodo de operación (frecuencia constante). La tensión de control determina el valor de pico de la corriente por la inductancia y el instante en el que se abre el interruptor. Éste permanecerá en off hasta que dé comienzo el nuevo periodo. Alguna de las ventajas es que tenemos el control de la frecuencia de conmutación y controlamos el valor de cresta.

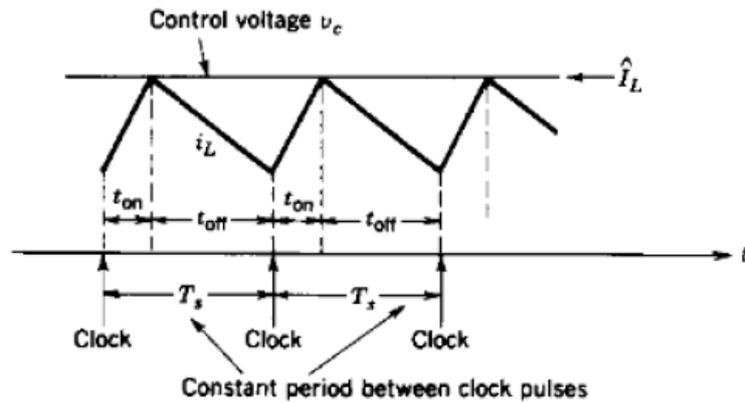


Ilustración 13: Control en modo corriente a frecuencia constante con turn on a la frecuencia de operación.

Algunos inconvenientes de este modo de control son los siguientes:

- Las respuestas no se corresponden con lo que debería suceder debido al control de corriente de pico. Para poderlo explicar, por ejemplo en un convertidor forward ideal, suponiendo que se produce una variación en la tensión de entrada y que la salida se mantiene constante, la tensión de referencia del lazo interno de la corriente se mantiene constante (luego intensidad de pico, I_p , constante).

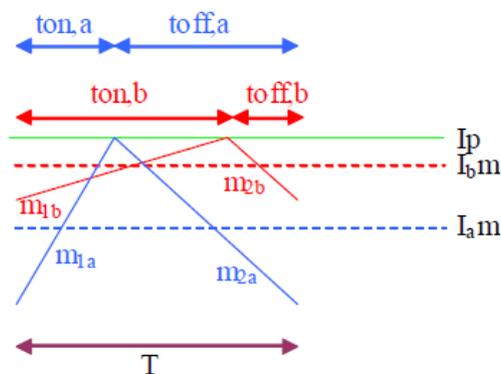


Ilustración 14: Variación en la tensión de entrada y salida constante.

Como podemos ver en la ilustración anterior, la pendiente de subida, m_1 , de la corriente en la inductancia depende de la diferencia entre la tensión de entrada y la de salida, aumenta la pendiente al aumentar la tensión de entrada y se reduce el ciclo de servicio. Es decir, en la situación a, tenemos un valor de tensión de entrada alto, y en la situación b, un valor bajo. En cambio, la pendiente m_2 se mantiene constante en ambas situaciones debido a que no se han producido variaciones en la tensión de salida. Como resultado, se puede ver que la situación a que es donde la tensión de entrada ha aumentado, la corriente media en dicha situación ha disminuido respecto a la situación b. El hecho de que disminuya el valor medio de la corriente provoca que disminuya también la tensión de salida. Es decir, con este control

hemos detectado el cambio en la tensión de entrada rápidamente pero hemos actuado de forma incorrecta.

- Respuesta a una perturbación en el valor de la corriente en la inductancia:

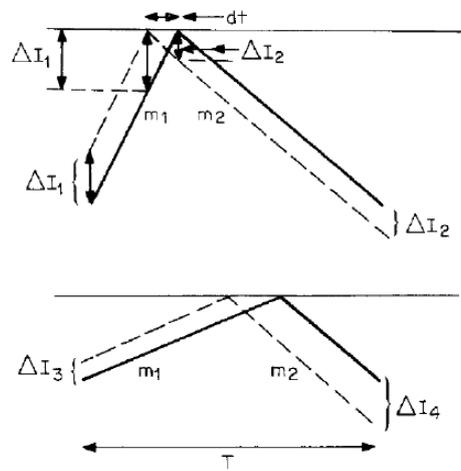


Ilustración 15: Respuesta a una perturbación en el valor de la corriente en la inductancia.

Como vemos en la imagen superior de la ilustración anterior, al operar con un ciclo de servicio inferior al 50% (m_2 menor que m_1), la perturbación ΔI_1 provocará una perturbación ΔI_2 menor, por lo que tras varios ciclos, se va amortiguando y acabará desapareciendo. En cambio, en la imagen inferior, al operar con un ciclo de servicio superior al 50%, tenemos que la pendiente m_2 es mayor que m_1 , y la perturbación ΔI_3 provocará una perturbación ΔI_4 mayor, lo que se irá incrementando a lo largo de los ciclos dando lugar a ciertas oscilaciones.

Para corregir ambos problemas mencionados en el control en modo corriente, hay que añadir a la salida del regulador de tensión una tensión con pendiente negativa, es decir, una compensación de pendiente. Si la seleccionamos de forma adecuada, lograremos una buena estabilidad a todos los valores del ciclo de servicio y que el valor medio de la corriente sea independiente del tiempo de conducción del semiconductor, es decir, el valor medio de la corriente se mantendrá constante aunque varíe el ciclo de servicio. La pendiente debe ser la mitad de la de bajada de la corriente.

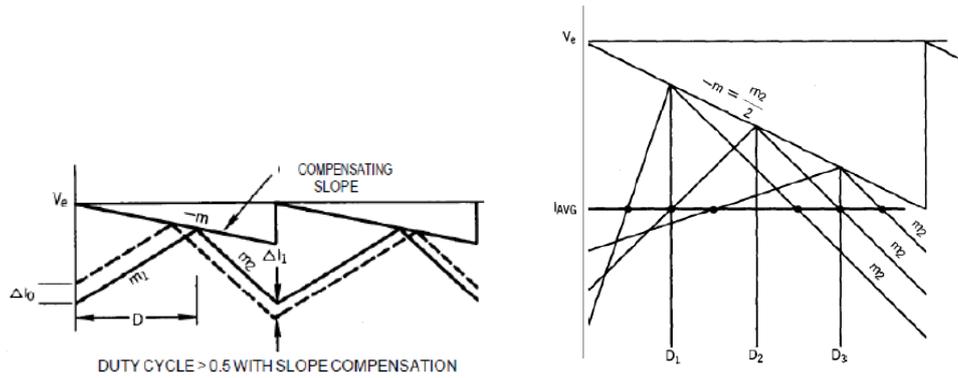


Ilustración 16: Compensación en pendiente.

Algunas ventajas de este control son la velocidad con la que corrige las variaciones de algunas magnitudes como la tensión de entrada antes de que sean visibles en la salida, el hecho de trabajar a frecuencia de conmutación constante logrando que el diseño tanto de componentes del circuito como de control sea más sencillo, protección frente a sobrecorrientes y la posibilidad de emplear compensadores más sencillos que los utilizados en el control en modo tensión.

4.4. Estabilidad del sistema

4.4.1. Diagrama de bode [4]

Para que el diseño del control del convertidor funcione correctamente, hay que tener en cuenta factores importantes como la estabilidad y la respuesta transitoria del sistema.

Un diagrama de bode se define como una representación gráfica de la magnitud y la fase de una función de transferencia como una función de frecuencia, donde la magnitud es representada en decibelios y la fase en grados, respectivamente, mientras que la frecuencia se muestra en una escala logarítmica.

A una frecuencia del sistema dada, la magnitud del producto de dos funciones de transferencia se traduce a la suma de las magnitudes de decibelios de los términos individuales. De la misma forma, la fase del producto de esas dos funciones de transferencia es equivalente a la suma de las fases de los términos individuales. Por ello, los diagramas de bode son herramientas sencillas y eficaces que consiguen ilustrar y calcular los parámetros de ganancia de un circuito.

Hay tres zonas bien diferenciadas en un diagrama de bode, en la siguiente ilustración podemos verlo, en la zona 1 sería frecuencias bajas, en la zona 2 frecuencias medias y en la zona 3 frecuencias altas.

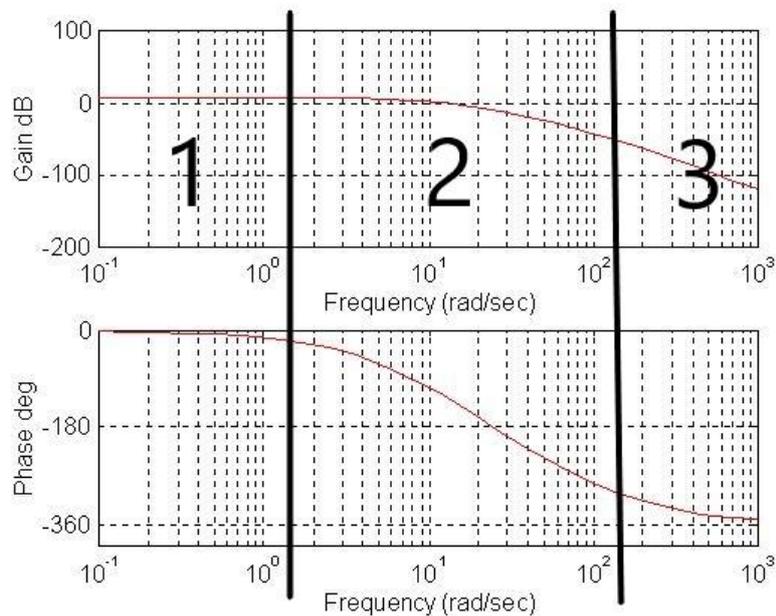


Ilustración 17: Zonas de un diagrama de bode.

- FRECUENCIAS BAJAS

El valor de la gráfica de magnitud vendrá dado por la ganancia del sistema, gracias a ello, nos dará una idea del comportamiento en estado estacionario. A mayor ganancia, menor error de la respuesta del sistema en el estacionario.

- FRECUENCIAS MEDIAS

En esta zona se produce el paso de la gráfica de magnitud por 0 dB a la llamada frecuencia de cruce o de corte.

También nos encontramos con la frecuencia a la cual la gráfica de magnitud desciende hasta los -3 dB, conocido como ancho de banda del sistema, lo que nos da la idea de la velocidad del sistema. A mayor ancho de banda, mayor rapidez en la respuesta del sistema.

El criterio que sigue los diagramas de bode para que un sistema sea estable, criterio de estabilidad, es tener un margen de ganancia y un margen de fase positivos.

- Margen de fase (MF): Consiste en el número de grados que tiene la gráfica de fase por encima de los -180° cuando la gráfica de magnitud corta por 0 dB. El margen de fase condiciona la respuesta transitoria del sistema: El MF debe ser mayor de 45° para evitar oscilaciones duraderas y sobrepicos muy altos, además, hay que establecer un límite superior de MF, porque cuanto mayor sea éste, la respuesta será más lenta a pesar de tener sobrepicos pequeños.

Es recomendable cortar por los 0 dB con la menor pendiente posible, así prevenimos zonas en las que el margen de fase sea grande y que una variación pequeña en la ganancia del sistema provoque una variación elevada en el margen de fase conduciendo a la inestabilidad del sistema.

- Margen de ganancia (MG): En este caso es el número de decibelios que tiene la gráfica de magnitud por debajo de los 0 dB cuando la gráfica de la fase corta en -180° .

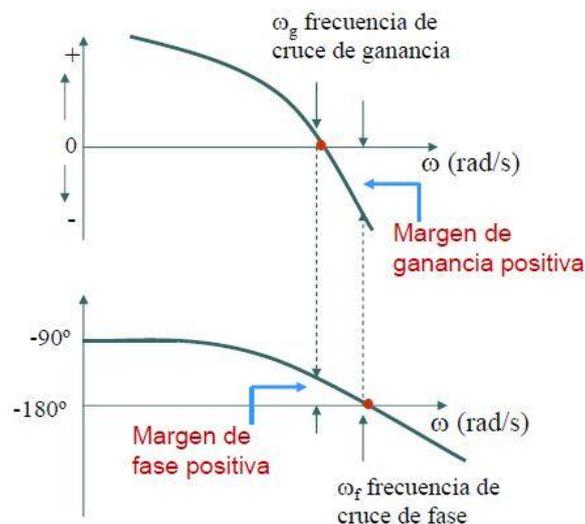


Ilustración 18: Sistema estable.

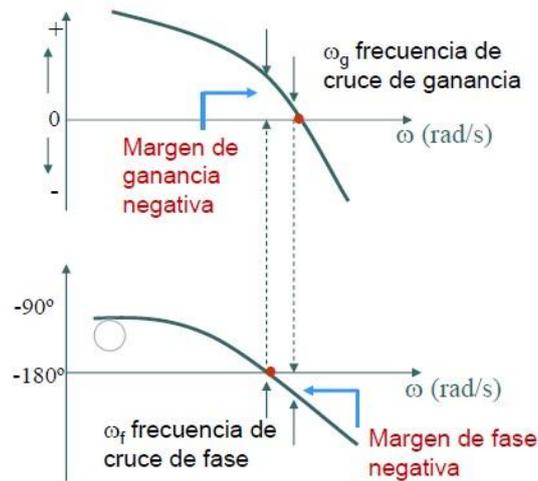


Ilustración 19: Sistema inestable.

Cuando se diseñe el compensador, tiene que ser un sistema estable, es decir, tiene que tener ambos márgenes positivos.

- FRECUENCIAS ALTAS

En esta zona estará la frecuencia de conmutación del convertidor elegido. Un objetivo de diseño importante es que la gráfica de magnitud, a esta frecuencia, tenga atenuación suficiente, y así, evitar introducir ruidos en la respuesta del sistema. A la frecuencia de conmutación, la atenuación debe ser mayor que -10 dB.

4.4.2. Funciones de transferencia [4]

Los convertidores que voy a estudiar en este trabajo, Flyback y Forward, derivan, respectivamente, de los convertidores sin aislamiento Buck-Boost y Buck. Luego se puede decir que las funciones de transferencia son comunes, con la única diferencia que habría que tener en cuenta las relaciones de transformación en ellas.

- Función de transferencia del convertidor Buck-Boost en modo Tensión y MCC

$$\frac{\hat{v}_o}{\hat{v}_{EA}} = \frac{V_O}{V_P \cdot D(1-D)} \cdot \frac{(1-s/\omega_{RHZ})}{1 + \frac{s}{Q\omega_o} + (\frac{s}{\omega_o})^2}$$

$$\omega_{RHZ} = \frac{(1-D)^2}{D} \cdot \frac{R_L}{L}$$

$$\omega_o = \frac{(1-D)}{\sqrt{LC_o}}, \quad Q = (1-D)R_L \sqrt{\frac{C_o}{L}}$$

V_o es la tensión de salida, V_p es la tensión pico a pico en el diente de sierra, L es la inductancia magnetizante, C_o el condensador de salida, D el ciclo de servicio, R_L la carga con la que trabajamos, ω_o es la frecuencia de polo y ω_{RHZ} es la frecuencia del cero en el semiplano derecho.

- Función de transferencia del convertidor Buck-Boost en modo Tensión y MCD

$$\frac{\hat{v}_o}{\hat{v}_{EA}} = \frac{V_o}{V_p \cdot D} \cdot \frac{1}{1+s/\omega_p}$$

$$\omega_p = \frac{2}{R_L C_o}, \quad M = \frac{V_o}{V_{IN}}$$

V_{IN} es la tensión de la fuente de entrada del circuito.

- Función de transferencia del convertidor Buck-Boost en modo Corriente y MCC

$$\frac{\hat{v}_o}{\hat{v}_{EA}} = K_M \cdot \frac{R_L \cdot (1-D)}{(1+D)} \cdot \frac{1-s/\omega_{RHZ}}{1+s/\omega_p}$$

$$\omega_{RHZ} = \frac{(1-D)^2}{D} \cdot \frac{R_L}{L}, \quad \omega_p = \frac{(1+D)}{R_L C_o}$$

$$K_M = \frac{\Delta I_{DS}^{PK}}{\Delta V_{EA}}$$

I_{DS} es la corriente por la inductancia magnetizante.

- Función de transferencia del convertidor Buck-Boost en modo Corriente y MCD

$$\frac{\hat{v}_o}{\hat{v}_{EA}} = K_M \cdot V_o \cdot \frac{1}{1+s/\omega_p}$$

$$\omega_p = \frac{2}{R_L C_o}$$

- Función de transferencia del convertidor Buck en modo Tensión y MCC

$$\frac{\hat{v}_o}{\hat{v}_{EA}} = \frac{V_o}{V_p \cdot D} \cdot \frac{1}{1+\frac{s}{Q\omega_o} + \left(\frac{s}{\omega_o}\right)^2}$$

$$\omega_o = 1/\sqrt{LC_o}, \quad Q = R_L \sqrt{C_o/L}$$

- Función de transferencia del convertidor Buck en modo Tensión y MCD

$$\frac{\hat{v}_o}{\hat{v}_{EA}} = \frac{2V_O}{V_P \cdot D} \cdot \frac{1-M}{2-M} \cdot \frac{1}{1+s/\omega_p}$$

$$\omega_p = \frac{2-M}{1-M} \cdot \frac{1}{R_L C_O}, \quad M = \frac{V_O}{V_{IN}}$$

- Función de transferencia del convertidor Buck en modo Corriente y MCC

$$\frac{\hat{v}_o}{\hat{v}_{EA}} = K_M \cdot R_L \cdot \frac{1}{1+s/\omega_p}$$

$$\omega_p = \frac{1}{R_L C_o}$$

- Función de transferencia del convertidor Buck en modo Corriente y MCD

$$\frac{\hat{v}_o}{\hat{v}_{EA}} = 2K_M \cdot V_o \cdot \frac{1-M}{2-3M} \cdot \frac{1}{1+s/\omega_p}$$

$$\omega_p = \frac{2-3M}{1-M} \cdot \frac{1}{R_L C_o}$$

Con estas características de las funciones de transferencia de los convertidores con los que vamos a trabajar, podremos obtener los bodes de cada caso con sus características: ganancia, frecuencia de corte, margen de fase, margen de ganancia.

4.4.3. Compensadores [4]

Para poder manipular las características que nos proporcionan las funciones de transferencia de los convertidores, hay que introducir en el control a los compensadores.

Un compensador es una red de impedancias colocadas en el terminal negativo y en la realimentación del amplificador de error. Dependiendo el valor de dichas impedancias introducen ceros y polos que modifican el diagrama de bode logrando obtener el margen de fase, frecuencia de corte y atenuación a frecuencia de conmutación que queramos.

Hay tres tipos de compensadores:

- Compensador de TIPO I

Tiene una configuración muy simple, contiene solamente un integrador.

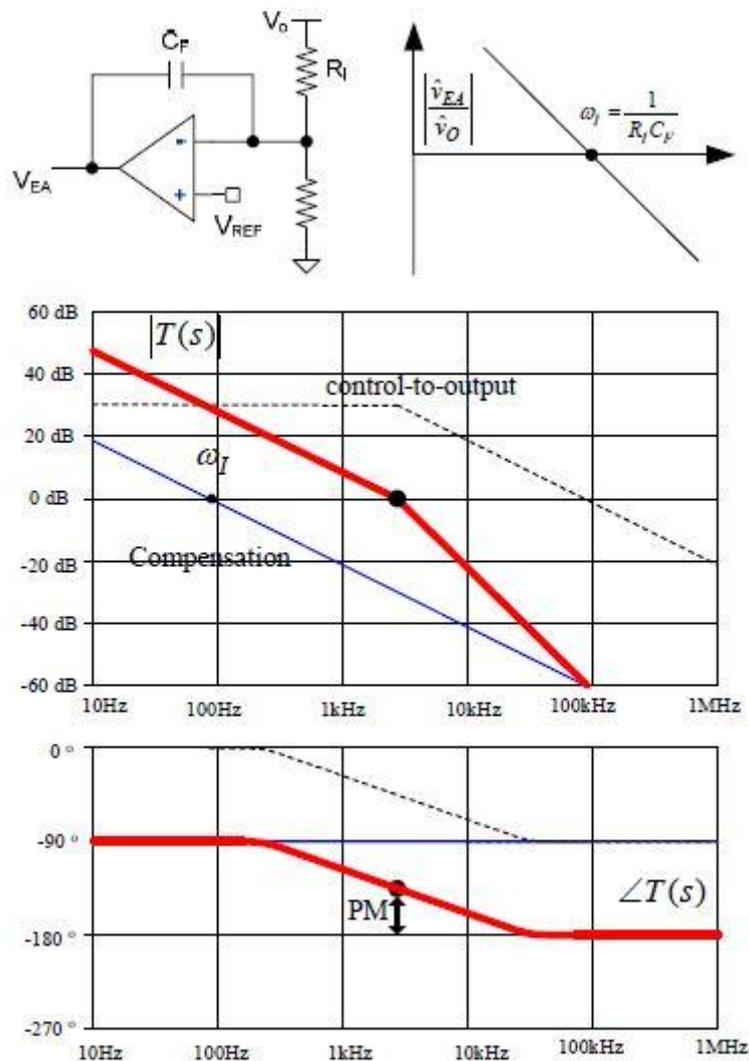


Ilustración 20: Compensador Tipo I.

Este compensador se caracteriza porque la frecuencia uniforme cae a -20 dB/década y tiene una fase constante de -90°, como podemos ver en azul en la ilustración anterior.

La función de transferencia es la siguiente:

$$H_c(s) = \frac{\omega_1}{s}$$

siendo ω_1 la ganancia del integrador.

Como vemos, lo único que se puede modificar en este compensador es la frecuencia de la ganancia. A mayor R_1 o mayor C_f o ambos, menor frecuencia.

- Compensador de TIPO II

Este compensador contiene un integrador como el de TIPO I, pero lo mejora ya que incluye además, un polo y un cero.

El cero se introduce para compensar la caída de fase que causa el integrador, mientras que el polo atenúa el rizado de conmutación. Este tipo de compensador se usa en sistemas con funciones de transferencia de salida que tienen un polo. Pueden reducir la fase 90°.

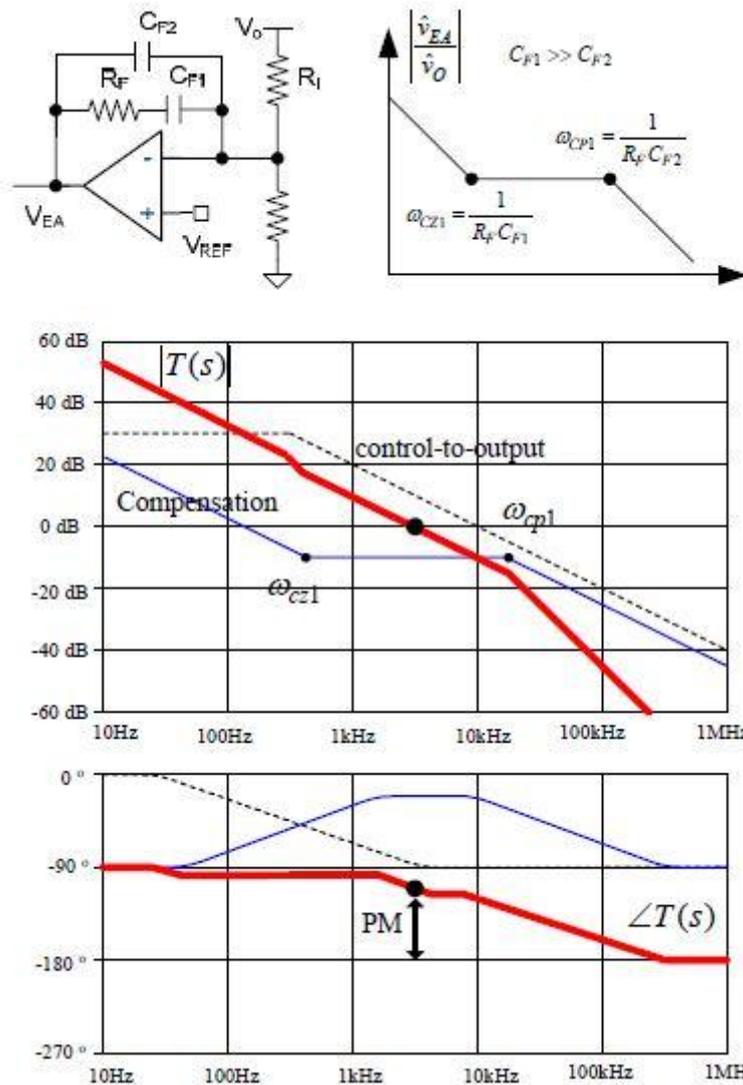


Ilustración 21: Compensador Tipo II.

En la anterior ilustración, la línea discontinua corresponde a la planta, la línea azul al compensador de Tipo II y la roja sería el producto de ambas funciones de transferencia (es decir, al ser un diagrama de bode, la suma de ambas).

La función de transferencia es la siguiente:

$$H_c(s) = \frac{\omega_1}{s} \cdot \frac{(1 + s/\omega_{CZ1})}{(1 + s/\omega_{CP1})}$$

siendo ω_1 la ganancia del integrador, ω_{CZ1} la compensación del cero y ω_{CP1} la compensación del polo.

Como vemos, en este caso podemos modificar la ganancia y las frecuencias tanto del polo como del cero.

- Compensador de TIPO III

Por último, este compensador mejora el TIPO II, al integrador, el polo y el cero que tenía éste, hay que añadirle otro polo y otro cero.

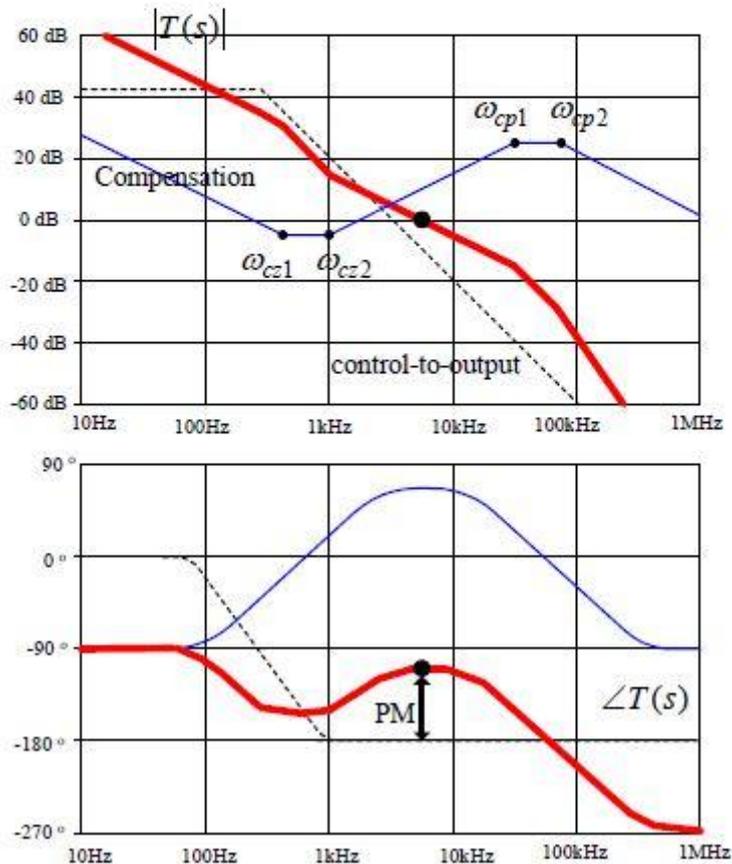
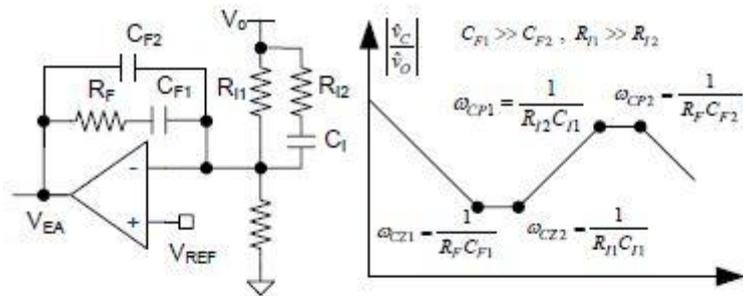


Ilustración 22: Compensador Tipo III.

Como podemos ver en la anterior ilustración, la línea roja es el resultado final de la planta (línea a trozos) y del compensador tipo III (línea azul). Este compensador es el único que puede dar fase positiva. Hay muchos grados de libertad, normalmente se colocan con la misma frecuencia los ceros, y los polos, también se colocan juntos a una frecuencia más alta.

La función de transferencia del compensador tipo III es la siguiente:

$$H_c(s) = \frac{\omega_1}{s} \cdot \frac{(1 + s/\omega_{CZ1})}{(1 + s/\omega_{CP1})} \cdot \frac{(1 + s/\omega_{CZ2})}{(1 + s/\omega_{CP2})}$$

siendo ω_1 la ganancia del integrador, ω_{CZ1} y ω_{CZ2} la compensación de los ceros y ω_{CP1} y ω_{CP2} la compensación de los polos.

Podemos modificar la ganancia y las frecuencias tanto de los polos como los ceros.

Como veremos más adelante, las simulaciones que he llevado a cabo en los convertidores de este trabajo han sido con los compensadores de tipo II y III debido a sus características, y para poder comparar mejor las ventajas e inconvenientes de uno respecto al otro en cada caso.

4.5. Diseño de los convertidores

En primer lugar, para obtener los resultados con los que quiero trabajar en este proyecto y que comentaré en los siguientes apartados, hay que diseñar la inductancia, bien magnetizante o bien de salida dependiendo del convertidor con el que se trabaje, y el condensador de salida.

Antes de empezar a detallar el estudio y diseño de cada convertidor, conviene mencionar en qué modo de conducción queremos que funcione, hay dos:

- Modo de Conducción Continua (MCC): La corriente por la inductancia no se anula en ningún momento. Por ello, se debe diseñar una inductancia con un valor suficientemente alto.

- Modo de Conducción Discontinua (MCD): La corriente por la inductancia siempre se anula antes del siguiente periodo de conmutación.

4.5.1. Flyback [1]

Las especificaciones comunes que he decidido elegir para este convertidor tanto en MCC como en MCD son las siguientes:

- Tensión de entrada (V_i): 75 V
- Frecuencia de conmutación (f_c): 40 KHz
- Relación de transformación (N_1/N_2): 2
- Tensión de salida (V_o): 15 V
- Rango de potencia: 0-100 W. Potencia nominal (P_n): 100 W
- Rizado de la tensión de salida ($\Delta V_o/V_o$): 5%
- Escalón de carga: 0,3-0,9

Con estos datos, podemos hallar la resistencia nominal, el ciclo de servicio al que trabaja el convertidor con dicha carga, y, dependiendo si está en MCC o en MCD, una inductancia magnetizante y un condensador de salida diferente.

Comenzaré hallando el valor de los datos que serán comunes en el convertidor para ambos tipos de conducción, y después me centraré en el cálculo de la inductancia magnetizante y del condensador de salida para cada tipo.

Gracias al desarrollo obtenido cuando el interruptor está abierto, despejando la tensión de salida (V_o) obtenemos:

$$V_o = V_i \frac{D}{1-D} \frac{N_2}{N_1}$$

Siendo D el ciclo de servicio, sustituimos los valores y lo despejamos de la ecuación anterior, obteniendo:

$$D = 0,2857$$

Como tenemos la tensión de salida (V_o) y la potencia nominal (P_n), podemos calcular la resistencia nominal (R_n):

$$R_n = \frac{V_o^2}{P_n}$$

Sustituyendo y despejando:

$$R_n = 2,25 \Omega$$

Por último, en cuanto a datos comunes se refiere, podemos calcular el valor de las resistencias del escalón de carga, es decir, el rango en el que se encontrarán, al igual que las corrientes que pasarán por ellas y las potencias.

El escalón de carga elegido es del 30% al 90%, para la del 30%: $R_n/0,3 = 7,5\Omega$. Y para la del 90%: $R_n/0,9 = 2,5\Omega$. Ya tenemos el rango de resistencias en el cual queremos que el convertidor se comporte de un modo u otro, es decir, diseñaremos una inductancia y un condensador que logren que para cualquier resistencia que se encuentre en ese rango, se mantenga el modo de conducción del convertidor y no varíe el valor de la tensión de salida.

Gracias a la resistencia nominal y la tensión de salida, sabemos la corriente nominal:

$$I_n = \frac{V_o}{R_n} = \frac{15}{2,25} = 6,67 A$$

También podemos conocer el valor de las corrientes en los extremos del escalón de carga:

$$30\% \rightarrow I_{30\%} = \frac{V_o}{R_{30\%}} = 2 A$$

$$90\% \rightarrow I_{90\%} = \frac{V_o}{R_{90\%}} = 6 A$$

Y el valor de las potencias en el escalón de carga:

$$P_{30\%} = 0,3 \times I_n \times V_o = 0,3 \times 6,67 \times 15 = 30 W$$

$$P_{90\%} = 0,9 \times I_n \times V_o = 0,9 \times 6,67 \times 15 = 90 W$$

Una vez tenemos todos estos datos comunes para ambos modos de conducción del convertidor Flyback, dependiendo el modo en que se encuentre, el diseño de la inductancia magnetizante y del condensador de salida será diferente.

4.5.1.1. Flyback en modo de conducción continua (MCC) [1]

El objetivo es que el convertidor Flyback esté en MCC en el escalón de carga que nos hemos propuesto (30-90%), es decir, que si cambiamos la carga entre $2,5\Omega$ y $7,5\Omega$ la tensión de salida (V_o) no varíe.

Los valores máximo y mínimo de la corriente por la inductancia magnetizante se pueden obtener de la siguiente forma [numerito de la referencia del libro Hart]:

$$I_{L_m,max} = I_{L_m} + \frac{\Delta i_{L_m}}{2}$$

$$I_{L_m,min} = I_{L_m} - \frac{\Delta i_{L_m}}{2}$$

Vamos a utilizar el caso de las resistencias en el que la corriente sea menor, ya que si para este caso, el convertidor está en MCC, para el caso de la corriente mayor lo estará también. Luego utilizaremos la corriente que circula por la carga de $7,5\Omega$, es decir, la mayor resistencia que podemos poner, cuya corriente tiene un valor de 2 A.

Para garantizar que la corriente mínima por la inductancia está en continua, hay que asegurarse que la mitad del rizado de la corriente de la inductancia no supere los 2 A.

$$\frac{\Delta i_{L_m}}{2} < 2 A \rightarrow \Delta i_{L_m} < 4 A$$

Luego el rizado de la corriente de la inductancia no debe ser mayor de 4 A, por ejemplo, he decidido tomar como dato: $\Delta i_{L_m} = 2 A$

Gracias a este dato, obtenemos el valor de la inductancia magnetizante que necesitamos :

$$\Delta i_{L_m} = \frac{V_i \times D}{f_c \times L_m}$$

Despejando y sustituyendo obtenemos el valor de L_m :

$$L_m = 2,678 \times 10^{-4} H$$

A continuación, con el dato del rizado de salida, hallamos el condensador de salida C_o :

$$\frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{D}{C_o \times f_c \times R_n}$$

Sustituyendo valores y despejando C_o , obtenemos:

$$C_o = 6,349 \times 10^{-5} F$$

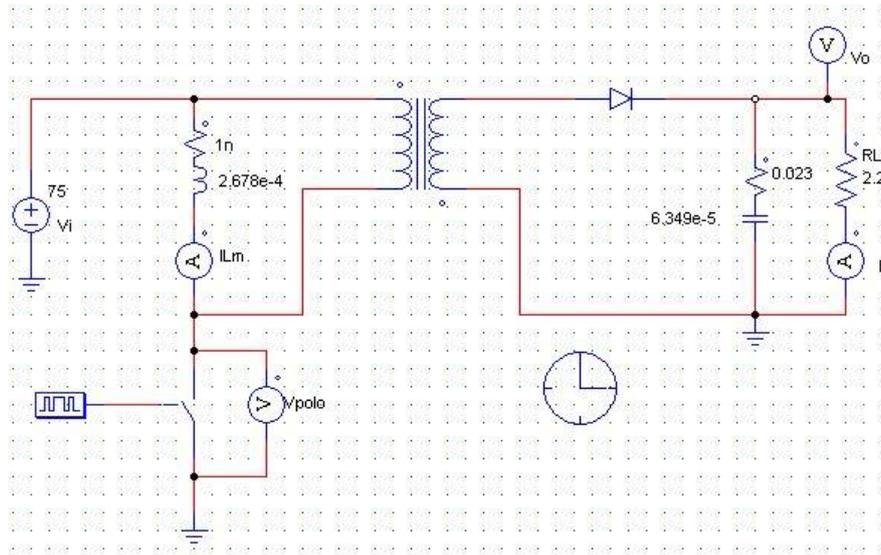


Ilustración 23: Flyback MCC lazo abierto.

Por último, vemos que hay dos elementos en el circuito que no he mencionado aún, son las ESR de la inductancia y del condensador.

El valor de la ESR de la inductancia magnetizante es de $1 \text{ n}\Omega$, lo he elegido para que afecte lo más mínimo. En cambio, el valor de la ESR del condensador de salida ($0,023 \Omega$) es una elección particular debido al tipo de material de dicho condensador, explicado en el Anejo 1.

4.5.1.2. Flyback en modo de conducción discontinua (MCD) [1]

En este otro caso, el objetivo es que el convertidor Flyback esté en MCD en el mismo escalón de carga que hemos propuesto como dato inicial (30-90%), es decir, que si cambiamos la carga entre $2,5$ y $7,5 \Omega$ la tensión de salida (V_o) no varíe y que la corriente de la inductancia magnetizante en todo momento esté en discontinua.

Los valores máximo y mínimo de la corriente por la inductancia magnetizante se pueden obtener de la misma forma que en el Flyback en MCC

$$I_{L_m,max} = I_{L_m} + \frac{\Delta i_{L_m}}{2}$$

$$I_{L_m,min} = I_{L_m} - \frac{\Delta i_{L_m}}{2}$$

En este caso, el razonamiento que debemos seguir es el siguiente: Utilizaremos la resistencia por la cual circule más corriente, y a partir de ahí, hallaremos una inductancia magnetizante cuya corriente esté en MCD, garantizando que si para esa resistencia estamos en discontinua, para el resto de resistencias, cuyas corrientes serán inferiores, la corriente por la inductancia magnetizante también estará en MCD.

La resistencia por la que circula más corriente es la de $2,5\Omega$, circula 6 A. Luego, para garantizar que la corriente máxima por la inductancia esté en discontinua hay que asegurarse que la mitad del rizado de la corriente de la inductancia supere los 6 A.

$$\frac{\Delta i_{L_m}}{2} > 6 A \rightarrow \Delta i_{L_m} > 12 A$$

Luego el rizado de la corriente de la inductancia debe ser mayor de 12 A, por ejemplo, he decidido tomar como dato: $\Delta i_{L_m} = 20 A$

Con este dato, obtenemos el valor de la inductancia magnetizante que necesitamos exactamente igual que en caso de MCC:

$$\Delta i_{L_m} = \frac{V_i \times D}{f_c \times L_m}$$

Despejando y sustituyendo obtenemos el valor de L_m :

$$L_m = 2,678 \times 10^{-5} H$$

A continuación, hallamos el condensador de salida C_o , que en este convertidor, será el mismo que el de MCC:

$$C_o = 6,349 \times 10^{-5} F$$

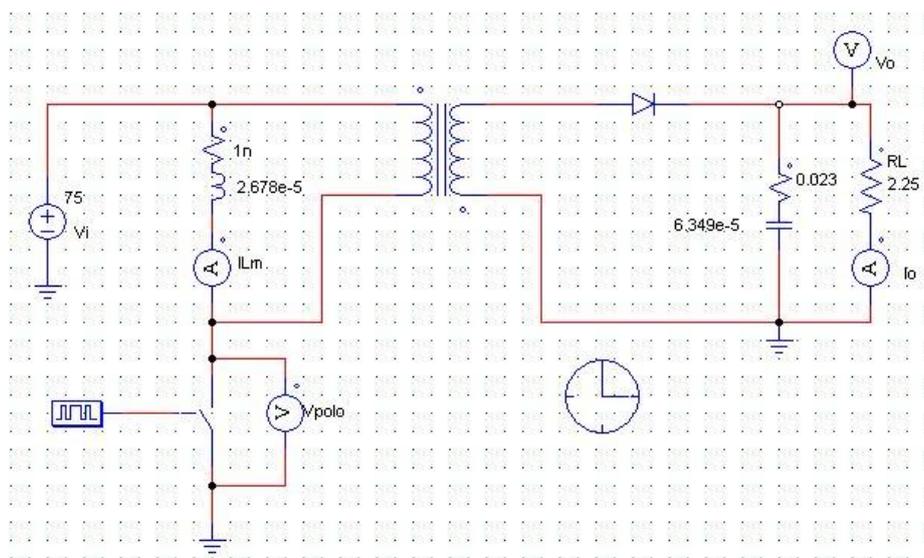


Ilustración 24: Flyback MCD lazo abierto.

El valor de la ESR de la inductancia magnetizante es de $1 \text{ n}\Omega$, y el de la ESR del condensador es $0,023 \Omega$ como en el MCC de este convertidor.

4.5.2. Forward [1]

Las especificaciones comunes que he decidido elegir para este convertidor tanto en MCC como en MCD son las siguientes:

- Tensión de entrada (V_i): 75 V
- Frecuencia de conmutación (f_c): 40 KHz
- Relación de transformación (N_1/N_2): 2
- Relación de transformación (N_1/N_3): 1
- Inductancia magnetizante (L_m): $5 \times 10^{-3} \text{ H}$
- Tensión de salida (V_o): 15 V
- Rango de potencia: 0-100 W. Potencia nominal (P_n): 100 W
- Rizado de la tensión de salida ($\Delta V_o/V_o$): 5%
- Escalón de carga: 0,3-0,9

Con estos datos, podemos hallar la resistencia nominal, el ciclo de servicio al que trabaja el convertidor con dicha carga, y la inductancia y el condensador de salida para cada tipo de conducción.

Como en el otro convertidor, primero hallaré el valor de los datos que serán comunes para ambos tipos de conducción, y después me centraré en el cálculo de la inductancia y del condensador de salida para cada tipo.

Para halla el ciclo de servicio, D, utilizaremos la siguiente ecuación que relaciona la tensión de entrada, la de salida y la relación de transformación del primario con el secundario:

$$V_o = V_i \times D \times \frac{N_2}{N_1}$$

Sustituimos los valores y despejamos, obteniendo:

$$D = 0,4$$

Como en el caso del Flyback, se procede de la misma manera para hallar la resistencia nominal (R_n), y al ser el mismo escalón de carga con el que trabajemos, los resultados serán idénticos en este convertidor, es decir:

- Resistencia nominal (R_n): 2,25 Ω
- Corriente nominal (I_n): 6,67 A
- Resistencia cuando el escalón está al 30% ($R_{30\%}$): 7,5 Ω
- Resistencia cuando el escalón está al 90% ($R_{90\%}$): 2,5 Ω
- Corriente por $R_{30\%}$ ($I_{30\%}$): 2 A
- Corriente por $R_{90\%}$ ($I_{90\%}$): 6 A
- Potencia de $I_{30\%}$ ($P_{30\%}$): 30 W
- Potencia de $I_{90\%}$ ($P_{90\%}$): 90 W

Una vez tenemos todos estos datos comunes para ambos modos de conducción del convertidor Forward, dependiendo el modo en que se encuentre, el diseño de la inductancia y del condensador de salida será diferente.

4.5.2.1. Forward en modo de conducción continua (MCC) [1]

Para conseguir que el convertidor Forward se mantenga en modo de conducción continua sin variar la tensión de salida en el escalón de carga propuesto, hay que diseñar una inductancia de salida y un condensador de salida adecuados.

Para ello, hay que seguir el mismo razonamiento que en el Flyback. La corriente mínima que hay por la inductancia de salida es para el caso de la resistencia mayor del escalón (7,5 Ω), que es de 2 A.

Los valores máximo y mínimo de la corriente por la inductancia de salida se pueden obtener de la siguiente forma:

$$I_{L_x,max} = I_{L_x} + \frac{\Delta i_{L_x}}{2}$$

$$I_{L_x,min} = I_{L_x} - \frac{\Delta i_{L_x}}{2}$$

Queremos garantizar que la corriente mínima por la inductancia esté en continua, luego nos aseguramos que la mitad del rizado de la corriente de la inductancia no supere los 2 A.

$$\frac{\Delta i_{L_x}}{2} < 2 A \rightarrow \Delta i_{L_x} < 4 A$$

Luego el rizado de la corriente de la inductancia no debe ser mayor de 4 A, he decidido, como en el Flyback, tomar como dato: $\Delta i_{L_x} = 2 A$

Gracias a este dato, obtenemos el valor de la inductancia de salida que necesitamos:

$$\Delta i_{L_x} = \frac{V_o \times (1 - D)}{f_c \times L_x}$$

Despejando y sustituyendo obtenemos el valor de L_x :

$$L_x = 1,125 \times 10^{-4} H$$

A continuación, con la inductancia de salida y el dato del rizado de la tensión salida, hallamos el condensador de salida C_o :

$$\frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{(1 - D)}{8 \times C_o \times f_c^2 \times L_x}$$

Sustituyendo valores y despejando C_o , obtenemos:

$$C_o = 8,333 \times 10^{-6} F$$

El valor de la ESR de la inductancia de salida es $1 n\Omega$, y el de la ESR del condensador es $0,023 \Omega$ como en el convertidor Flyback.

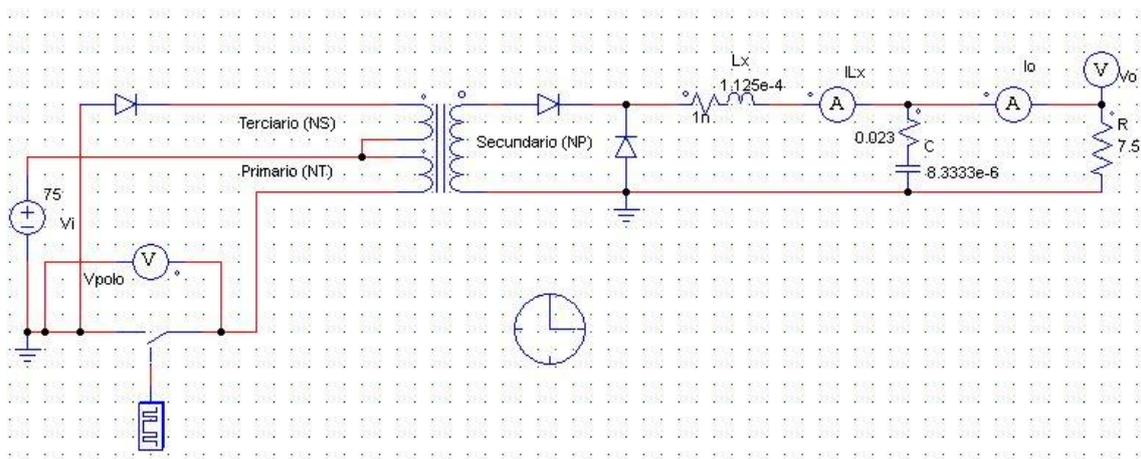


Ilustración 25: Forward MCC lazo abierto.

4.5.2.2. Forward en modo de conducción discontinua (MCD) [1]

En este caso, el objetivo es que la corriente de la bobina de salida sea discontinua en el escalón de carga propuesto sin que varíe la tensión de salida y ante la misma tensión de entrada.

Para ello, mismo razonamiento que en el Flyback en MCD. Si conseguimos que la corriente máxima que hay por la inductancia de salida sea discontinua, el resto de corrientes, que son menores que ésta, lo serán también. Nos encontramos ante el caso de la resistencia menor ($2,5\Omega$), que es de 6 A.

Los valores máximo y mínimo de la corriente por la inductancia de salida se pueden obtener de la siguiente forma:

$$I_{L_x,max} = I_{L_x} + \frac{\Delta i_{L_x}}{2}$$

$$I_{L_x,min} = I_{L_x} - \frac{\Delta i_{L_x}}{2}$$

Queremos garantizar que la corriente máxima por la inductancia esté en discontinua, luego nos aseguramos que la mitad del rizado de la corriente de la inductancia supere los 6 A.

$$\frac{\Delta i_{L_x}}{2} > 6 A \rightarrow \Delta i_{L_x} > 12 A$$

Luego el rizado de la corriente de la inductancia debe ser mayor de 12 A, he decidido, como en el Flyback, tomar como dato: $\Delta i_{L_x} = 20 A$

Gracias a este dato, obtenemos el valor de la inductancia de salida que necesitamos:

$$\Delta i_{L_x} = \frac{V_o \times (1 - D)}{f_c \times L_x}$$

Despejando y sustituyendo obtenemos el valor de L_x :

$$L_x = 1,125 \times 10^{-5} H$$

A continuación, con la inductancia de salida y el dato del rizado de la tensión salida, hallamos el condensador de salida C_o :

$$\frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{(1 - D)}{8 \times C_o \times f_c^2 \times L_x}$$

Sustituyendo valores y despejando C_o , obtenemos:

$$C_o = 8,333 \times 10^{-5} F$$

El valor de la ESR de la inductancia de salida es $1\text{ n}\Omega$, y el de la ESR del condensador es $0,023\ \Omega$ como en el convertidor Flyback.

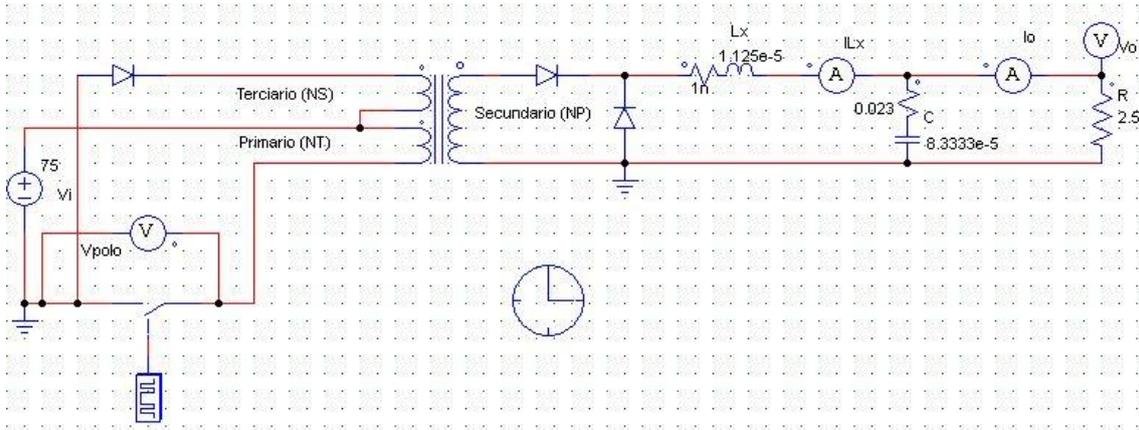


Ilustración 26: Forward MCD lazo abierto.

El por qué de la elección de muchos de los componentes de ambos convertidores, Flyback y Forward, tanto en MCC como en MCD es para que la comparación de los resultados en las simulaciones y bodes sea más visible y mejor a la hora de dar las conclusiones.

Por último, antes de pasar a analizar las simulaciones y bodes, hay que mencionar un aspecto importante en lo referente al control y los modos de conducción.

Como he dicho anteriormente, en los convertidores Flyback la energía se entrega a la carga cuando el tiempo del polo está en OFF, lo que provoca que cualquier acción en el tiempo en ON del polo se retrase hasta el siguiente tiempo en OFF.

En conducción continua, por ejemplo, ante un aumento de carga en forma de escalón, la energía que se entrega a la carga disminuye en los primeros y ciclos, provocando que la reacción inicial lleve a una mayor caída de tensión en la salida. Esto solo podrá volver a regularse cuando la energía acumulada durante las conducciones más larga se transfiera a la carga en varios ciclos. Dicho comportamiento se puede modelar con un cero en el semiplano derecho, el cual origina una disminución en la fase al aumentar la ganancia, algo que debemos considerar al plantear el control. Como no existe ningún elemento capaz de compensar dicho efecto, la frecuencia de cruce será reducida para mantener la estabilidad y empeorará la respuesta dinámica.

En conducción discontinua, dicho cero también existe pero excede la mitad de la frecuencia de conmutación, por ello, no es problema.

Debido a esto, los convertidores Flyback suelen diseñarse para que operen en modo de conducción discontinua a plena carga, y así se evitan los problemas de estabilidad.

Por otro lado, en los convertidores Forward, el único efecto al cambiar de modo de conducción continua a discontinua es el paso de un sistema de segundo orden a uno de primero.

5. Desarrollo de aspectos prácticos

A continuación, comenzaré a comentar el grueso del trabajo, es decir, las simulaciones y bodes de los convertidores cuyos diseños previamente he comentado en el punto anterior.

Para llevar a cabo la parte del control, he utilizado la herramienta SmartCtrl del programa PSIM, cuya explicación se encuentra en el Anejo 2.

Para el control modo tensión, con la herramienta SmartCtrl es suficiente con añadir los valores de los elementos del circuito que hemos dimensionado y con los que queremos trabajar para lograr el diseño del compensador, consiguiendo así que el circuito esté realimentado y funcione de forma automática. En cambio, para el control modo corriente, al utilizar una versión de PSIM cuya herramienta SmartCtrl no me permitía poder diseñar el compensador únicamente metiendo los valores en el simulador, he tenido que realizar los cálculos pertinentes en cuanto a la compensación en pendiente como explicaré cuando llegue su momento.

En cuanto a los diagramas de bode, para los circuitos en los que tenga el control modo tensión, me ayudaré también de la herramienta SmartCtrl, ya que ésta facilita su realización. Sin embargo, para los circuitos con control modo corriente me ayudaré de las simulaciones de PSIM, sin utilizar la herramienta SmartCtrl, por el mismo problema que he mencionado anteriormente.

5.1. Simulaciones y bodes [10] y [11]

En primer lugar, comenzaré hablando del convertidor Flyback, cuyo funcionamiento ha sido explicado ya en el punto 4.2.1, y su dimensionado de componentes en el punto 4.5.1.1 y 4.5.1.2. Posteriormente, me centraré en el Forward, que tanto su funcionamiento y su dimensionado de componentes se encuentran en los puntos 4.2.2., 4.5.2.1 y 4.5.2.2., respectivamente.

El objetivo era dimensionar dos convertidores, Flyback y Forward, con su correspondiente control (primero en modo tensión y luego en modo corriente) para diferentes modos de conducción de la corriente por la bobina (continua o discontinua), como veremos a continuación.

Mi estudio se ha basado en observar el comportamiento de estos 4 casos (en cada convertidor) para dos tipos de compensadores diferentes (Tipo II y Tipo III), y, con ello, analizar sus características en las simulaciones ante un escalón de carga (tiempo de pico, sobreimpulso máximo y tiempo de establecimiento, todo ello con valores instantáneos ya que son los que nos proporcionaba el programa PSIM), y sus diagramas de bode (frecuencia de corte, margen de fase y margen de ganancia, es decir, su estabilidad).

Una vez hecho todo lo anterior, organizar los datos obtenidos, compararlos y realizar las conclusiones del estudio.

Antes de profundizar en las simulaciones de ambos convertidores, es necesario mencionar la forma común con la que procederé a realizarlas.

No he considerado importante el transitorio en las ilustraciones que muestran las simulaciones de los circuitos, no obstante, mencionaré en cada uno de ellos el tiempo que tarda en estacionarse la señal de salida desde el comienzo de la simulación. Esto es debido a que me he centrado en el escalón de carga, le he dado tanto hincapié ya que mi objetivo era diseñar unos convertidores que no tuvieran variaciones en la señal de salida, a partir de una señal de entrada constante y en un rango de resistencias concreto, asegurando que en ese rango de resistencias, independientemente la que utilice, la señal de salida no variará.

Para conseguir esto último, he añadido al convertidor un interruptor a la salida que, una vez llegado al estacionario, se cierre, logrando valorar los extremos del rango de resistencias del escalón de carga.

La carga del convertidor que colocaré en la salida de éste es la correspondiente a la resistencia cuando el escalón está al 30% ($R_{30\%}$): $7,5 \Omega$, luego para conseguir que en un instante t , una vez esté en estado estacionario el circuito, el interruptor se cierre, he colocado una resistencia, que en paralelo con $R_{30\%}$, consiga el valor de la resistencia cuando el escalón está al 90% ($R_{90\%}$), de valor, $2,5 \Omega$:

$$\frac{7,5 \times R}{7,5 + R} = 2,5$$

$$R = 3,75 \Omega$$

Todo esto, lo podemos visualizar en la ilustración 27 en el convertidor Flyback.

5.1.1. Convertidor Flyback

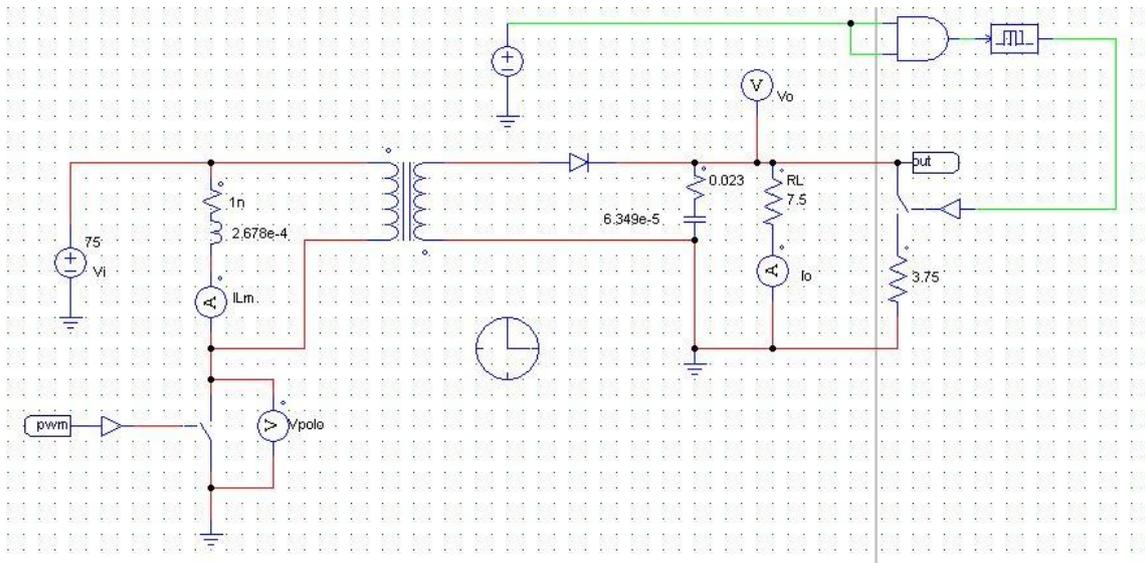


Ilustración 27: Circuito Flyback con escalón de carga.

5.1.1.1. Control Modo Tensión

5.1.1.1.1. Modo de conducción continua (MCC)

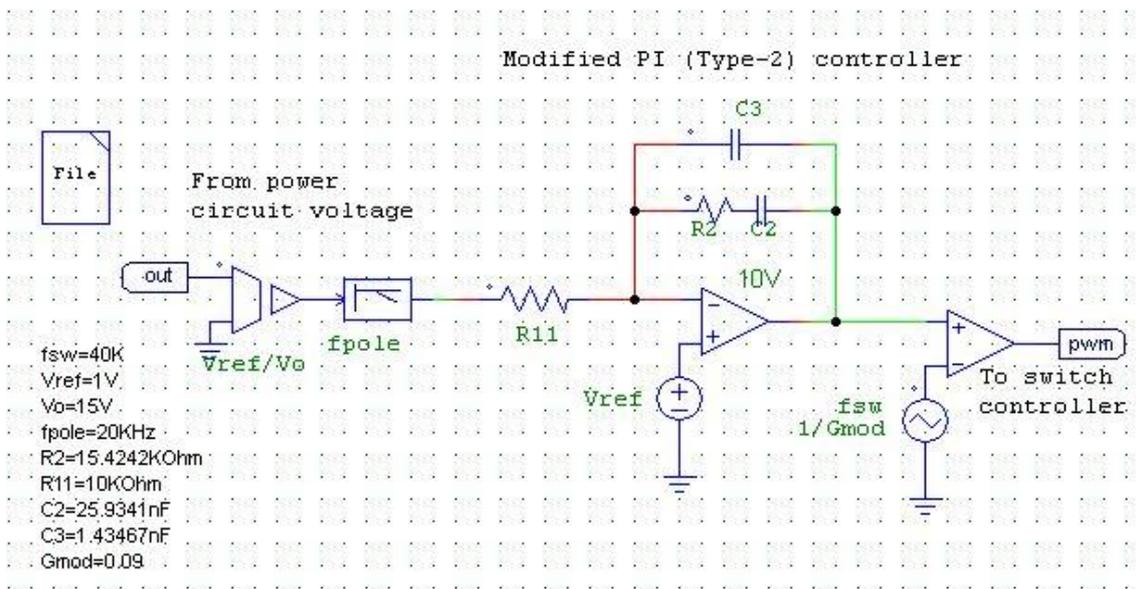


Ilustración 28: Compensador tipo II del convertidor Flyback en modo tensión y MCC.

En la ilustración 28 podemos ver el compensador tipo II que utilizaremos para el convertidor Flyback que hemos dimensionado en MCC cuando hagamos el control en modo tensión, nos lo ha proporcionado automáticamente SmartCtrl (Anejo 2).

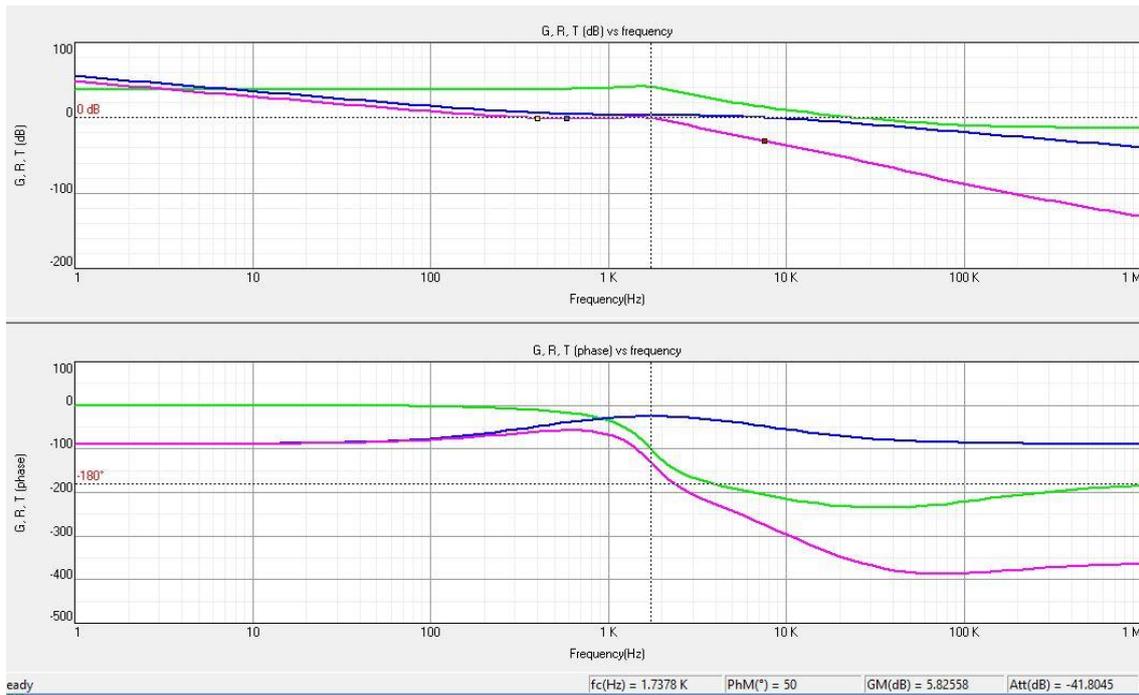


Ilustración 29: Diagrama de Bode del convertidor Flyback con control en modo tensión, compensador tipo II y MCC.

Como vemos, la ilustración 29 muestra el diagrama de bode del convertidor Flyback en MCC con compensador tipo II y control en modo tensión. La gráfica superior muestra la ganancia en dB, y la inferior la fase en grados.

La línea azul representa el diagrama de bode de la función de transferencia del regulador (compensador tipo II), la verde representa la función de transferencia de la planta (el convertidor Flyback) y la morada el resultado total del circuito.

Para comprobar su estabilidad hay que fijarse en el margen de fase (MF) que tenemos cuando la ganancia cruza con 0 dB a la denominada frecuencia de corte. En este caso, a la frecuencia de corte de 1,7378 KHz, la fase está por encima de los -180° , tenemos un MF de 50° . El margen de ganancia (MG), cuando la gráfica de la fase corta en -180° , es de 5,82558 dB. Y a la frecuencia de conmutación (40 KHz) tenemos una atenuación superior a los -10 dB recomendados, en este caso, -41.8045 dB. Luego el sistema es estable.

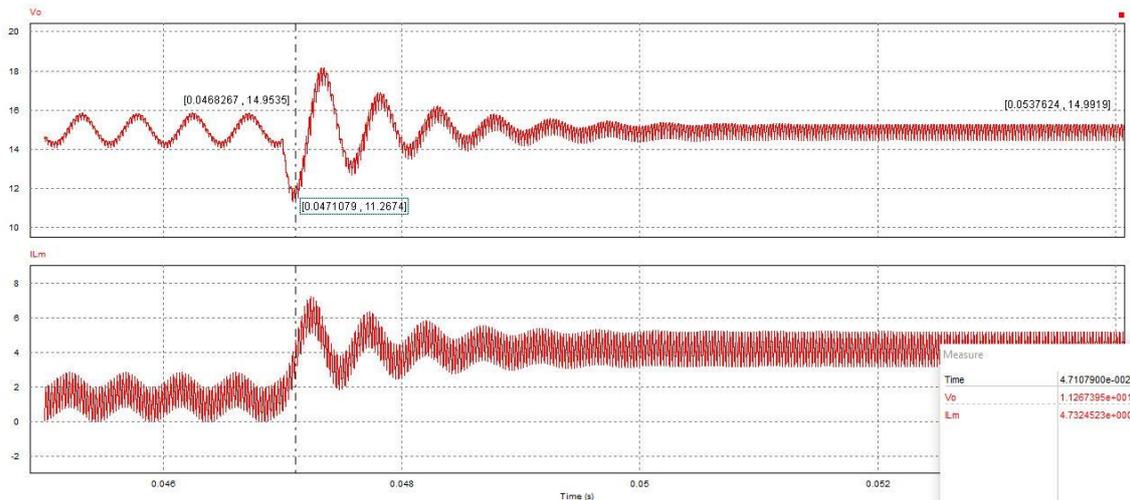


Ilustración 30: Tensión de salida del convertidor V_o (gráfica superior) y corriente por la inductancia magnetizante I_{Lm} (gráfica inferior) debido al escalón de carga para el convertidor Flyback con control en modo tensión, compensador tipo II y MCC.

En la anterior ilustración, podemos ver la simulación tanto de la tensión de salida como de la corriente por la inductancia magnetizante cuando se produce el escalón de carga. El transitorio de la tensión de salida, que no se ve en la ilustración anterior, alcanza el estacionario a los 7 μ s.

En la gráfica superior podemos ver que el tiempo de establecimiento de la tensión de salida en 15 V (nuestro objetivo), al que me refiero como el medido desde el final del estacionario previo al escalón de carga hasta el comienzo del estacionario una vez producido dicho escalón, es de 6,9357 μ s, mientras que el sobreimpulso del escalón (M_p) se alcanza en un tiempo de pico de 0,2812 μ s con un 24,88 %, aproximadamente unos 11,3 V.

El porcentaje de rizado lo calculamos de la siguiente forma:

$$\% \text{ Rizado} = \frac{V_{o,m\acute{a}x} - V_{o,min}}{V_{o,m\acute{a}x}} \times 100$$

Utilizando la expresión anterior, sabemos que el rizado antes de producirse el escalón es del 11 % aproximadamente, mientras que una vez se establece la salida al pasar el escalón, el rizado varía de 11 % a 5,24 %.

En la gráfica inferior se puede comprobar cómo en todo momento la corriente por la inductancia magnetizante no cruza el valor cero, es decir, no se hace negativa, lo que nos lleva a que estamos en el caso de modo de conducción continua, a pesar de que en la ilustración antes de producirse el escalón parezca que si que alcanza valores negativos, no llega a producirse del todo, está prácticamente en el límite.

Una vez hemos valorado los resultados del circuito, cambiamos el compensador de tipo II por uno de tipo III, como el de la ilustración 31.

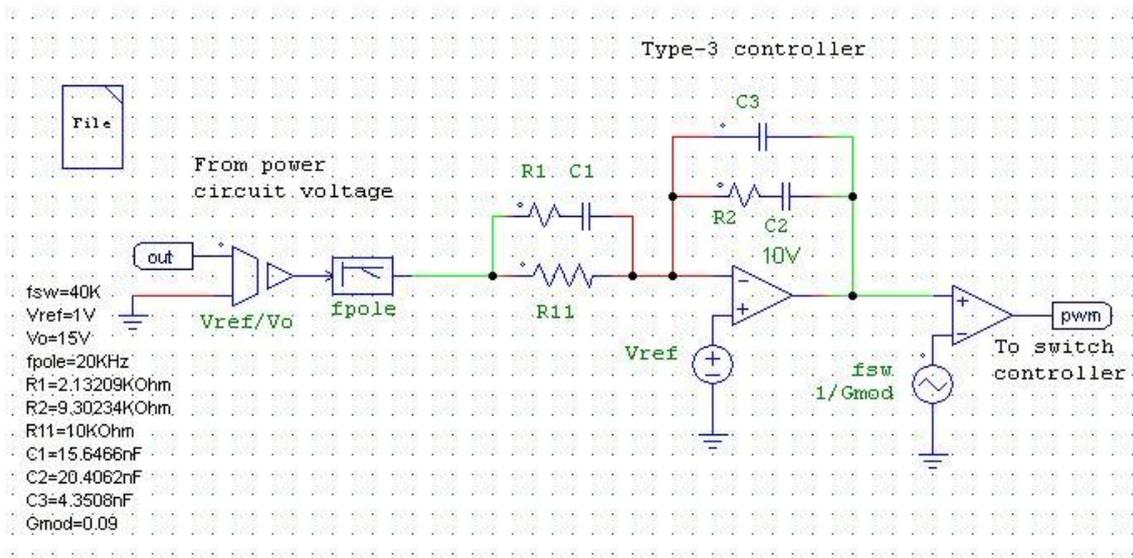


Ilustración 31: Compensador tipo III del convertidor Flyback en modo tensión y MCC.

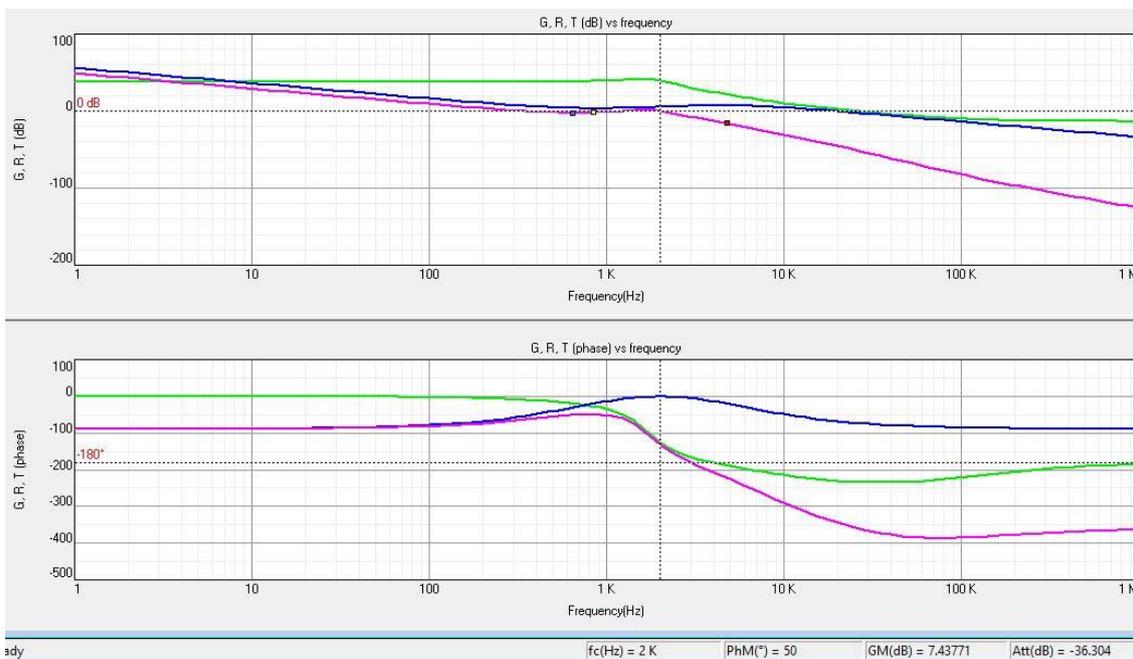


Ilustración 32: Diagrama de Bode del convertidor Flyback con control en modo tensión, compensador tipo III y MCC.

Evaluando el diagrama de bode de este circuito, nos encontramos con que la función de transferencia total del circuito (Línea morada en la ilustración 32), corta la ganancia en 0 dB a una frecuencia de corte de 2 KHz, superior a los 1,7378 KHz con la que había cortado con el compensador, y, sin embargo, con el mismo margen de fase que ese caso (50°). El hecho de que sea superior la frecuencia de corte indica que este sistema es más rápido y menos estable, ya que la frecuencia de corte es del orden del inverso del tiempo de respuesta.

El margen de ganancia en este caso es positivo también (7,43771 dB), y la atenuación a la frecuencia de conmutación es del orden de -36,304 dB, luego nos encontramos también ante un sistema estable.

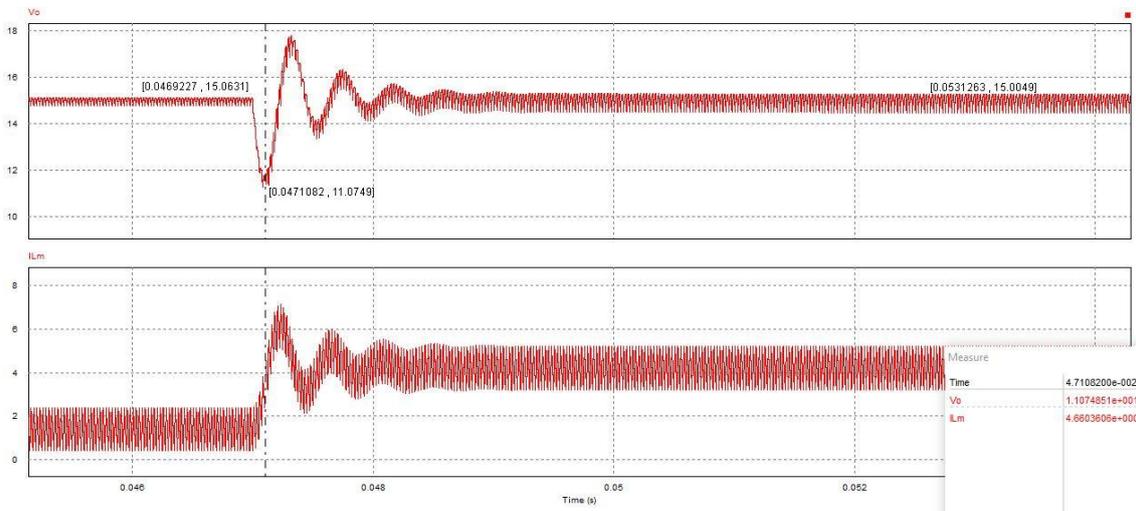


Ilustración 33: Tensión de salida del convertidor V_o (gráfica superior) y corriente por la inductancia magnetizante I_{Lm} (gráfica inferior) debido al escalón de carga para el convertidor Flyback con control en modo tensión, compensador tipo III y MCC.

En cuanto al transitorio de la tensión de salida de este circuito, no representado en la ilustración 33, alcanza el estacionario a los 6,5 μ s.

La gráfica superior nos proporciona el tiempo de establecimiento de la tensión de salida en 15 V, valor del orden de 6,9357 μ s, mientras que el sobreimpulso del escalón (M_p) se alcanza en un tiempo de pico de 0,1855 μ s con un 26,17 %, aproximadamente unos 11 V. El porcentaje de rizado antes de producirse el escalón es del 2,1 % aproximadamente, mientras que una vez se establece la salida al pasar el escalón, el rizado aumenta llegando a 5,3 %.

En la gráfica inferior se puede ver que antes y después de producirse el escalón de carga, la corriente por la inductancia magnetizante está en modo de conducción continua.

Como hemos visto, mi estudio y comparación de resultados de las simulaciones está siendo enfocado ante un escalón de carga, logrando obtener la misma tensión de salida en un rango de resistencias y para la misma fuente de alimentación de entrada. Cabe mencionar que también se puede diseñar un convertidor que para un cambio en la tensión de entrada, y sin variar la resistencia, obtengamos la misma tensión de salida. Para explicar visualmente esto, he utilizado el convertidor Flyback en MCC con un compensador de tipo III (con un compensador de tipo II obtendríamos similares resultados).

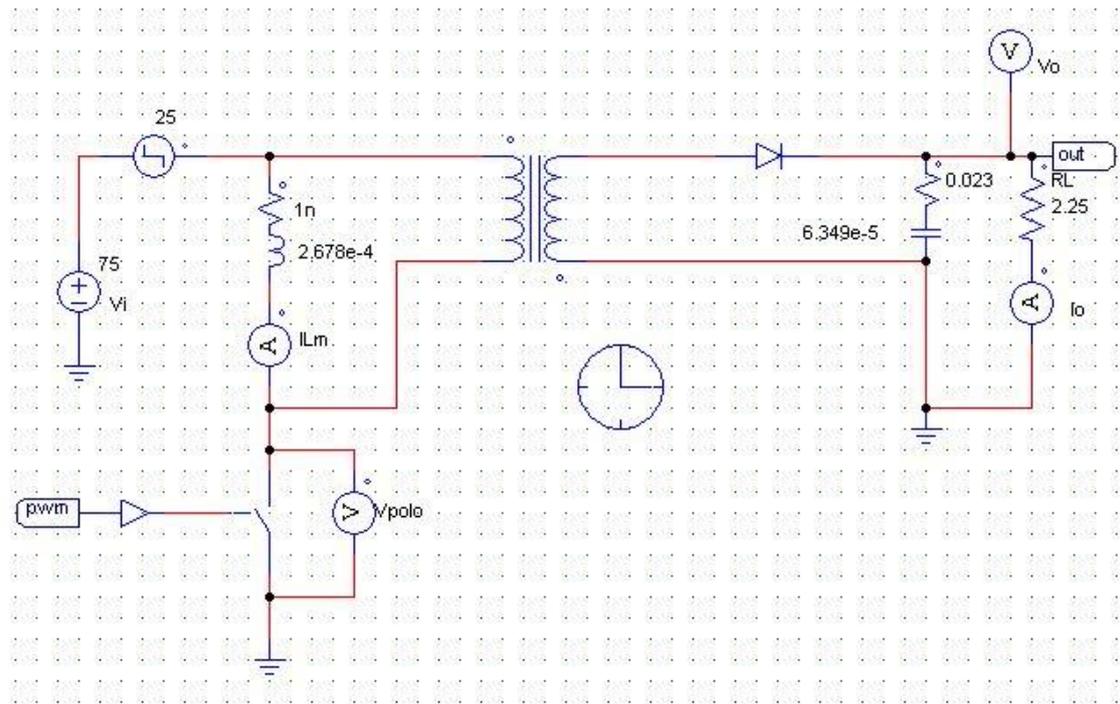


Ilustración 34: Circuito que utilizaremos para el ejemplo en el que se produce un escalón de la tensión de entrada para la misma carga de salida en un Flyback MCC Modo tensión.

Como vemos en la ilustración 34, la tensión de la fuente de entrada va a variar de 75 V a 100 V, para la misma resistencia de 2,25 Ω (la resistencia nominal que hemos calculado anteriormente), para realimentar el circuito utilizaremos el compensador de la ilustración 31 (tipo III).

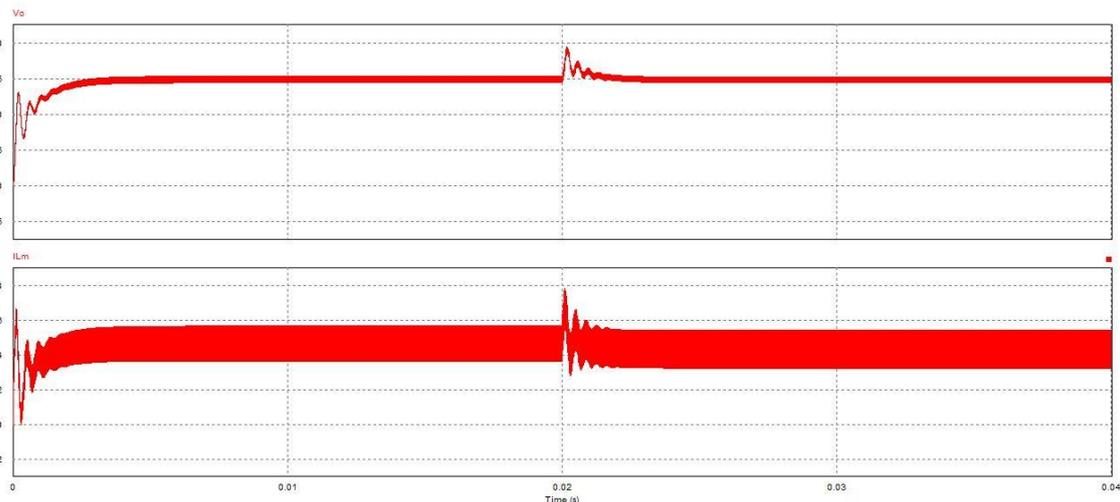


Ilustración 35: Tensión de salida del convertidor V_o (gráfica superior) y corriente por la inductancia magnetizante I_{Lm} (gráfica inferior) debido al escalón de la tensión de entrada para el convertidor Flyback con control en modo tensión, compensador tipo III y MCC.

Como podemos ver en la simulación de la tensión de salida, el estacionario se alcanza a los 6,5 μs aproximadamente. A los 20 μs se produce el escalón, la tensión de entrada aumenta 25 V, pasando de 75 a 100 V, y como vemos, la tensión de salida se mantiene en el objetivo

deseado, 15 V, cuando alcanza su estacionario. El tiempo de establecimiento es de unos 4 μ s aproximadamente. Si visualizamos la gráfica inferior, vemos que la corriente por la inductancia en todo momento está en modo de conducción continua.

En los siguientes convertidores solamente estudiaré el escalón de carga, ya que ha sido mi elección para la comparación de resultados en este trabajo, pero quería poner un ejemplo de escalón en la fuente de entrada para una misma resistencia y comprobar que, dimensionando bien el convertidor y utilizando un compensador adecuado, también se puede obtener la tensión de salida deseada.

5.1.1.1.2. Modo de conducción discontinua (MCD)

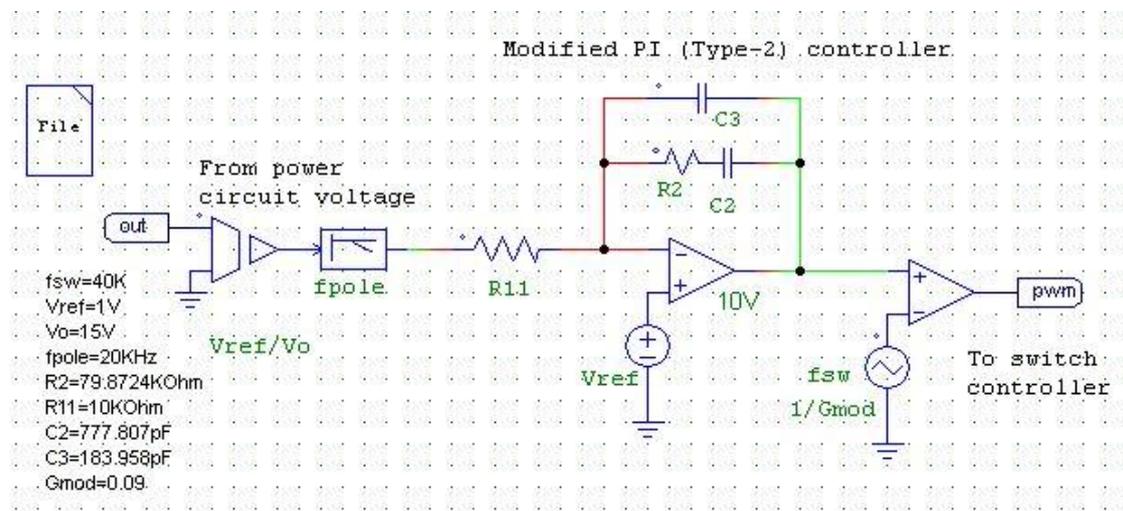


Ilustración 36: Compensador tipo II del convertidor Flyback en modo tensión y MCD.

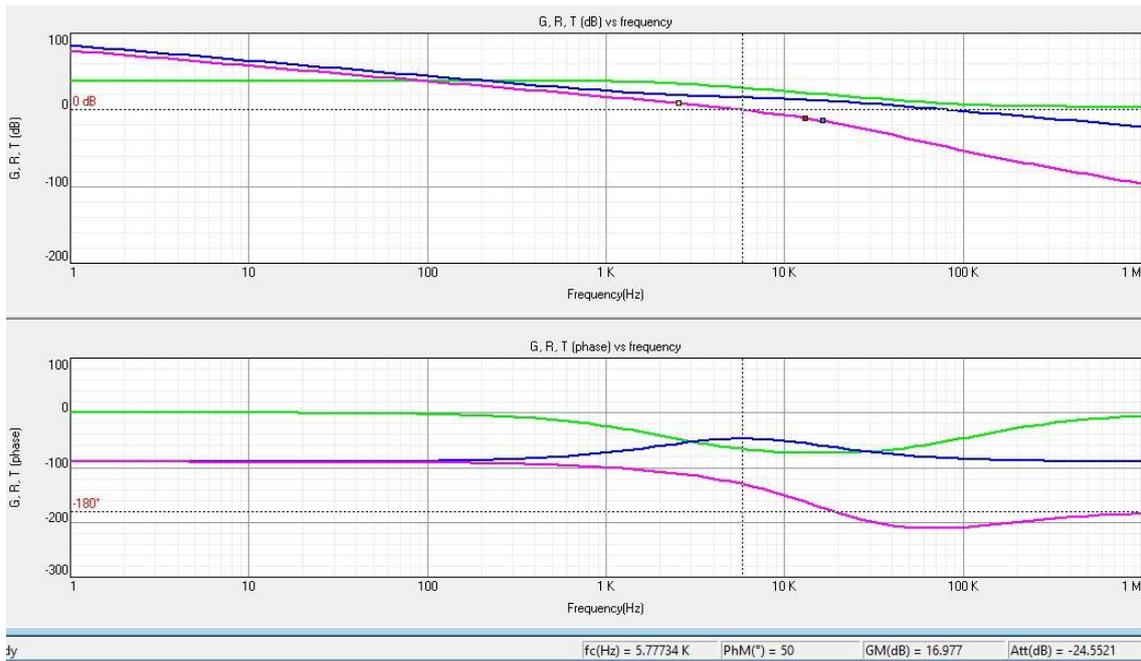


Ilustración 37: Diagrama de Bode del convertidor Flyback con control en modo tensión, compensador tipo II y MCD.

A continuación, en los siguientes dos casos, utilizaremos el convertidor diseñado en el apartado 3.5.2. Como en casos anteriores, en la ilustración 37, siguiendo la línea morada, podemos ver que la frecuencia de corte en este caso es de 5,77734 KHz, con un margen de fase de 50° (como en los circuitos que utilizábamos Flyback en MCC), luego este convertidor al trabajar en MCD es más rápido en comparación con el MCC. Su margen de ganancia es positivo, del orden de 16,977 dB, mientras que la atenuación en la frecuencia de conmutación es -24,5521 dB, es decir, sistema estable.

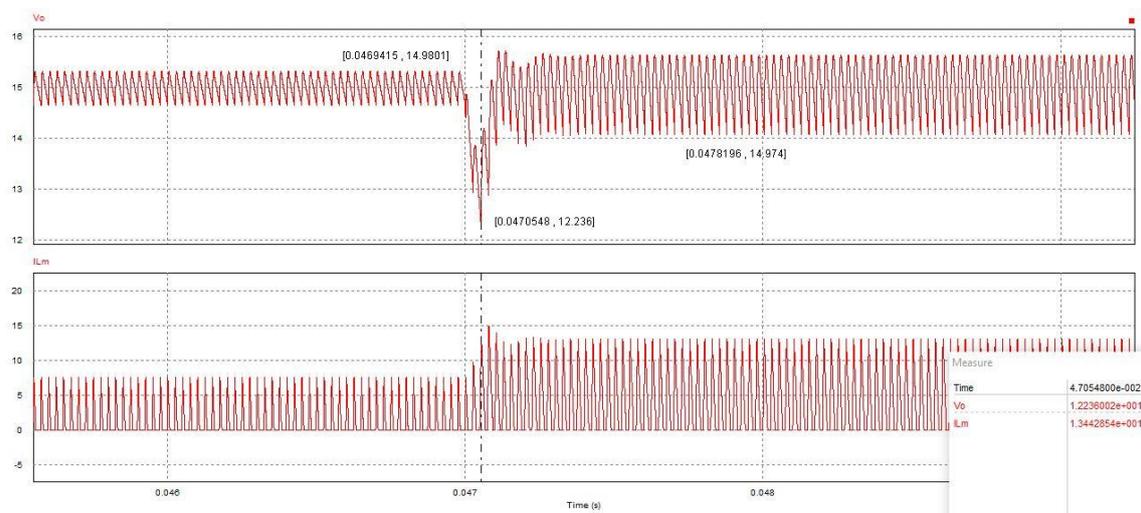


Ilustración 38: Tensión de salida del convertidor V_o (gráfica superior) y corriente por la inductancia magnetizante I_{Lm} (gráfica inferior) debido al escalón de carga para el convertidor Flyback con control en modo tensión, compensador tipo II y MCD.

Analizando la simulación, el transitorio de la tensión de salida de este circuito, no representado en la anterior ilustración, alcanza el estacionario a los 1,3 μ s, mucho antes que en MCC.

La gráfica superior nos indica que el tiempo de establecimiento de la tensión de salida en 15 V, valor del orden de 0,8781 μ s, el sobreimpulso del escalón (M_p) se alcanza en un tiempo de pico de 0,1133 μ s con un 18,43 %, aproximadamente unos 12,2 V. El porcentaje de rizado antes de producirse el escalón es 4,35 %, mientras que una vez se establece la salida al pasar el escalón, el rizado aumenta llegando a 10 %.

En la gráfica inferior se puede ver que antes y después de producirse el escalón de carga, la corriente por la inductancia magnetizante llega a 0 amperios antes de volver a aumentar en el siguiente ciclo de servicio, es decir, el convertidor trabaja en modo de conducción discontinua en todo momento.

Una vez valorado el convertidor con el compensador tipo II, lo cambiamos por un de tipo III y vemos como se modifican los resultados.

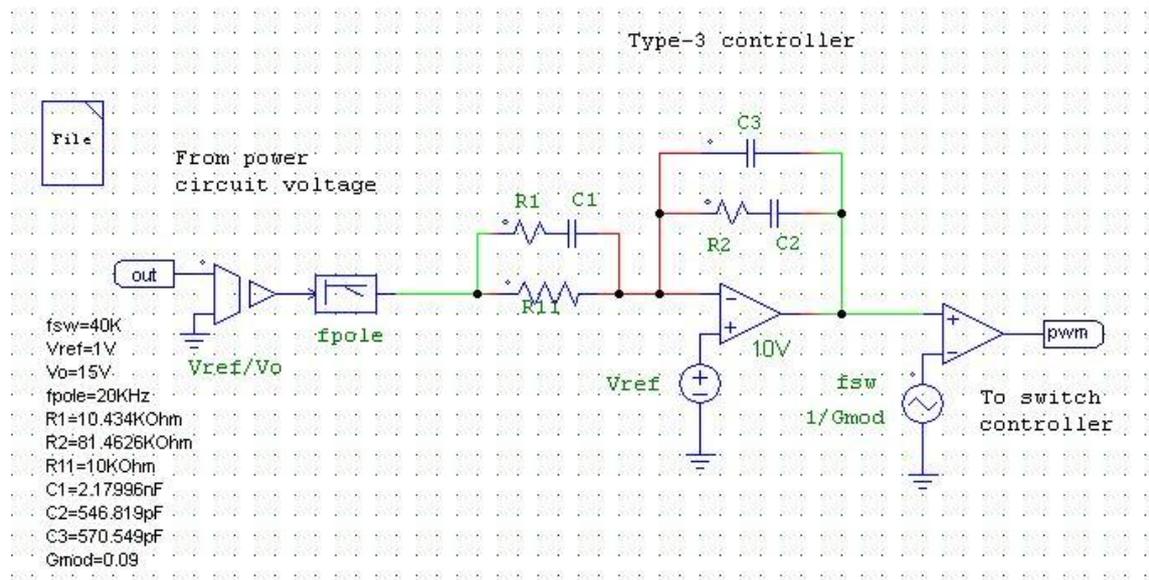


Ilustración 39: Compensador tipo III del convertidor Flyback en modo tensión y MCD.

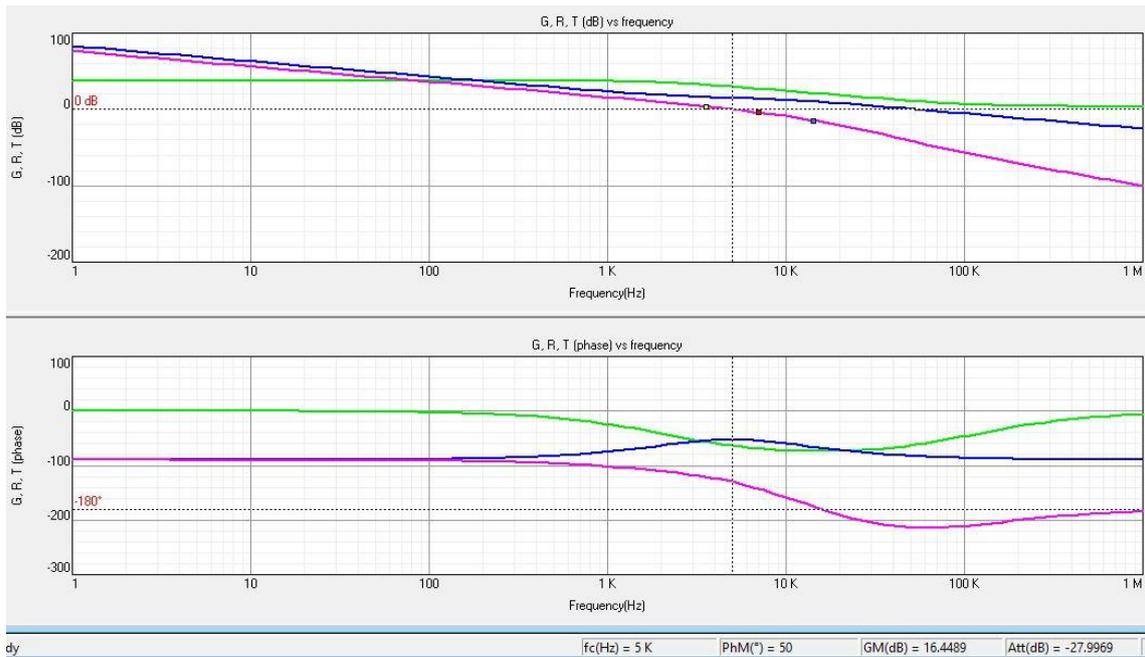


Ilustración 40: Diagrama de Bode del convertidor Flyback con control en modo tensión, compensador tipo III y MCD.

En este caso, al analizar la estabilidad del sistema, vemos que es más lento que el anterior, ya que la frecuencia de cruce se encuentra 1 KHz más a la izquierda, del orden de 5 KHz en este caso. El MF es idéntico al anterior (50°) para poder comparar mejor los resultados de las simulaciones, e MG también es aproximadamente igual que el anterior, positivo, 16,4489 dB, y la atenuación a la frecuencia de conmutación es -28 dB aproximadamente, lo que nos lleva a una buena estabilidad del sistema.

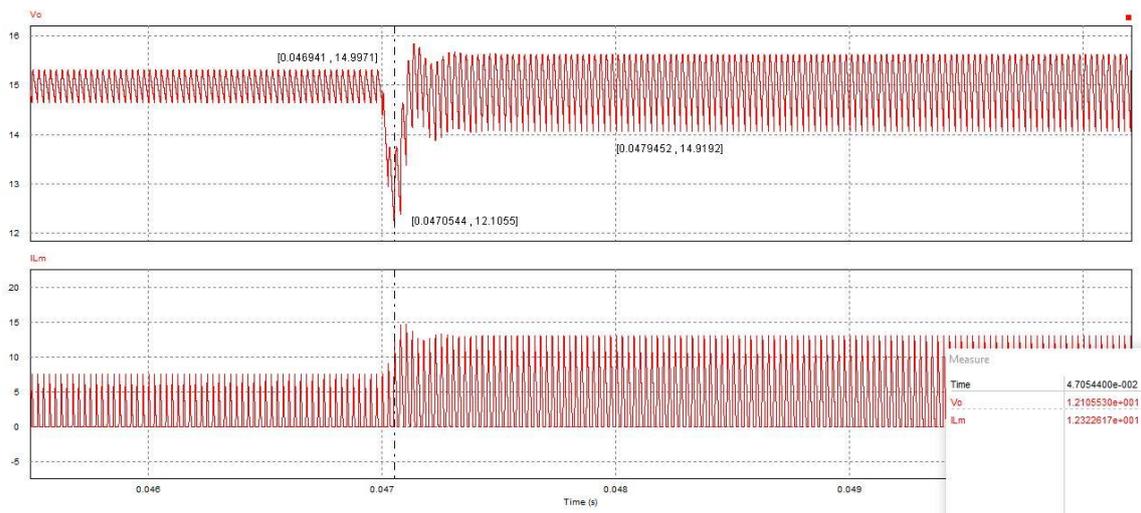


Ilustración 41: Tensión de salida del convertidor V_o (gráfica superior) y corriente por la inductancia magnetizante I_{Lm} (gráfica inferior) debido al escalón de carga para el convertidor Flyback con control en modo tensión, compensador tipo III y MCD.

En lo que se refiere a las simulaciones, el transitorio de la tensión de salida en este caso, alcanza el estacionario a los $1,3 \mu s$, igual que al utilizar el compensador tipo II.

En la gráfica superior vemos que el tiempo de establecimiento de la tensión de salida en $15 V$, es del orden de $1 \mu s$, el sobreimpulso del escalón (M_p) se alcanza en un tiempo de pico de $0,1134 \mu s$ con un $19,3 \%$, aproximadamente unos $12,1 V$ (resultados muy similares a los obtenidos con el compensador de tipo II). El porcentaje de rizado antes de producirse el escalón es $4,35 \%$, mientras que una vez se establece la salida al pasar el escalón, el rizado aumenta llegando a $9,61 \%$.

Y en este caso, en la gráfica inferior también podemos ver que antes y después de producirse el escalón de carga, la corriente por la inductancia magnetizante llega a 0 amperios antes de volver a aumentar en el siguiente ciclo de servicio, es decir, el convertidor con este cambio de compensador, trabaja en modo de conducción discontinua en todo momento.

5.1.1.2. Control Modo Corriente

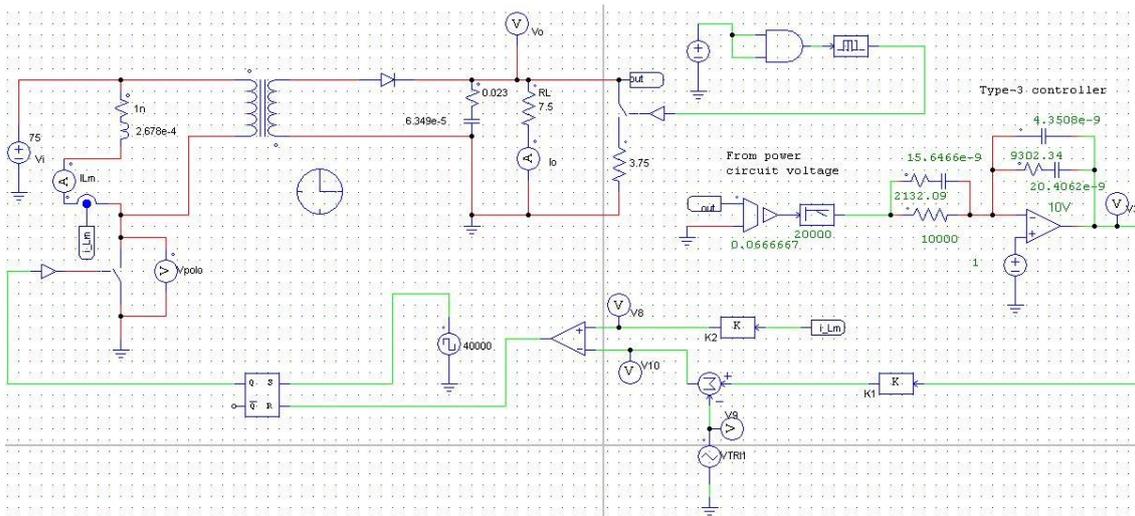


Ilustración 42: Circuito Flyback con control en modo corriente, escalón de carga, compensador tipo III y compensación de pendiente.

Ahora, mantenemos los elementos que teníamos en el circuito Flyback con control en modo tensión, es decir, nos quedamos con el mismo convertidor (con su bobina y condensador oportuno dimensionado para cada caso, MCC o MCD) y el compensador que hemos diseñado mediante SmartCtrl (tanto de tipo II como tipo III). A todo esto, le añadimos a la patilla negativa del último comparador una compensación en pendiente, un reloj (clk) y un biestable SR (Set-Reset) encargado de abrir o cerrar el interruptor dependiendo la situación.

El funcionamiento detallado del control en modo corriente viene en el apartado 4.3.3.

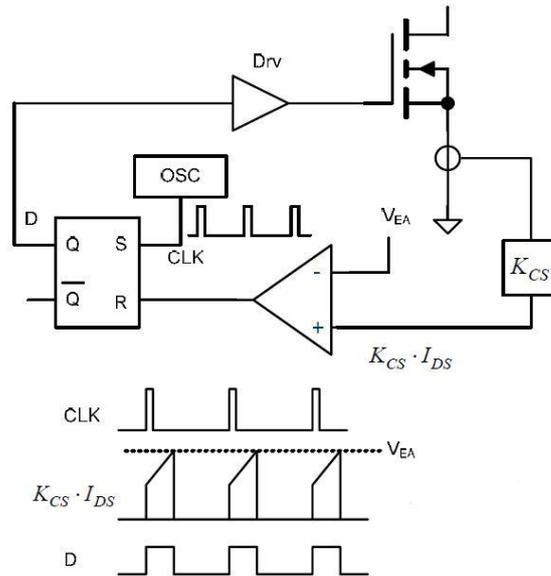


Ilustración 43: Esquema de control en modo corriente de un convertidor.

En la ilustración 43, V_{EA} se refiere a la tensión de control (la que sale del compensador), I_{DS} se refiere al valor máximo de la corriente en la inductancia magnetizante (a la que llamaré posteriormente en los cálculos como $I_{Lm,máx}$) y K_{CS} la constante por la que multiplicaremos dicha corriente (conocida como K_2 en los cálculos).

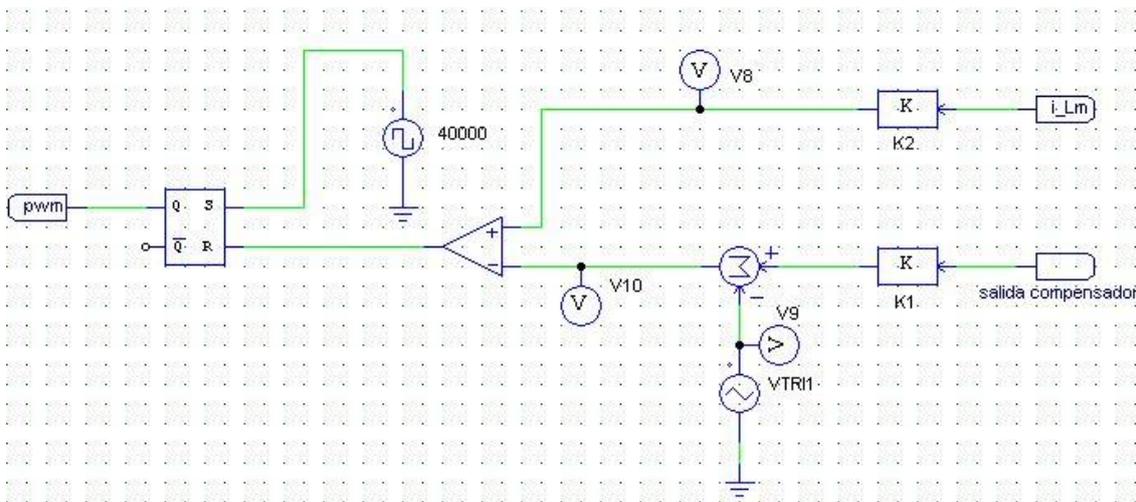


Ilustración 44: Zoom de la compensación en pendiente para el control en modo corriente.

En la anterior ilustración, podemos ver esquemáticamente el resultado en PSIM de lo que vamos a añadir en los circuitos para trabajar con el control en modo corriente.

La frecuencia del clk será la frecuencia de conmutación, es decir, 40 KHz. La constante K_1 tendrá el valor de la unidad, por lo que el valor de salida del compensador será el mismo que entre por la patilla positiva del sumador-restador.

Hay que hallar el valor de la constante K2 y de la tensión de pico de la señal de diente de sierra, con la cual lograremos la compensación en pendiente y que el circuito funcione correctamente.

- Primer caso: Modo de Conducción Continua

En primer lugar, elegimos una tensión de control (V_{EA}), la cual no debe superar los 10 voltios ya que el comparador del compensador se iría a zona no lineal. El valor que he decidido dar, es de 5,66 V. Conociendo el valor máximo de la corriente por la bobina (gracias a SmartCtrl), cuyo valor es 5,66 A aproximadamente y con la siguiente ecuación:

$$K2 \times I_{Lm,m\acute{a}x} = V_{EA}$$

Sustituyo valores y despejo K2, cuyo valor en este caso es 1.

Para hallar el valor de pico de la señal de diente de sierra, primero simulo este mismo convertidor con la resistencia nominal en modo tensión, y obtengo dos puntos (máximo y mínimo) de la corriente por la bobina para lograr el valor de la pendiente de bajada:

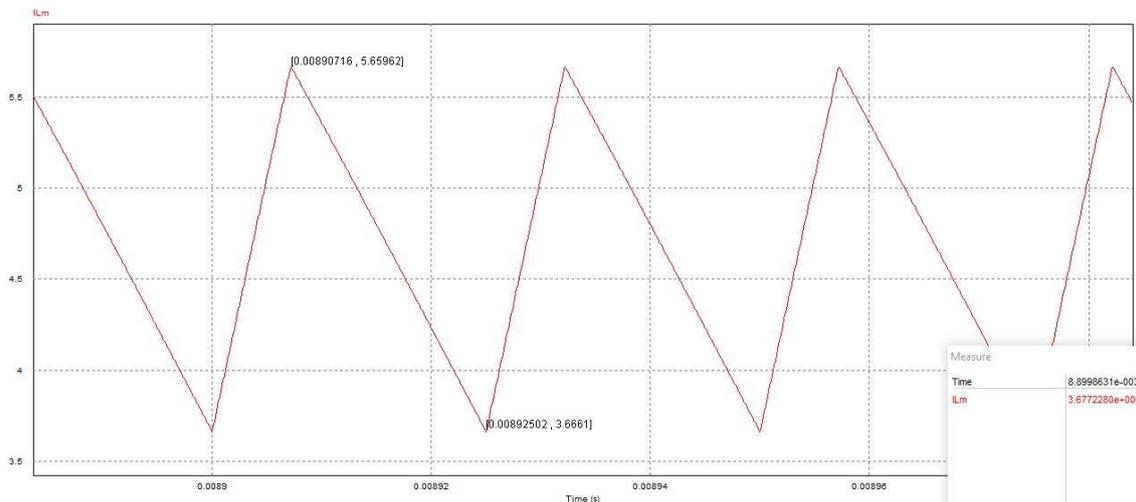


Ilustración 45: Corriente por la bobina en el convertidor Flyback con control en modo tensión MCC.

Los puntos obtenidos son: $I_{Lm,m\acute{a}x}$ ($t=8,907 \mu s$) = 5,66 A y $I_{Lm,min}$ ($t=8,925 \mu s$) = 3,66 A

$$m = \frac{(5,66 - 3,66)}{(8,925 - 8,907) \times 10^{-3}} = 111,1 \times 10^3$$

$$m' = \frac{m}{2} = 55,55 \times 10^3 \quad (\text{Razón en el punto 3.3.3.})$$

El valor de pico de la señal de diente de sierra lo llamaré V_p , luego mediante la siguiente igualdad, podemos sacar su valor:

$$\frac{V_p}{T} = m' \rightarrow V_p = 1,44 V$$

En resumen, para Flyback MCC tanto con el compensador tipo II como tipo III, los valores de las constantes y de la señal de diente de sierra son: $K1 = 1$, $K2 = 1$ y $V_p = 1,44$ V.

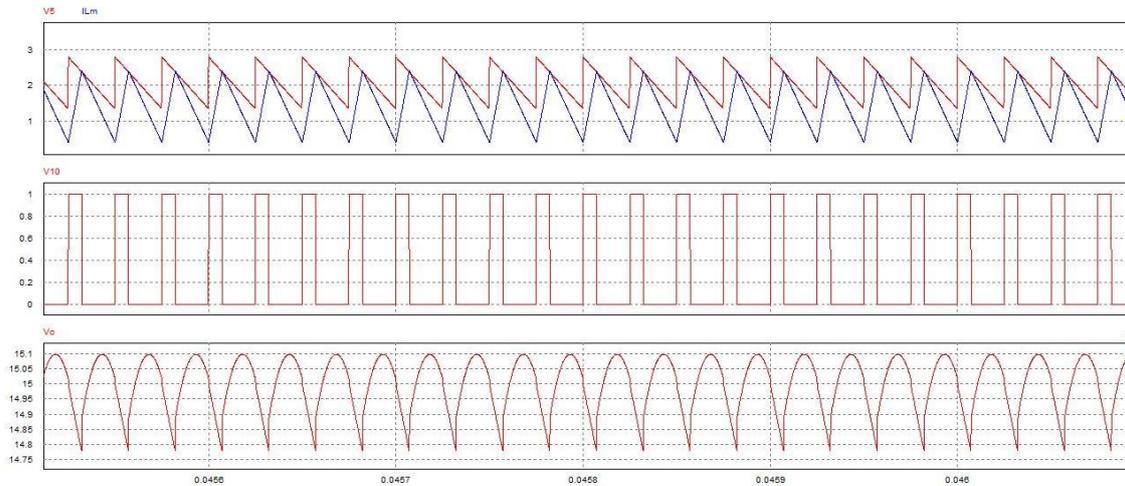


Ilustración 46: Simulación del resultado de la compensación en pendiente en el Flyback con control en modo corriente y MCC, tanto para compensador de tipo II como de tipo III.

Como vemos en la ilustración 46, la gráfica de arriba representa la corriente por la bobina con la compensación en pendiente que hemos incorporado al circuito. En la gráfica intermedia, se puede ver la salida del biestable SR, cuando se pone a 1, el interruptor se cierra y la corriente por la inductancia aumenta linealmente, y cuando está a 0, ésta decrece. Por último en la gráfica inferior, está la tensión de salida que no varía de 15 V en ningún momento.

- Segundo caso: Modo de Conducción Discontinua

La tensión de control para este caso es la misma que en el MCC, es decir, V_{EA} es 5,66 V. Conociendo el valor máximo de la corriente por la bobina (gracias a SmartCtrl), cuyo valor es 13,664 A aproximadamente y con la siguiente ecuación:

$$K2 \times I_{Lm,m\acute{a}x} = V_{EA}$$

Sustituyo valores y despejo K2, cuyo valor en este caso es 0,4142.

De nuevo, para hallar el valor de pico de la señal de diente de sierra, simulo este convertidor con la resistencia nominal en modo tensión, y obtengo dos puntos (máximo y mínimo) de la corriente por la bobina para lograr el valor de la pendiente de bajada:

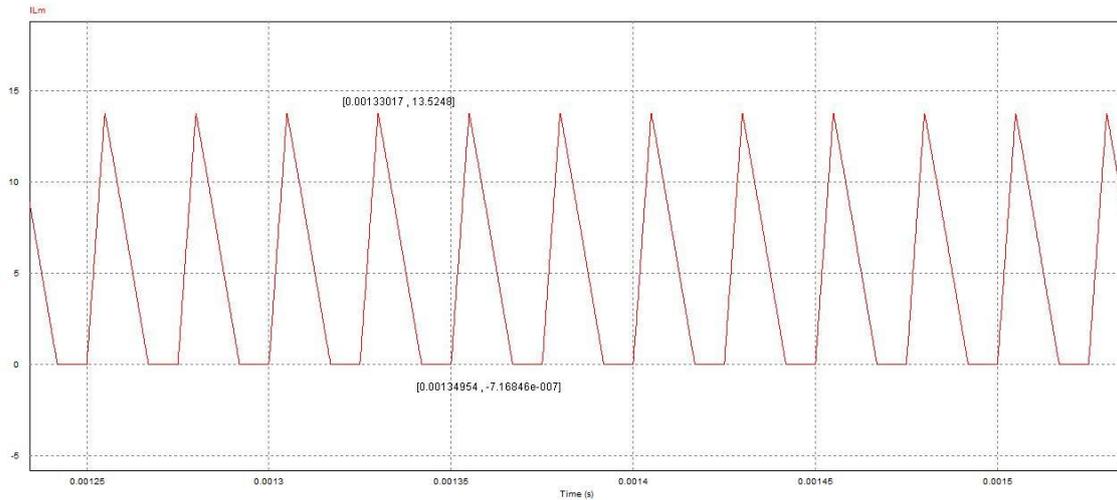


Ilustración 47: Corriente por la bobina en el convertidor Flyback con control en modo tensión MCD.

Los puntos obtenidos son: $I_{Lm,m\acute{a}x}$ ($t=1,33 \mu s$) = 13,66 A y $I_{Lm,min}$ ($t=1,35 \mu s$) = 0 A

$$m = \frac{(13,66 - 0)}{(1,35 - 1,33) \times 10^{-3}} = 683 \times 10^3$$

$$m' = \frac{m}{2} = 341,5 \times 10^3 \quad (\text{Razón en el punto 3.3.3.})$$

El valor de pico de la señal de diente de sierra lo llamaré V_p , luego mediante la siguiente igualdad, podemos sacar su valor:

$$\frac{V_p}{T} = m' \rightarrow V_p = 8,54 \text{ V}$$

Para el Flyback MCD tanto con el compensador tipo II como tipo III, los valores de las constantes y de la señal de diente de sierra son: $K_1 = 1$, $K_2 = 0,4142$ y $V_p = 8,54 \text{ V}$.

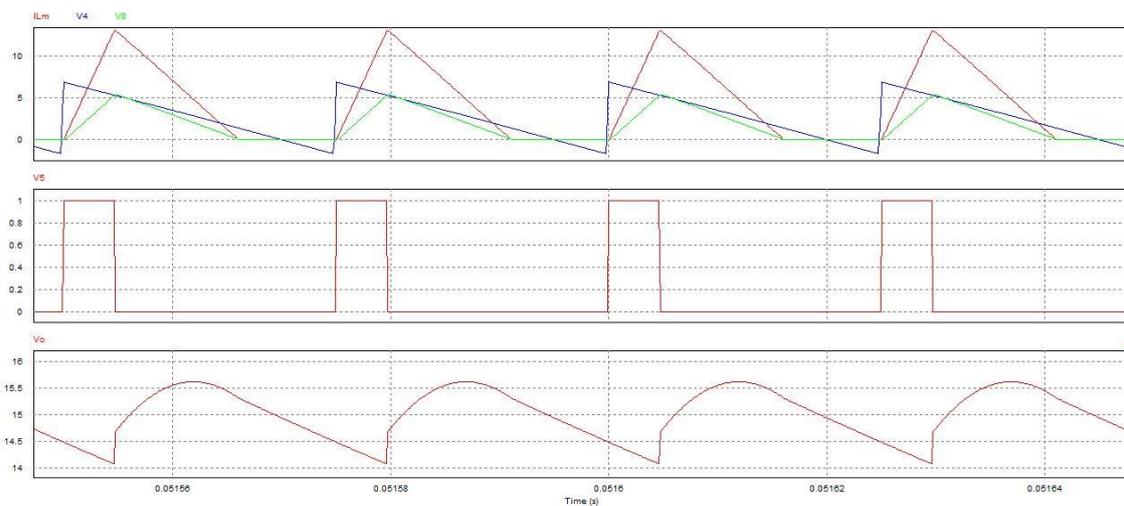


Ilustración 48: Simulación del resultado de la compensación en pendiente en el Flyback con control en modo corriente y MCD, tanto para compensador de tipo II como de tipo III.

En la gráfica superior de la ilustración 47 se representa la corriente por la bobina (color rojo) con la compensación en pendiente que hemos incorporado al circuito, la línea en color verde representa el producto de K2 por la corriente en la bobina, y la línea azul es la señal diente de sierra que hemos añadido al circuito para lograr la compensación en pendiente. En la gráfica intermedia, se puede ver la salida del biestable SR, cuando se pone a 1, el interruptor se cierra y la corriente por la inductancia aumenta linealmente, y cuando está a 0, ésta decrece. Por último en la gráfica inferior, está la tensión de salida que no varía de 15 V en ningún momento.

Una vez explicadas las incorporaciones que hemos hecho al circuito en este control en modo corriente, pasamos a hablar de los resultados de los diagramas de bode y de las simulaciones, analizándolos de la misma forma que cuando el control era en modo tensión.

5.1.1.2.1. Modo de conducción continua (MCC)

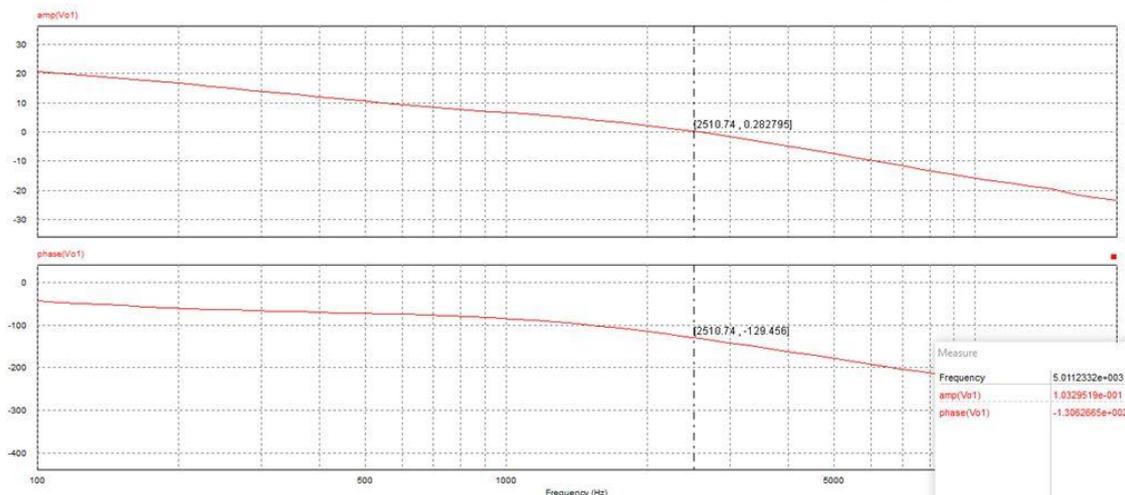


Ilustración 49: Diagrama de Bode del convertidor Flyback con control en modo corriente, compensador tipo II y MCC.

Para el control en modo corriente con el que hemos decidido trabajar, SmartCtrl no nos facilitaba los diagramas de bode como en el control en modo tensión, así que esta parte del trabajo está realizada únicamente mediante PSIM.

Primero analizaremos en la ilustración 49 la estabilidad del sistema. La frecuencia de cruce se produce a los 2,5 KHz aproximadamente, con un margen de fase positivo de unos 50°. El margen de ganancia también es positivo, 7,86 dB, luego el sistema es estable y mucho más rápido que cuando el control se realizó en modo tensión.

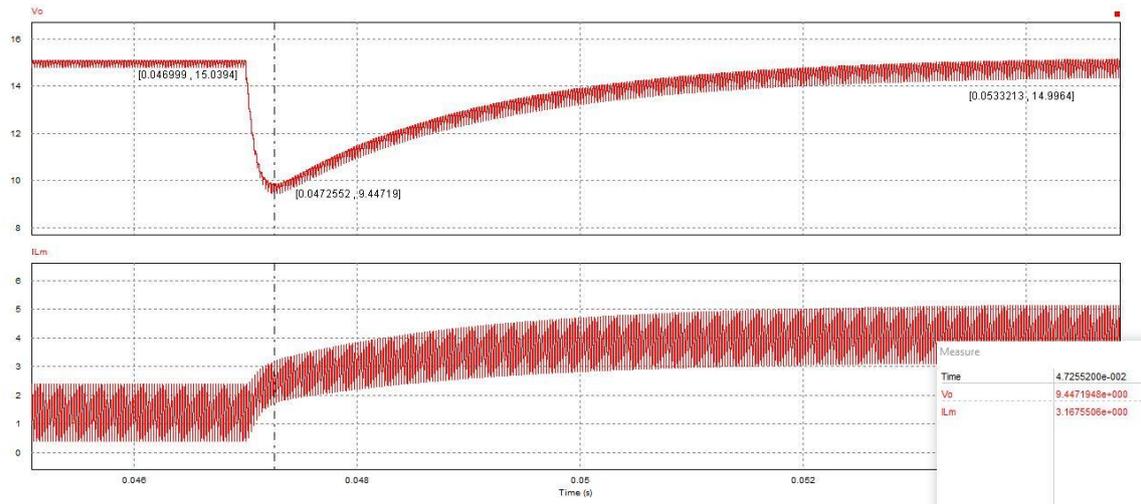


Ilustración 50: Tensión de salida del convertidor V_o (gráfica superior) y corriente por la inductancia magnetizante I_{Lm} (gráfica inferior) debido al escalón de carga para el convertidor Flyback con control en modo corriente, compensador tipo II y MCC.

En lo referido a las simulaciones, el transitorio de la tensión de salida en este caso, alcanza el estacionario a los 5,4 μ s cuando utilizamos el compensador de tipo II.

En la gráfica superior vemos que el tiempo de establecimiento de la tensión de salida en 15 V, es del orden de 6,3223 μ s, el sobreimpulso del escalón (M_p) se alcanza en un tiempo de pico de 0,2562 μ s con un 37,02%, aproximadamente unos 9,44 V. El porcentaje de rizado antes de producirse el escalón es 1,99 %, mientras que una vez se establece la salida al pasar el escalón, el rizado aumenta llegando a 5,89 %.

En la gráfica inferior también podemos ver que antes y después de producirse el escalón de carga, la corriente por la inductancia magnetizante es superior a 0 amperios, es decir, el convertidor trabaja en modo de conducción continua en todo momento.

A continuación, cambiamos el compensador de tipo II por uno de tipo III.

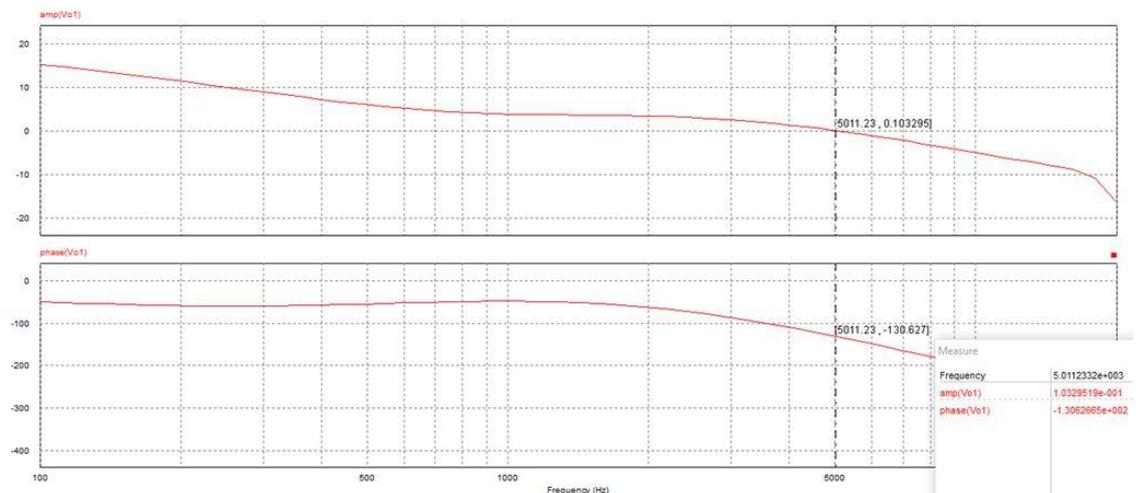


Ilustración 51: Diagrama de Bode del convertidor Flyback con control en modo corriente, compensador tipo III y MCC.

Respecto a la estabilidad del sistema. La frecuencia de cruce se produce a los 5 KHz aproximadamente, con un margen de fase positivo de unos 50º también en este caso. El margen de ganancia también es positivo, 3,4 dB, luego el sistema es estable y mucho más rápido que cuando el control se realizó en este modo con el compensador tipo II.

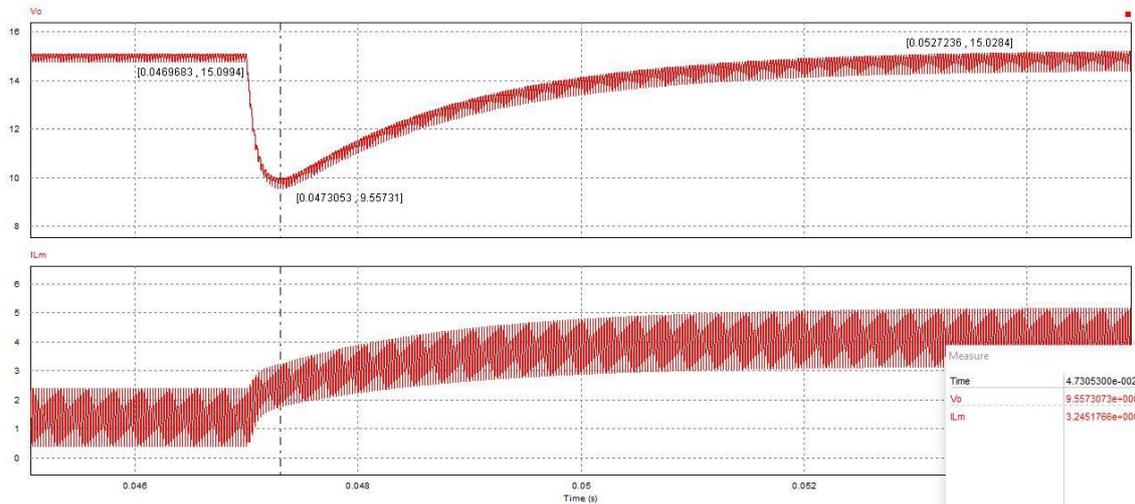


Ilustración 52: Tensión de salida del convertidor V_o (gráfica superior) y corriente por la inductancia magnetizante I_{Lm} (gráfica inferior) debido al escalón de carga para el convertidor Flyback con control en modo corriente, compensador tipo III y MCC.

El transitorio de la tensión de salida en este caso, alcanza el estacionario a los 4,1 μ s cuando utilizamos el compensador de tipo III (más rápido que con el de tipo II).

En la gráfica superior vemos que el tiempo de establecimiento de la tensión de salida en 15 V, es del orden de 5,96 μ s, el sobreimpulso del escalón (M_p) se alcanza en un tiempo de pico de 0,337 μ s con un 36,28 %, aproximadamente unos 9,57 V. El porcentaje de rizado antes de producirse el escalón es 1,99 %, mientras que una vez se establece la salida al pasar el escalón, el rizado aumenta llegando a 5,3 %.

En la gráfica inferior también podemos ver que antes y después de producirse el escalón de carga, el convertidor trabaja en modo de conducción continua en todo momento.

5.1.1.2.2. Modo de conducción discontinua (MCD)

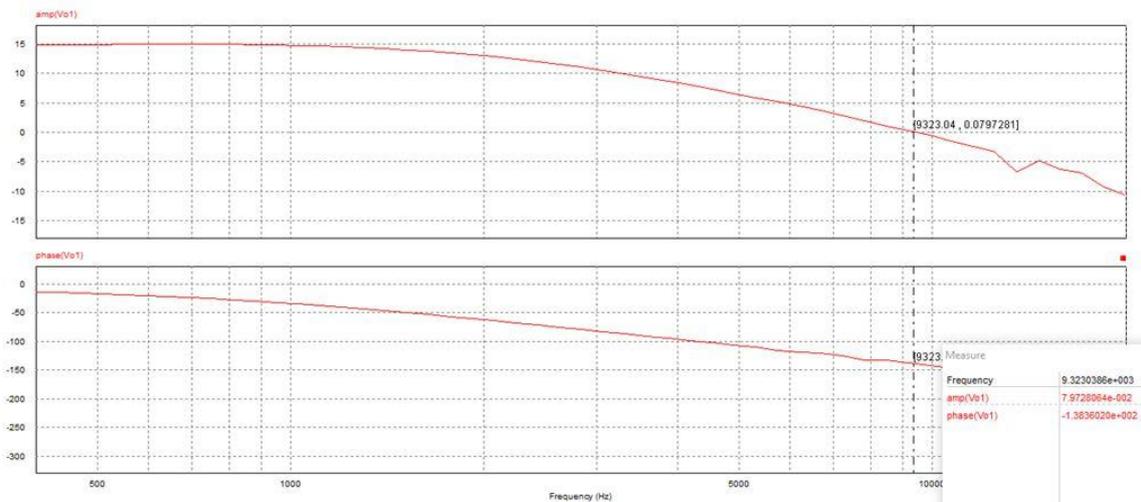


Ilustración 53: Diagrama de Bode del convertidor Flyback con control en modo corriente, compensador tipo II y MCD.

Analizando la estabilidad del Flyback con compensador tipo II en MCD y con control en modo corriente, obtenemos los siguientes resultados de su diagrama de bode. La frecuencia de cruce se produce a los 9,3 KHz aproximadamente, con un margen de fase positivo de unos 43º aproximadamente. El margen de ganancia también es positivo, 8,64 dB, luego el sistema es estable.

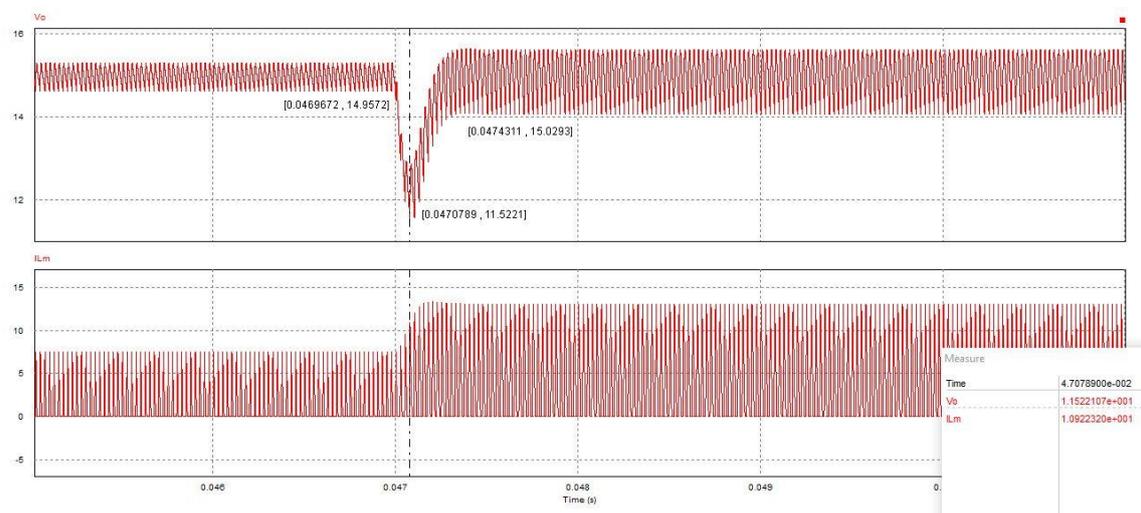


Ilustración 54: Tensión de salida del convertidor V_o (gráfica superior) y corriente por la inductancia magnetizante I_{Lm} (gráfica inferior) debido al escalón de carga para el convertidor Flyback con control en modo corriente, compensador tipo II y MCD.

Al analizar el transitorio de la tensión de salida en este caso, alcanza el estacionario a los 1,31 μ s cuando utilizamos el compensador de tipo II.

En la gráfica superior vemos que el tiempo de establecimiento de la tensión de salida en 15 V, es del orden de 0,4639 μ s, el sobreimpulso del escalón (M_p) se alcanza en un tiempo

de pico de $0,1117 \mu\text{s}$ con un $23,19 \%$, aproximadamente unos $11,52 \text{ V}$. El porcentaje de rizado antes de producirse el escalón es $4,3 \%$, mientras que una vez se establece la salida al pasar el escalón, el rizado aumenta llegando a $9,92 \%$.

En la gráfica inferior también podemos ver que antes y después de producirse el escalón de carga, el convertidor trabaja en modo de conducción discontinua en todo momento.

A continuación, en el circuito cambiamos el tipo de compensador por uno de tipo III.

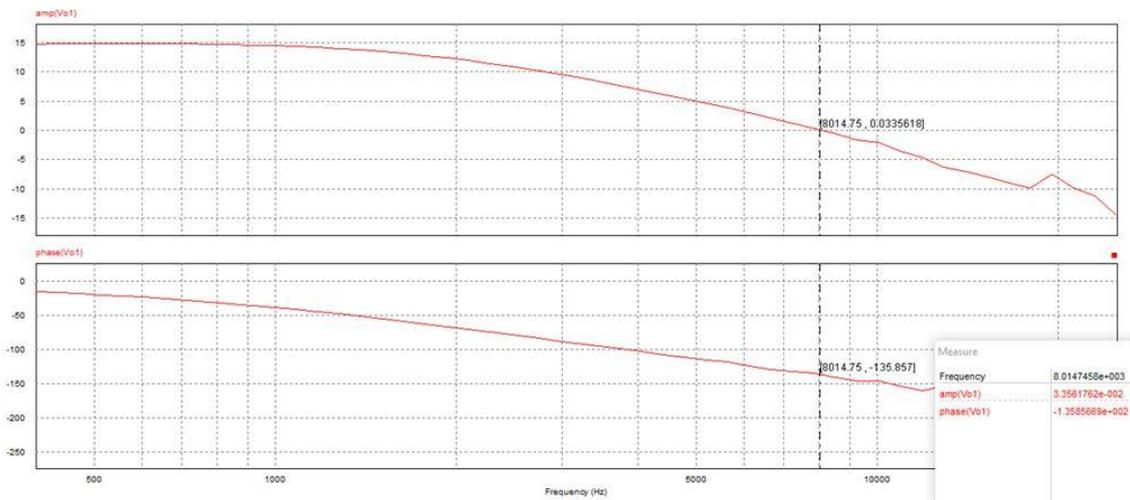


Ilustración 55: Diagrama de Bode del convertidor Flyback con control en modo corriente, compensador tipo III y MCD.

Respecto a la estabilidad del sistema, analizamos su diagrama de bode. La frecuencia de cruce se produce a los 8 KHz aproximadamente, con un margen de fase positivo de unos 45° , mejor que en el caso del otro compensador. Este caso es más lento por estar la frecuencia de cruce más a la izquierda, pero más estable. El margen de ganancia también es positivo, $9,16 \text{ dB}$, luego sistema estable.

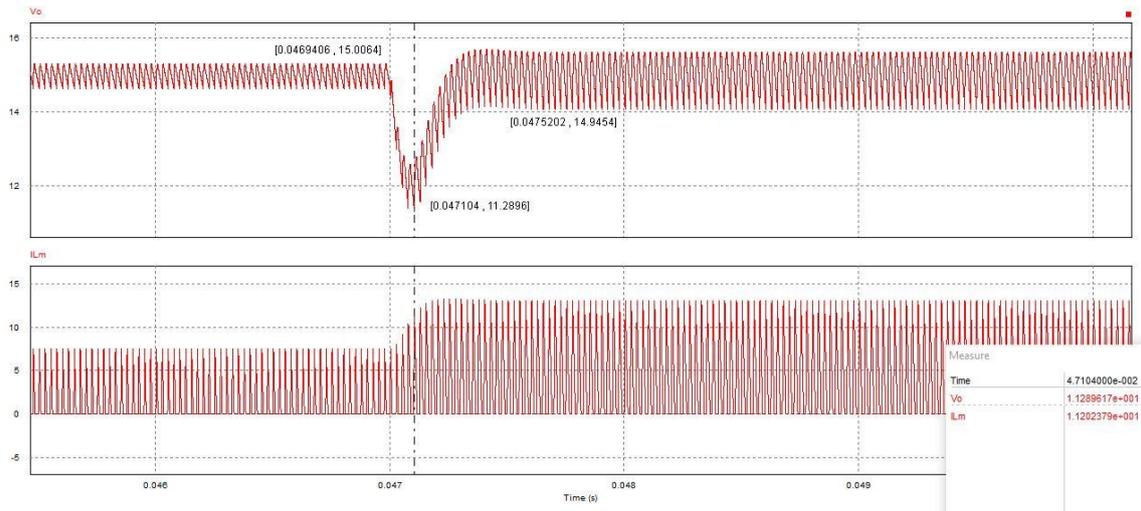


Ilustración 56: Tensión de salida del convertidor V_o (gráfica superior) y corriente por la inductancia magnetizante I_{Lm} (gráfica inferior) debido al escalón de carga para el convertidor Flyback con control en modo corriente, compensador tipo III y MCD.

El transitorio de la tensión de salida en este caso, alcanza el estacionario a los 1,86 μs cuando utilizamos el compensador de tipo III (un poco más lento que con el de tipo II).

En la gráfica superior vemos que el tiempo de establecimiento de la tensión de salida en 15 V, es del orden de 0,5796 μs , el sobreimpulso del escalón (M_p) se alcanza en un tiempo de pico de 0,1634 μs con un 24,73 %, aproximadamente unos 11,29 V. El porcentaje de rizado antes de producirse el escalón es 4,38 %, mientras que una vez se establece la salida al pasar el escalón, el rizado aumenta llegando a 9,92 %.

En la gráfica inferior también podemos ver que antes y después de producirse el escalón de carga, el convertidor trabaja en modo de conducción discontinua en todo momento.

5.1.2. Convertidor Forward

5.1.2.1. Control Modo Tensión

5.1.2.1.1. Modo de conducción continua (MCC)

Una vez comentados todos los diagramas de bode y simulaciones de los circuitos en los que he trabajado con el convertidor Flyback, es el momento de hacer lo mismo pero con el Forward.

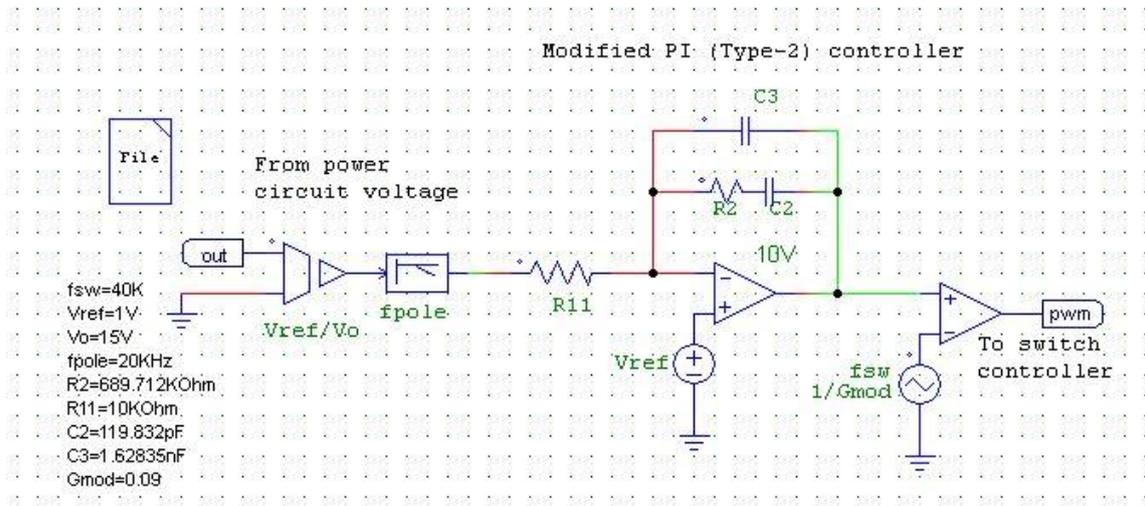


Ilustración 57: Compensador tipo II del convertidor Forward en modo tensión y MCC.

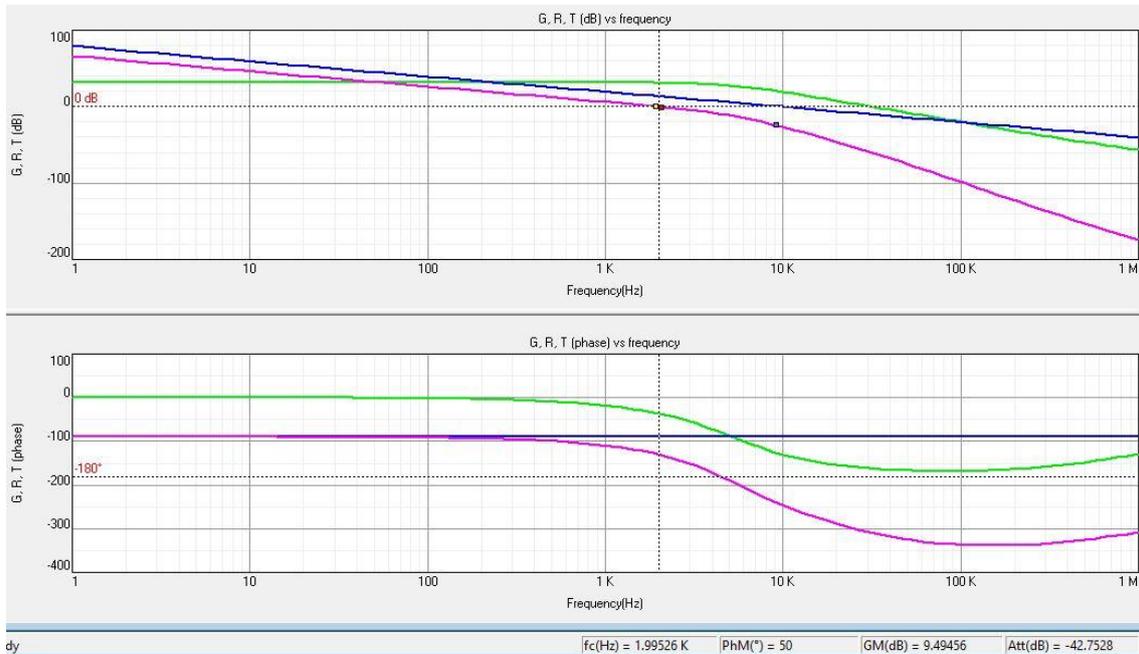


Ilustración 58: Diagrama de Bode del convertidor Forward con control en modo tensión, compensador tipo II y MCC.

Observando la línea morada en la ilustración estudiamos la estabilidad de este sistema gracias a su diagrama de bode. Podemos ver que la frecuencia de cruce se produce en 1,99526 KHz con un margen de fase positivo de 50°. El margen de ganancia es positivo también, de valor 9,49456 dB, luego estamos ante un sistema estable. La atenuación en la frecuencia de conmutación es del orden de -43 dB aproximadamente.

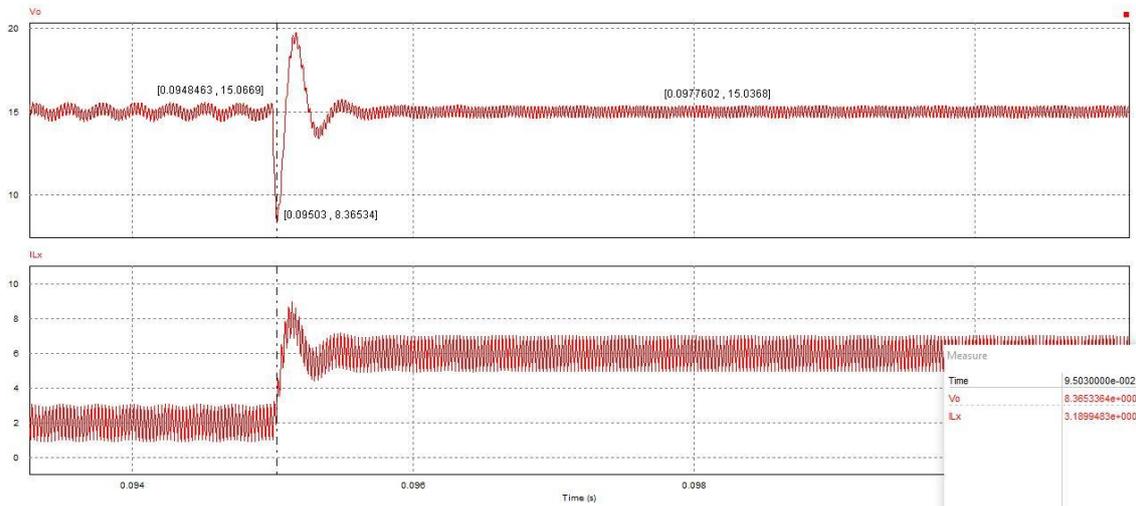


Ilustración 59: Tensión de salida del convertidor V_o (gráfica superior) y corriente por la inductancia de salida I_{Lx} (gráfica inferior) debido al escalón de carga para el convertidor Forward con control en modo tensión, compensador tipo II y MCC.

El transitorio de la tensión de salida alcanza el estacionario a los 5 μ s aproximadamente.

En la gráfica superior podemos ver que el tiempo de establecimiento de la tensión de salida en 15 V desde el comienzo hasta el final del escalón de carga es de 2,9139 μ s, mientras que el sobreimpulso del escalón (M_p) se alcanza en un tiempo de pico de 0,1837 μ s con un 44,23 %, aproximadamente unos 8,4 V.

El rizado antes de producirse el escalón es entorno al 7 % aproximadamente, mientras que una vez se establece la salida al pasar el escalón, el rizado disminuye al 5,2 %.

En la gráfica inferior podemos ver que en todo momento la corriente por la inductancia de salida no cruza el valor cero, es decir, no se hace negativa, lo que nos lleva a que estamos en el caso de modo de conducción continua.

A continuación, cambiamos el compensador de tipo II por uno de tipo III y vemos lo que ocurre.

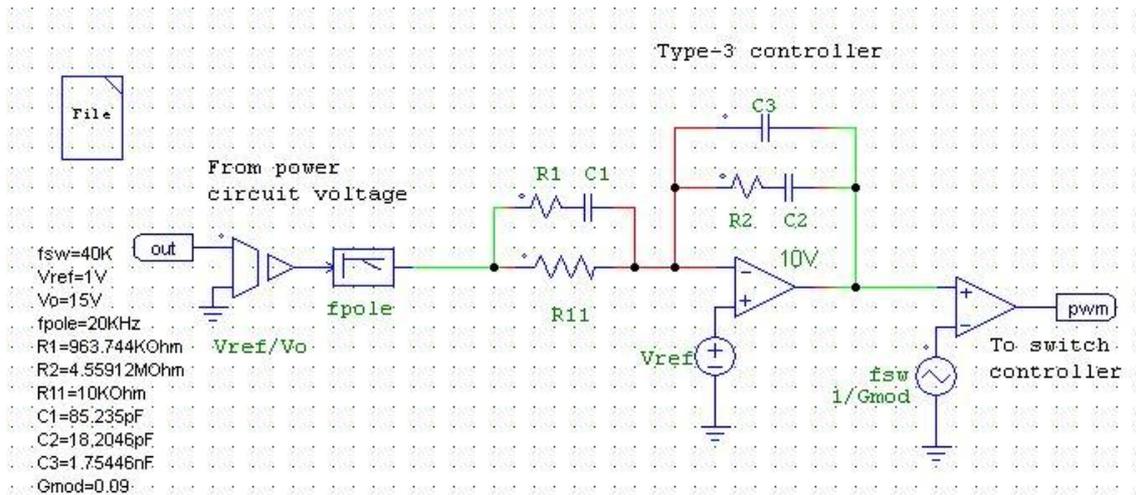


Ilustración 60: Compensador tipo III del convertidor Forward en modo tensión y MCC.

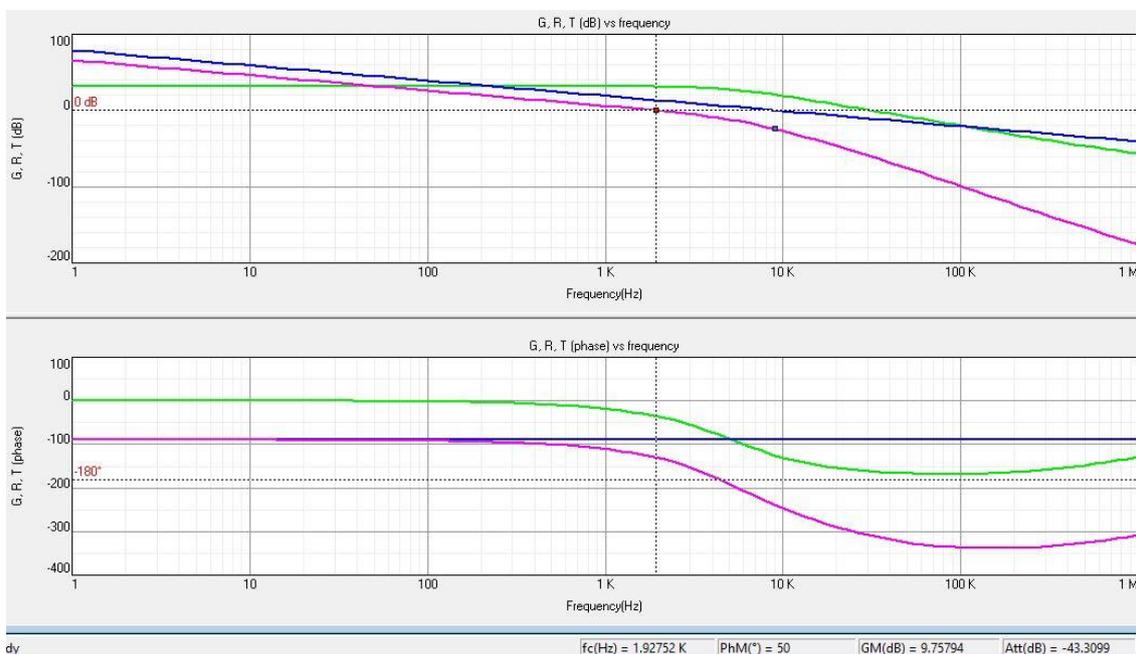


Ilustración 61: Diagrama de Bode del convertidor Forward con control en modo tensión, compensador tipo III y MCC.

Siguiendo el procedimiento como en los casos anteriores, si nos fijamos en las líneas moradas de la ilustración estudiamos la estabilidad de este sistema gracias a su diagrama de bode. Podemos ver que la frecuencia de cruce se produce en 1,92752 KHz con el mismo margen de fase positivo de 50° que en el caso anterior. El margen de ganancia es positivo también, de valor 9,75794 dB, luego estamos ante un sistema estable. La atenuación en la frecuencia de conmutación es del orden de -43 dB aproximadamente. Como vemos, los valores son prácticamente iguales que al utilizar el compensador de tipo II.

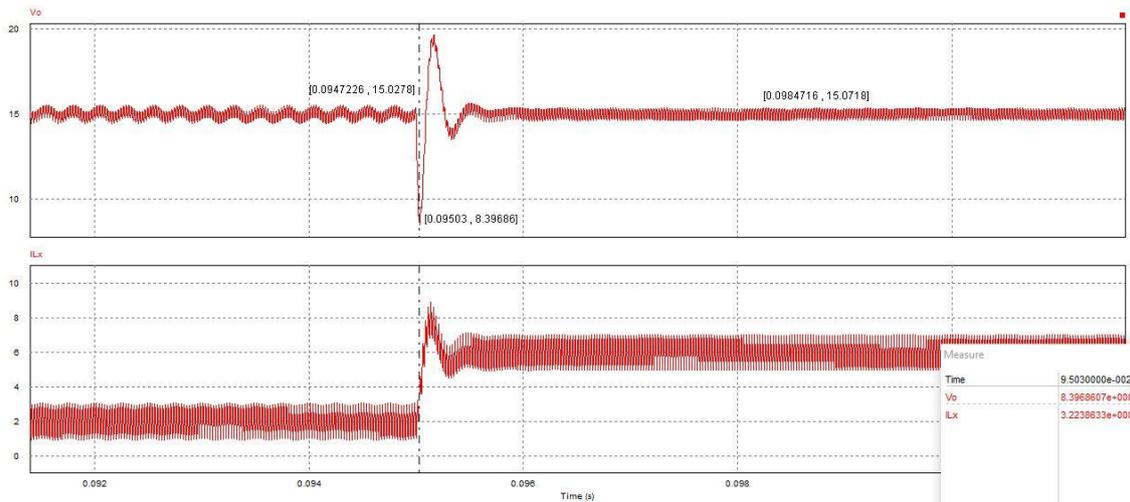


Ilustración 62: Tensión de salida del convertidor V_o (gráfica superior) y corriente por la inductancia de salida I_{Lx} (gráfica inferior) debido al escalón de carga para el convertidor Forward con control en modo tensión, compensador tipo III y MCC.

El transitorio de la tensión de salida alcanza el estacionario a los 2,8 μ s aproximadamente, más rápidamente que en el caso anterior.

En la gráfica superior podemos ver que el tiempo de establecimiento de la tensión de salida en 15 V desde el comienzo hasta el final del escalón de carga es de 3,749 μ s, tarda un poco más que en el caso anterior, mientras que el sobreimpulso del escalón (M_p) se alcanza en un tiempo de pico de 0,3074 μ s con un 44 %, aproximadamente unos 8,4 V. Similares valores también que cuando hemos utilizado el compensador de tipo II.

El rizado antes de producirse el escalón es entorno al 6,8 % aproximadamente, mientras que una vez se establece la salida al pasar el escalón, el rizado disminuye al 4,6 %. Disminuye un poco, en ambos casos, el rizado de la tensión de salida utilizando el compensador de tipo III.

En la gráfica inferior podemos ver también como en todo momento la corriente por la inductancia de salida está en modo de conducción continua.

5.1.2.1.2. Modo de conducción discontinua (MCD)

En este caso, utilizaremos el circuito dimensionado en el punto 4.5.2.2. primero con el compensador de tipo II y luego con el de tipo III.

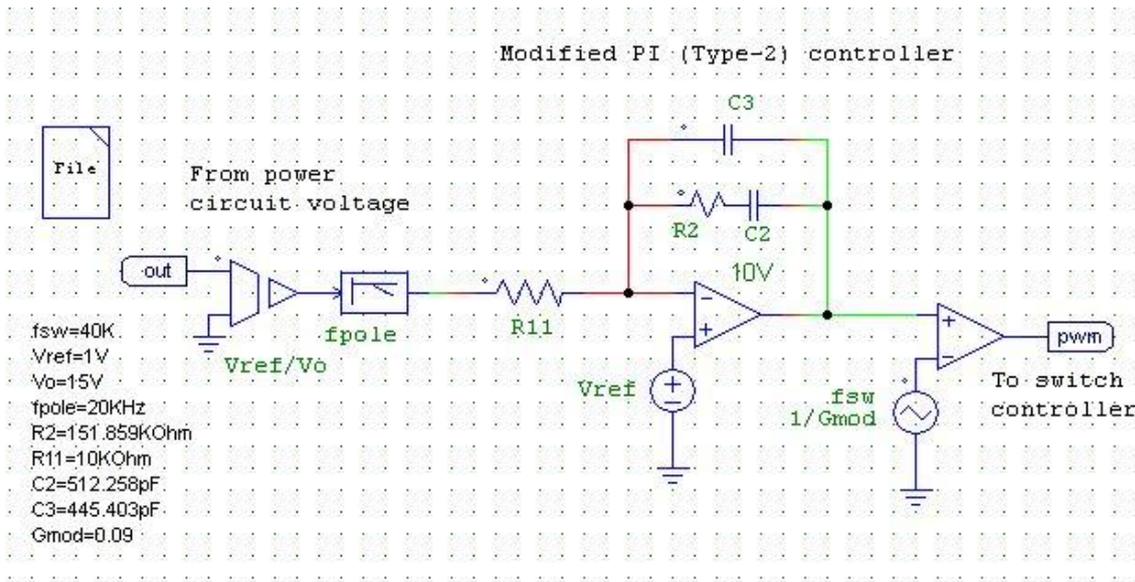


Ilustración 63: Compensador tipo II del convertidor Forward en modo tensión y MCD.

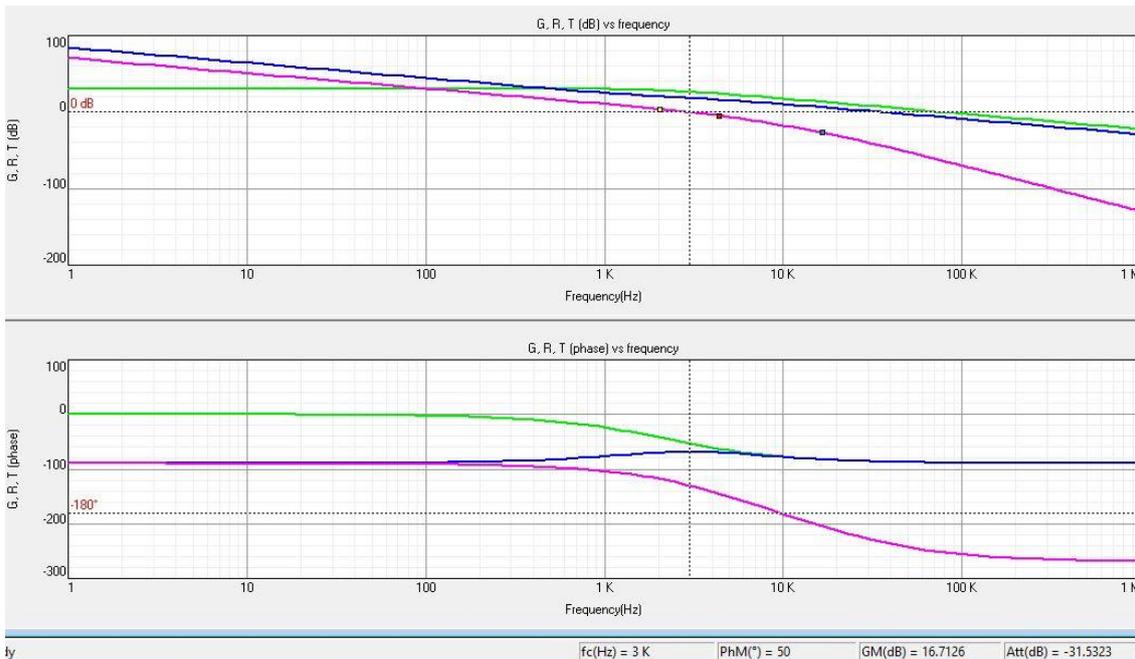


Ilustración 64: Diagrama de Bode del convertidor Forward con control en modo tensión, compensador tipo II y MCD.

Para estudiar la estabilidad del sistema en el que utilizamos el compensador de tipo II, vemos, en su diagrama de bode, que la frecuencia de cruce es en 3 KHz, con un margen de fase de 50° (positivo) y un margen de ganancia de 16,7 dB (positivo también), luego el sistema es estable. La atenuación a la frecuencia de conmutación es de -31,5323 dB.

Es más rápido el Forward en este modo de conducción si queremos lograr ese margen de fase de 50° como en el MCC, ya que la frecuencia de corte se encuentra más a la derecha en MCD que en MCC.

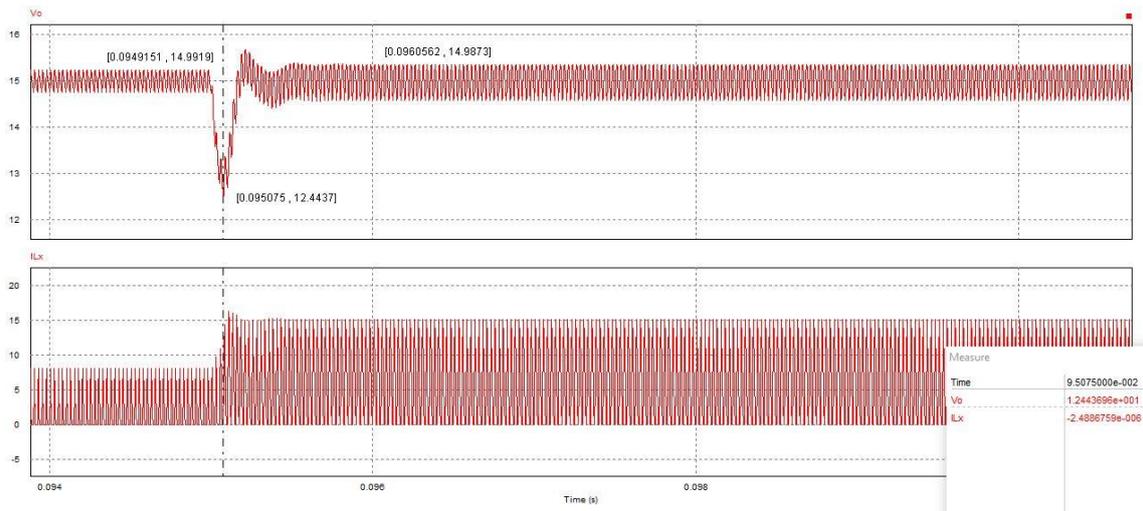


Ilustración 65: Tensión de salida del convertidor V_o (gráfica superior) y corriente por la inductancia de salida I_{Lx} (gráfica inferior) debido al escalón de carga para el convertidor Forward con control en modo tensión, compensador tipo II y MCD.

El transitorio de la tensión de salida alcanza el estacionario a los 2,3 μ s aproximadamente, más rápido que en el MCC.

En la gráfica superior podemos ver que el tiempo de establecimiento de la tensión de salida en 15 V desde el comienzo hasta el final del escalón de carga es de 1,1411 μ s, tarda menos que en el caso de MCC, mientras que el sobreimpulso del escalón (M_p) se alcanza en un tiempo de pico de 0,1599 μ s con un 17,04 %, aproximadamente unos 12,4 V. Valores muy inferiores que en el caso de MCC.

El rizado antes de producirse el escalón es entorno al 2,9 % aproximadamente, mientras que una vez se establece la salida al pasar el escalón, el rizado aumenta al 4,77 %. En este modo de conducción, el rizado previo al escalón es menor que en el caso de MCC, una vez superado el escalón, el rizado es similar.

En la gráfica inferior podemos ver como en todo momento la corriente por la inductancia de salida está en modo de conducción discontinua, ya que dicha corriente llega a 0 amperios antes de volver a aumentar en el siguiente ciclo de servicio.

A continuación, utilizando el mismo convertidor, cambiamos el compensador por uno de tipo III y evaluamos como hasta ahora.

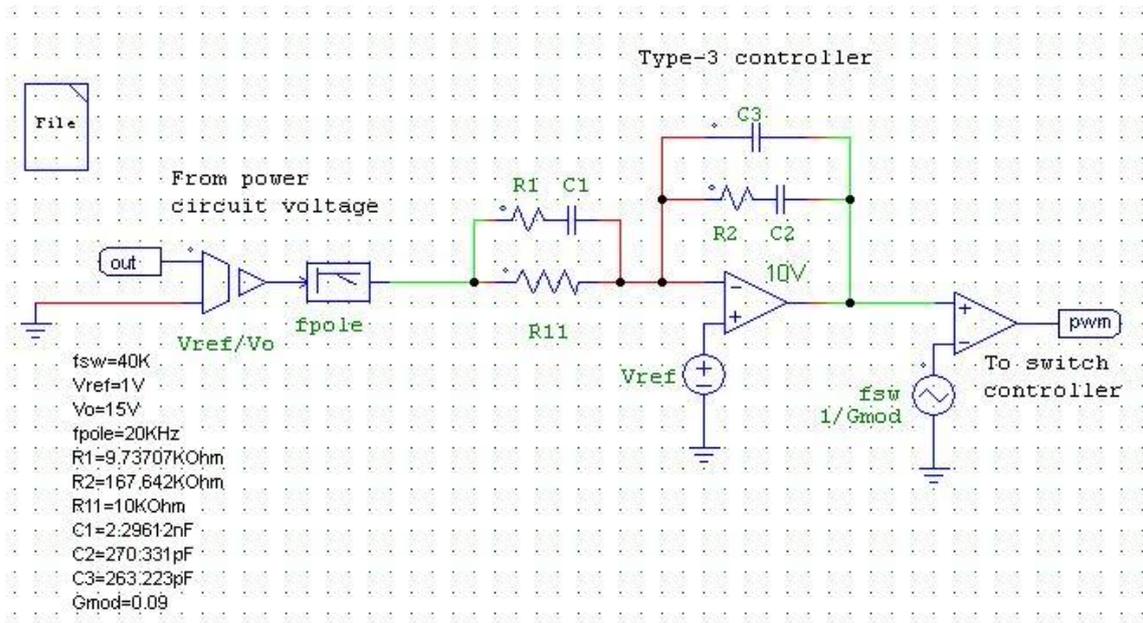


Ilustración 66: Compensador tipo III del convertidor Forward en modo tensión y MCD.

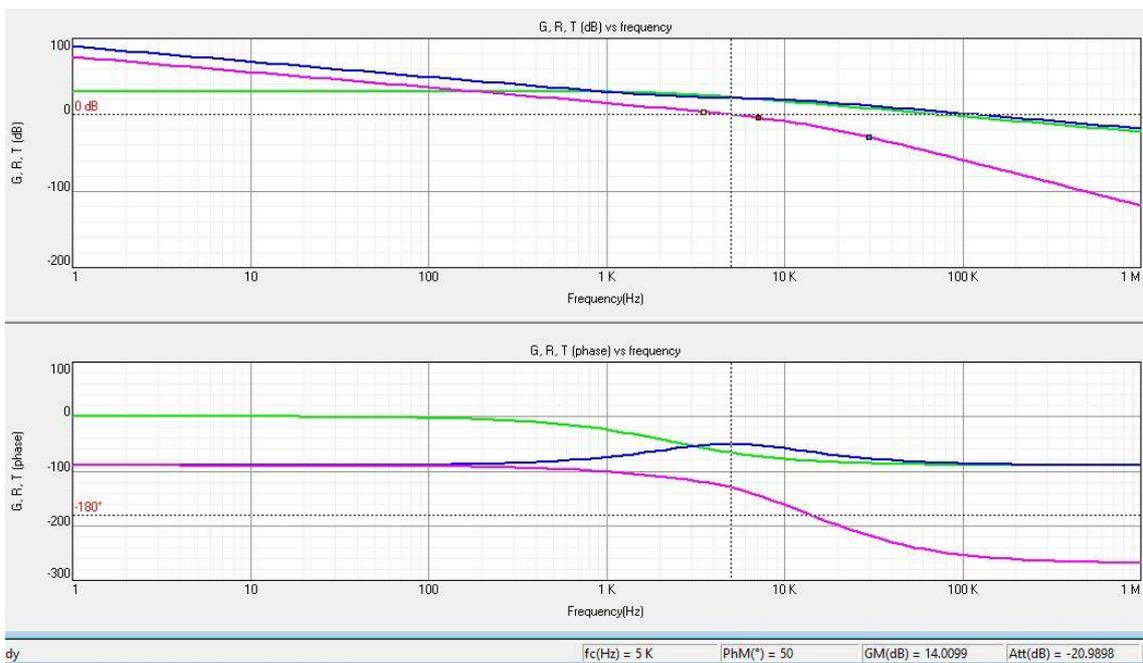


Ilustración 67: Diagrama de Bode del convertidor Forward con control en modo tensión, compensador tipo III y MCD.

En primer lugar vamos a evaluar la estabilidad del sistema. La frecuencia de cruce es en 5 KHz, con un margen de fase de 50° (positivo) y un margen de ganancia de 14 dB (positivo también), luego el sistema es estable. En este caso, el sistema es mucho más rápido con este compensador que con el de tipo II para lograr ese MF. La atenuación a la frecuencia de conmutación es de -21 dB.

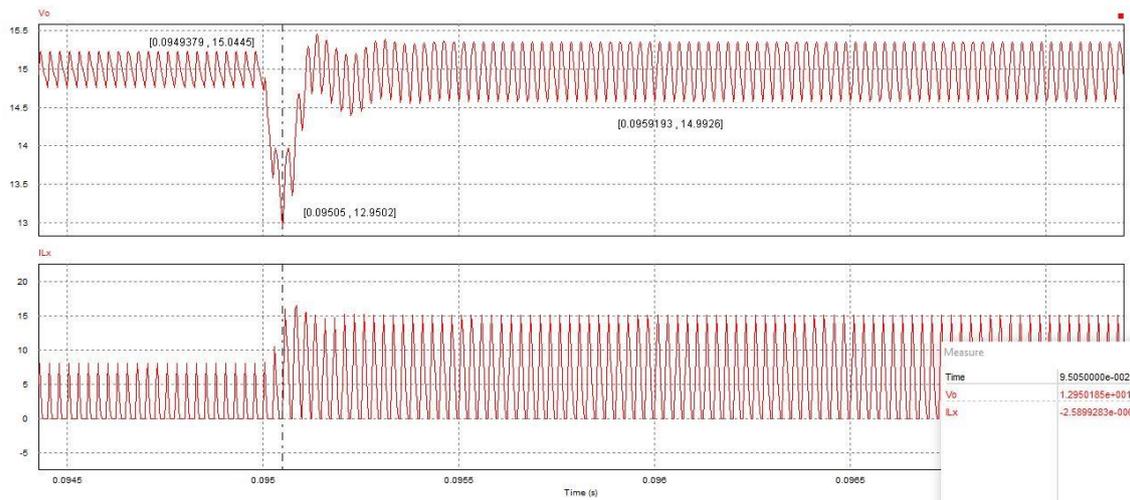


Ilustración 68: Tensión de salida del convertidor V_o (gráfica superior) y corriente por la inductancia de salida I_{Lx} (gráfica inferior) debido al escalón de carga para el convertidor Forward con control en modo tensión, compensador tipo III y MCD.

El transitorio de la tensión de salida alcanza el estacionario a los 2,3 μ s aproximadamente, igual que al utilizar el compensador de tipo II.

En la gráfica superior podemos ver que el tiempo de establecimiento de la tensión de salida en 15 V desde el comienzo hasta el final del escalón de carga es de 0,9814 μ s, tarda menos que en el otro caso de MCD con compensador de tipo II, mientras que el sobreimpulso del escalón (M_p) se alcanza en un tiempo de pico de 0,1121 μ s con un 13,67 %, aproximadamente unos 12,95 V. Valores inferiores a los proporcionados al utilizar el otro compensador.

El rizado antes de producirse el escalón es entorno al 2,9 % aproximadamente, mientras que una vez se establece la salida al pasar el escalón, el rizado aumenta al 5 %. Rizados en la tensión de salida similares a los que han dado resultado con el compensador II.

En la gráfica inferior podemos ver como en todo momento la corriente por la inductancia de salida está en modo de conducción discontinua.

5.1.2.2. Control Modo Corriente

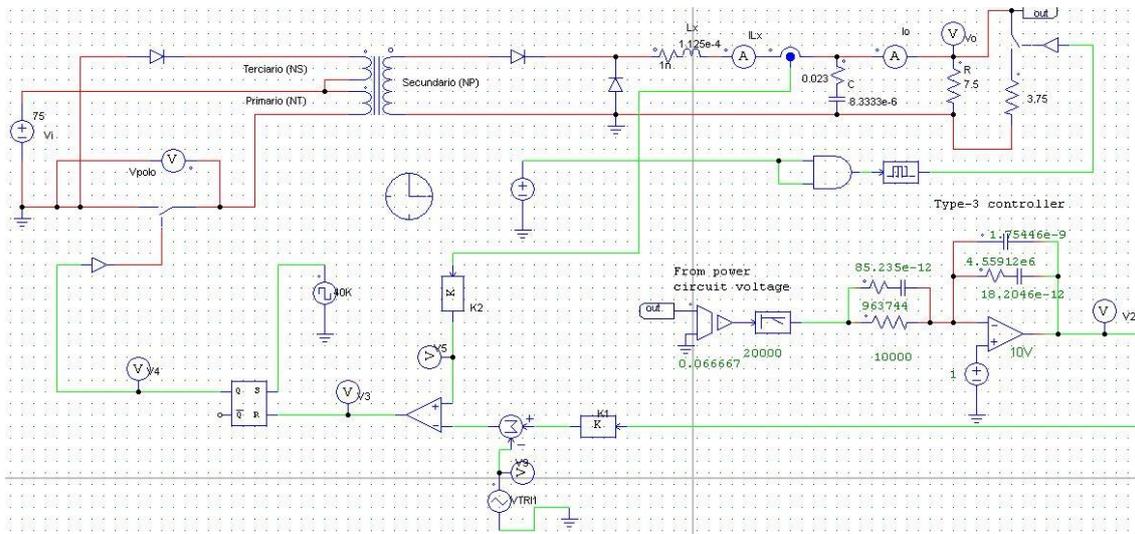


Ilustración 69: Circuito Forward con control en modo corriente, escalón de carga, compensador tipo III y compensación de pendiente.

Al igual que hicimos con el convertidor Flyback, mantenemos los elementos que hemos utilizado en el circuito con el control en modo tensión (mismo convertidor con el dimensionado para MCC o MCD, y el compensador proporcionado por SmartCtrl tanto de tipo II como de tipo III). Y le añadimos al último comparador una compensación en pendiente, un reloj y un biestable SR que cumple la misma función que en el Flyback.

Podemos ver tanto en el punto 4.3.3. del trabajo como en la ilustración 43, el funcionamiento del control en modo corriente y el esquema de éste en un convertidor, respectivamente.

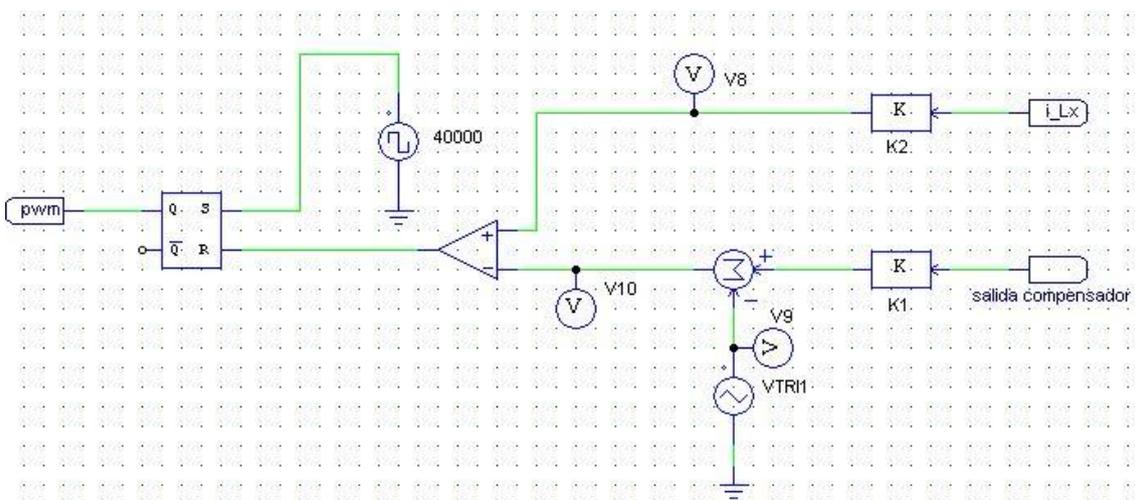


Ilustración 70: Zoom de la compensación en pendiente para el control en modo corriente.

La ilustración 70 nos muestra, como ocurrió antes en el Flyback, el esquema resultante en PSIM de lo que añadiremos al circuito. La única diferencia es que ahora no controlaremos la corriente de la inductancia magnetizante sino la corriente de la inductancia de salida, I_{Lx} .

La frecuencia del clk será, de nuevo, la frecuencia de conmutación elegida, 40 KHz. Y habrá que realizar los cálculos para hallar los valores de K1, K2 y V_p (tensión de la señal de diente de sierra de la fuente), los cuales no se harán de la misma manera que en el Flyback.

- Primer caso: Modo de Conducción Continua

En primer lugar, elegimos una tensión de control (V_{EA}), la cual no debe superar los 10 voltios ya que el comparador del compensador se iría a zona no lineal. El valor que he decidido dar, es de 5,66 V. Conociendo el valor máximo de la corriente por la bobina (gracias a SmartCtrl), cuyo valor es 7,67 A aproximadamente y con la siguiente ecuación:

$$K2 \times I_{Lx,máx} = V_{EA}$$

Sustituyo valores y despejo K2, cuyo valor en este caso es 0,7363.

Hasta aquí, la forma de proceder es la misma que en el Flyback. Para hallar el valor de pico de la señal de diente de sierra y el valor de K1, debo seguir la siguiente igualdad:

$$\frac{di_{Lx}}{dt} = \frac{-V_o}{L_x}$$

Luego, ya que la pendiente lo queremos con la altura V_p (misma elección que V_{EA}) que hemos decidido antes en un tiempo T:

$$K1 \times \frac{V_p}{T} = \frac{V_o}{L_x}$$

El inverso del periodo (T) es la frecuencia de conmutación (40 KHz), la tensión de salida (V_o) es 15 V, la inductancia de salida L_x es en este caso $1,125 \times 10^{-4}$ H. Luego sustituimos y despejamos K1, y nos da un valor de 0,5889.

En resumen, para este caso los valores serían: K1 = 0,5889, K2 = 0,7363 y V_p = 5,66 V.

- Segundo caso: Modo de Conducción Discontinua

Siguiendo el mismo procedimiento, en este caso los valores usados para conseguir mi objetivo de mantener la tensión de salida en 15 V son: K1 = 1, K2 = 0,5 y V_p = 5,89 V.

5.1.2.2.1. Modo de conducción continua (MCC)

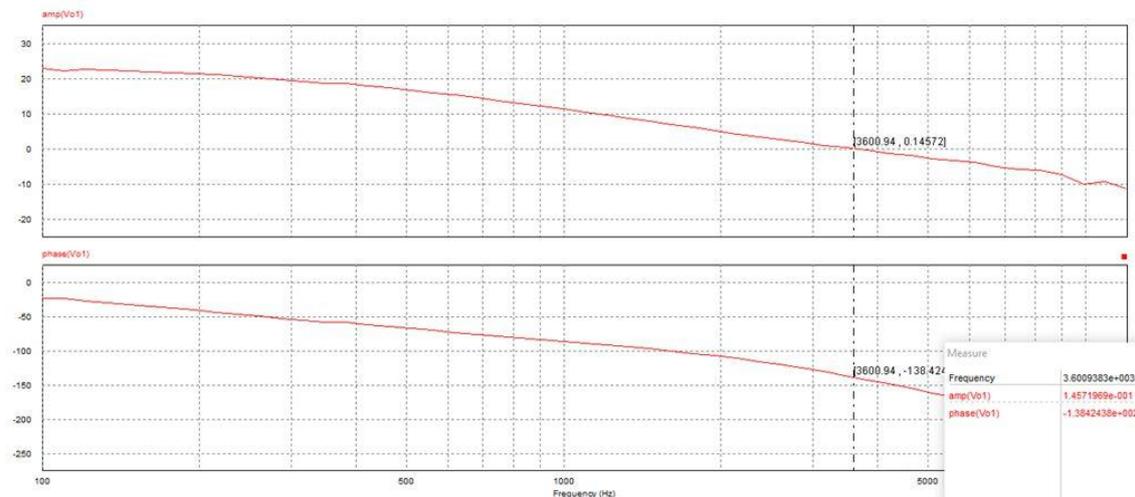


Ilustración 71: Diagrama de Bode del convertidor Forward con control en modo corriente, compensador tipo II y MCC.

Para analizar la estabilidad del sistema nos fijamos en la frecuencia de cruce, que corta 0 dB en 3,6 KHz, con un margen de fase de 43° (positivo) y un margen de ganancia de 4,77 dB (positivo también), luego el sistema es estable.

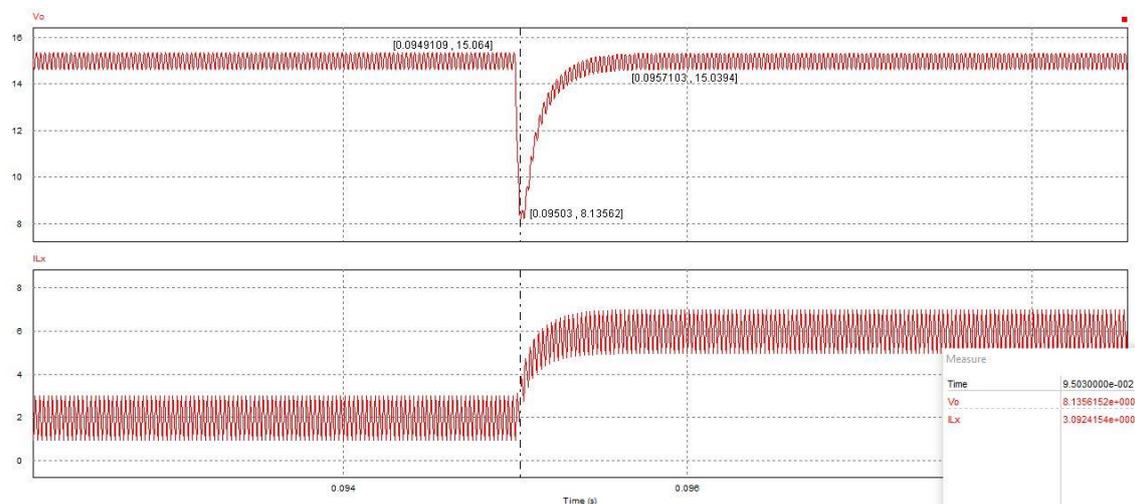


Ilustración 72: Tensión de salida del convertidor V_o (gráfica superior) y corriente por la inductancia de salida I_{Lx} (gráfica inferior) debido al escalón de carga para el convertidor Forward con control en modo corriente, compensador tipo II y MCC.

El transitorio de la tensión de salida alcanza el estacionario a los 0,57 μ s aproximadamente.

En la gráfica superior podemos ver que el tiempo de establecimiento de la tensión de salida en 15 V desde el comienzo hasta el final del escalón de carga es de 0,7994 μ s, mientras que el sobreimpulso del escalón (M_p) se alcanza en un tiempo de pico de 0,1191 μ s con un 45,76 %, aproximadamente unos 8,14 V.

El rizado antes de producirse el escalón es entorno al 4,63 % aproximadamente, mientras que una vez se establece la salida al pasar el escalón, el rizado disminuye al 4,5 %.

En la gráfica inferior podemos ver como en todo momento la corriente por la inductancia de salida está en modo de conducción continua.

A continuación, cambiamos el compensador por uno de tipo III y vemos que ocurre.

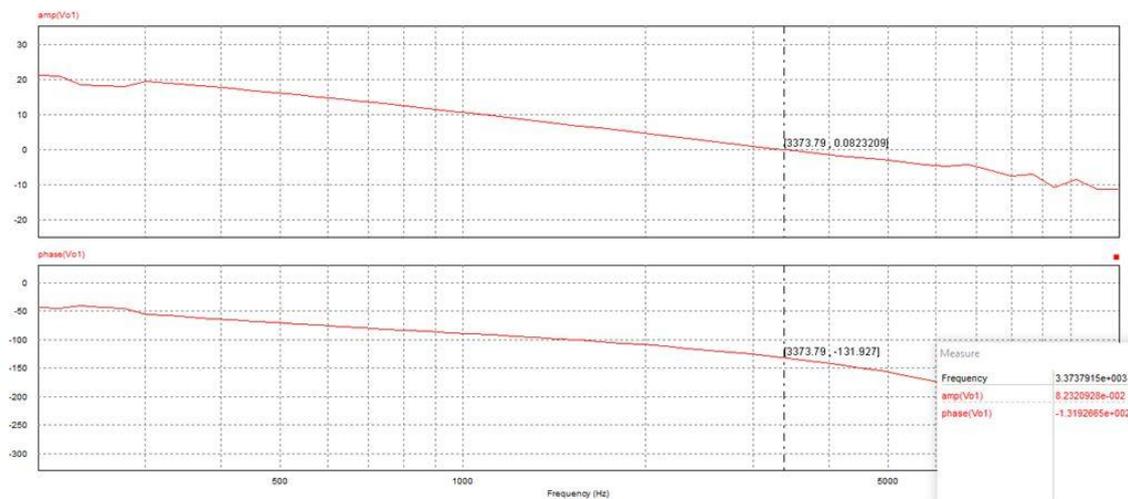


Ilustración 73: Diagrama de Bode del convertidor Forward con control en modo corriente, compensador tipo III y MCC.

Para analizar la estabilidad del sistema nos fijamos en la frecuencia de cruce, que corta 0 dB en 3,3 KHz, con un margen de fase de 49° (positivo) y un margen de ganancia de 4,44 dB (positivo también), luego el sistema es estable. Relativamente más lento que con el otro compensador, pero un poco más estable.

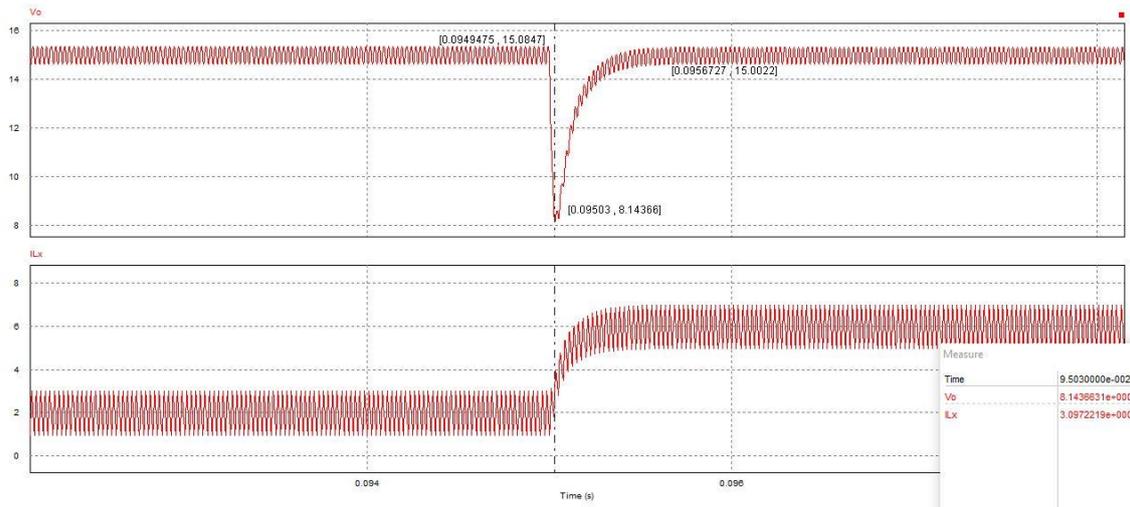


Ilustración 74: Tensión de salida del convertidor V_o (gráfica superior) y corriente por la inductancia de salida I_{Lx} (gráfica inferior) debido al escalón de carga para el convertidor Forward con control en modo corriente, compensador tipo III y MCC.

El transitorio de la tensión de salida alcanza el estacionario a los 0,8 μ s aproximadamente.

En la gráfica superior podemos ver que el tiempo de establecimiento de la tensión de salida en 15 V desde el comienzo hasta el final del escalón de carga es de 0,7252 μ s, mientras que el sobreimpulso del escalón (M_p) se alcanza en un tiempo de pico de 0,0825 μ s con un 45,71 %, aproximadamente unos 8,14 V.

El rizado antes de producirse el escalón es entorno al 4,63 % aproximadamente, mientras que una vez se establece la salida al pasar el escalón, el rizado disminuye al 4,5 %. Rizados idénticos que al utilizar el otro compensador.

En la gráfica inferior podemos ver como en todo momento la corriente por la inductancia de salida está en modo de conducción continua.

5.1.2.2.2. Modo de conducción discontinua (MCD)

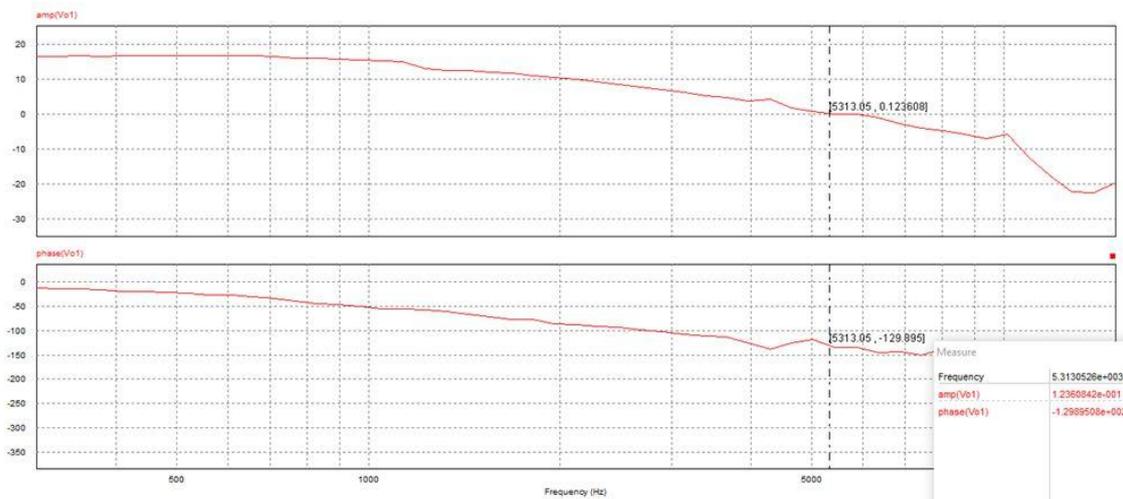


Ilustración 75: Diagrama de Bode del convertidor Forward con control en modo corriente, compensador tipo II y MCD.

Para analizar la estabilidad del sistema nos fijamos en la frecuencia de cruce, que corta 0 dB en 5,3 KHz, con un margen de fase de 50° (positivo) y un margen de ganancia de 6,3 dB (positivo también), luego el sistema es estable.

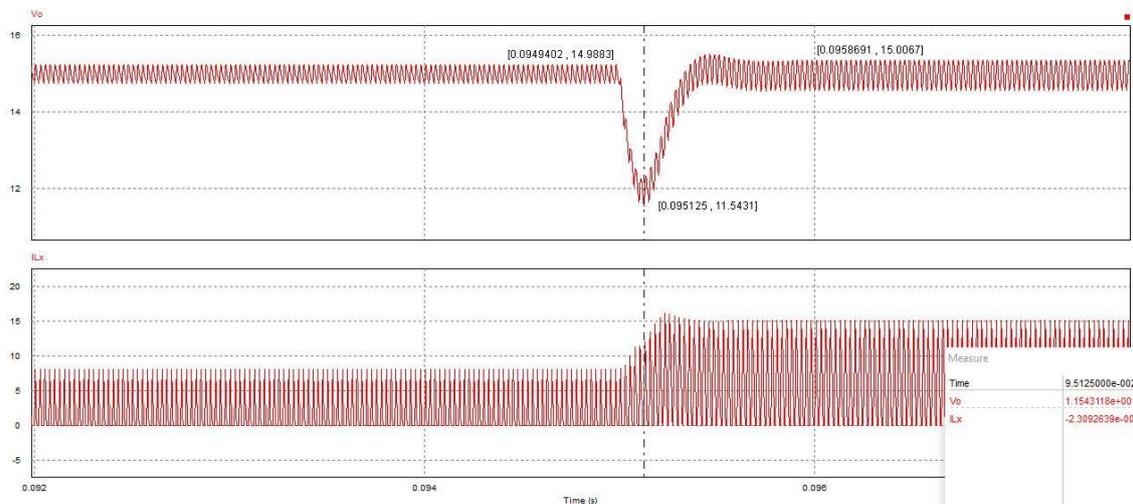


Ilustración 76: Tensión de salida del convertidor V_o (gráfica superior) y corriente por la inductancia de salida I_{Lx} (gráfica inferior) debido al escalón de carga para el convertidor Forward con control en modo corriente, compensador tipo II y MCD.

El transitorio de la tensión de salida alcanza el estacionario a los 2,88 μ s aproximadamente.

En la gráfica superior podemos ver que el tiempo de establecimiento de la tensión de salida en 15 V desde el comienzo hasta el final del escalón de carga es de 0,9289 μ s, mientras que el sobrepulso del escalón (M_p) se alcanza en un tiempo de pico de 0,1848 μ s con un 23,05 %, aproximadamente unos 11,54 V.

El rizado antes de producirse el escalón es entorno al 3,09 % aproximadamente, mientras que una vez se establece la salida al pasar el escalón, el rizado aumenta al 5,08 %.

En la gráfica inferior podemos ver como en todo momento la corriente por la inductancia de salida está en modo de conducción discontinua.

Cambiamos el compensador de tipo II por el de tipo III:

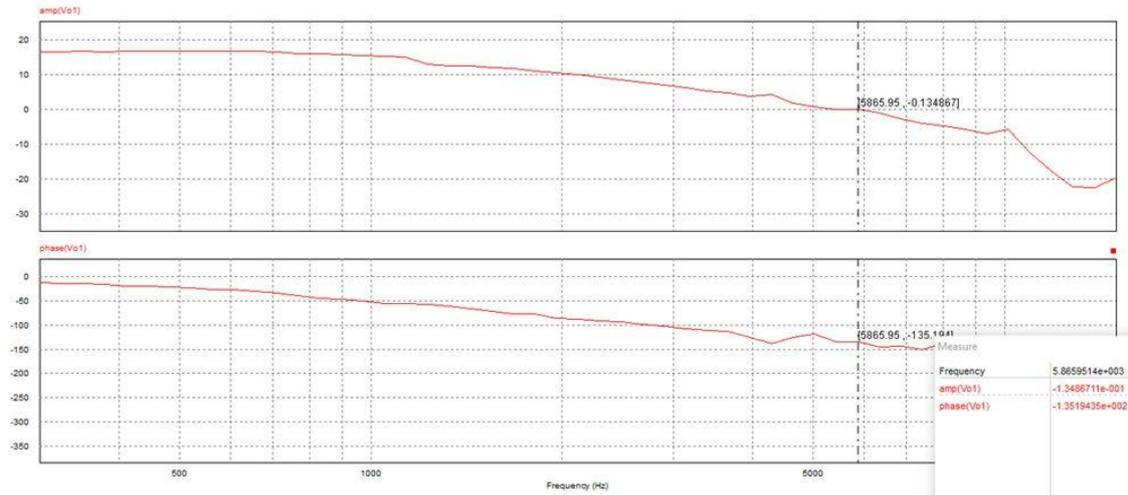


Ilustración 77: Diagrama de Bode del convertidor Forward con control en modo corriente, compensador tipo III y MCD.

Analizamos la estabilidad del sistema, para ello nos fijamos en la frecuencia de cruce, que corta 0 dB en 5,86 KHz, con un margen de fase de 45° (positivo) y un margen de ganancia de 13 dB (positivo también), luego el sistema es estable. Más rápido que cuando hemos utilizado el otro compensador, pero en este caso tenemos menor margen de fase.

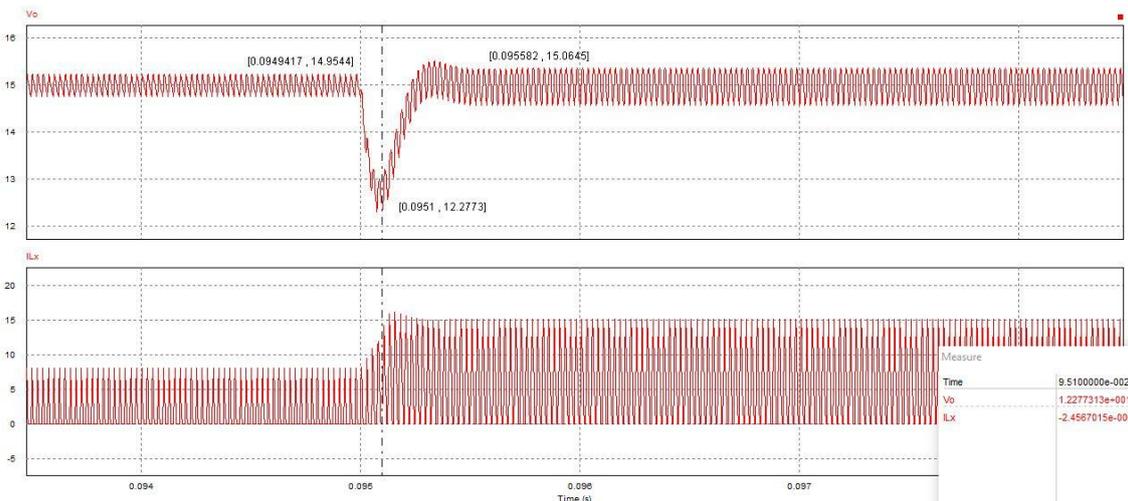


Ilustración 78: Tensión de salida del convertidor V_o (gráfica superior) y corriente por la inductancia de salida I_{Lx} (gráfica inferior) debido al escalón de carga para el convertidor Forward con control en modo corriente, compensador tipo III y MCD.

El transitorio de la tensión de salida alcanza el estacionario a los 2,7 μs aproximadamente.

En la gráfica superior podemos ver que el tiempo de establecimiento de la tensión de salida en 15 V desde el comienzo hasta el final del escalón de carga es de 0,6403 μs , mientras que el sobreimpulso del escalón (M_p) se alcanza en un tiempo de pico de 0,1583 μs con un 18,15 %, aproximadamente unos 12,28 V.

El rizado antes de producirse el escalón es entorno al 3,09 % aproximadamente, mientras que una vez se establece la salida al pasar el escalón, el rizado aumenta al 5,08 %. Rizados idénticos que al utilizar el otro compensador.

En la gráfica inferior podemos ver como en todo momento la corriente por la inductancia de salida está en modo de conducción discontinua.

5.2. Comparación de resultados

Recogiendo todos los datos relevantes de las simulaciones (tanto del escalón en la tensión de salida como de los diagramas de bode), he realizado las siguientes tablas para, de forma más visual, poder comparar las diferentes topologías estudiadas en el trabajo de los convertidores y sus resultados dependiendo el modo de control que utilicemos.

1. Flyback MCC.

Flyback	MCC
MODO TENSIÓN - Tipo II	Escalón de carga
Mp (%)	24,88
tp (μs)	0,28
ts (μs)	6,936
Rizado previo al escalón (%)	11
Rizado posterior al escalón (%)	5,24
BODE	
Frecuencia de cruce (Hz)	1738
Margen de Fase, M.F. (°)	50
Margen Ganancia, M.G. (dB)	5,8

Flyback	MCC
MODO CORRIENTE - Tipo II	Escalón de carga
Mp (%)	37,02
tp (μs)	0,26
ts (μs)	6,322
Rizado previo al escalón (%)	1,99
Rizado posterior al escalón (%)	5,89
BODE	
Frecuencia de cruce (Hz)	2500
Margen de Fase, M.F. (°)	50
Margen Ganancia, M.G. (dB)	7,86

Flyback	MCC
MODO TENSIÓN - Tipo III	Escalón de carga
Mp (%)	26,17
tp (μs)	0,19
ts (μs)	6,936
Rizado previo al escalón (%)	2,1
Rizado posterior al escalón (%)	5,3
BODE	
Frecuencia de cruce (Hz)	2000
Margen de Fase, M.F. (°)	50
Margen Ganancia, M.G. (dB)	7,4

Flyback	MCC
MODO CORRIENTE - Tipo III	Escalón de carga
Mp (%)	36,28
tp (μs)	0,34
ts (μs)	5,96
Rizado previo al escalón (%)	1,99
Rizado posterior al escalón (%)	5,3
BODE	
Frecuencia de cruce (Hz)	5000
Margen de Fase, M.F. (°)	50
Margen Ganancia, M.G. (dB)	3,4

En primer lugar, compararemos la topología Flyback en modo de conducción continua. Como podemos ver en las tablas, la ventaja que hay del control en modo corriente sobre el control en modo tensión es su rapidez. En ambos casos, tanto cuando utilizamos el compensador de tipo II como el de tipo III, el tiempo de establecimiento que tarda la tensión de salida en llegar a los 15 V una vez producido el escalón es menor en el control en modo corriente.

Si nos fijamos en los diagramas de bode, la frecuencia de conmutación en el control en modo corriente está mucho más a la derecha que en el modo tensión en ambos casos, lo que nos indica que estos sistemas serán más rápidos pero menos estables. Pero en lo referido a estabilidad, los cuatro circuitos son estables, todos tienen el mismo margen de fase (50°) y un margen de ganancia similar positivo.

La diferencia más peculiar en cuanto al rizado en la tensión de salida es cuando utilizamos el compensador de tipo II. Como vemos el rizado previo al escalón supera el 10%, y como vimos en las simulaciones, la corriente por la bobina en este tramo está en el límite. Luego, en este caso, sería recomendable, si queremos utilizar este tipo de compensador, trabajar con el control en modo corriente.

2. Flyback MCD.

Flyback	MCD
MODO TENSIÓN - Tipo II	Escalón de carga
Mp (%)	18,43
tp (μ s)	0,11
ts (μ s)	0,878
Rizado previo al escalón (%)	4,35
Rizado posterior al escalón (%)	10
BODE	
Frecuencia de cruce (Hz)	5777
Margen de Fase, M.F. ($^\circ$)	50
Margen Ganancia, M.G. (dB)	16,98

Flyback	MCD
MODO CORRIENTE - Tipo II	Escalón de carga
Mp (%)	23,19
tp (μ s)	0,11
ts (μ s)	0,464
Rizado previo al escalón (%)	4,3
Rizado posterior al escalón (%)	9,92
BODE	
Frecuencia de cruce (Hz)	9300
Margen de Fase, M.F. ($^\circ$)	43
Margen Ganancia, M.G. (dB)	8,64

Flyback	MCD
MODO TENSIÓN - Tipo III	Escalón de carga
Mp (%)	19,3
tp (μs)	0,11
ts (μs)	1
Rizado previo al escalón (%)	4,35
Rizado posterior al escalón (%)	9,61
BODE	
Frecuencia de cruce (Hz)	5000
Margen de Fase, M.F. (°)	50
Margen Ganancia, M.G. (dB)	16,45

Flyback	MCD
MODO CORRIENTE - Tipo III	Escalón de carga
Mp (%)	24,73
tp (μs)	0,16
ts (μs)	0,58
Rizado previo al escalón (%)	4,38
Rizado posterior al escalón (%)	9,92
BODE	
Frecuencia de cruce (Hz)	8000
Margen de Fase, M.F. (°)	45
Margen Ganancia, M.G. (dB)	9,16

En el caso del convertidor Flyback en modo de conducción discontinua, apreciamos de nuevo, que al utilizar el control en modo corriente, el sistema responde más rápido. Como vemos el tiempo de establecimiento de la señal de salida durante el escalón de carga es prácticamente la mitad en el modo corriente que en el modo tensión.

Sin embargo, en este caso, al fijarnos en el bode, tiene mayor rapidez el sistema al utilizar el compensador de tipo II que el de tipo III, y el margen de fase es menor en el control en modo corriente. Luego, la mejor opción en este caso sería elegir el compensador tipo II (ya que utilizas menos componentes que en uno de tipo III) y el control en modo tensión ya que tiene más margen de fase, aunque si quieres mayor rapidez, pues con este mismo compensador, habría que cambiar el control a modo corriente.

3. Forward MCC.

Forward	MCC
MODO TENSION - Tipo II	Escalón de carga
Mp (%)	44,23
tp (μs)	0,18
ts (μs)	2,9
Rizado previo al escalón (%)	7
Rizado posterior al escalón (%)	5,2
BODE	
Frecuencia de cruce (Hz)	2000
Margen de Fase, M.F. (°)	50
Margen Ganancia, M.G. (dB)	9,49

Forward	MCC
MODO CORRIENTE - Tipo II	Escalón de carga
Mp (%)	45,76
tp (μs)	0,12
ts (μs)	0,799
Rizado previo al escalón (%)	4,63
Rizado posterior al escalón (%)	4,5
BODE	
Frecuencia de cruce (Hz)	3600
Margen de Fase, M.F. (°)	43
Margen Ganancia, M.G. (dB)	4,77

Forward	MCC
MODO TENSION - Tipo III	Escalón de carga
Mp (%)	44
tp (μs)	0,31
ts (μs)	3,75
Rizado previo al escalón (%)	6,8
Rizado posterior al escalón (%)	4,6
BODE	
Frecuencia de cruce (Hz)	1928
Margen de Fase, M.F. (°)	50
Margen Ganancia, M.G. (dB)	9,78

Forward	MCC
MODO CORRIENTE - Tipo III	Escalón de carga
Mp (%)	45,71
tp (μs)	0,08
ts (μs)	0,725
Rizado previo al escalón (%)	4,63
Rizado posterior al escalón (%)	4,5
BODE	
Frecuencia de cruce (Hz)	3300
Margen de Fase, M.F. (°)	49
Margen Ganancia, M.G. (dB)	4,44

Para la otro topología de convertidor que he estudiado, Forward, de nuevo vemos que el control en modo corriente es más rápido que el de modo tensión (algo que ya adelantábamos en el estudio teórico de los modos de control).

En este caso, el tiempo de establecimiento es mucho menor, al igual que el rizado de la tensión de salida previo y posterior al escalón de carga. Luego, en este caso de convertidor, con modo de conducción continua, es preferible el control en modo corriente, ya que viendo la estabilidad, es muy similar en ambos controles. La ventaja que tiene el compensador de tipo III sobre el II en el control en modo corriente es el margen de fase, que es un poco superior a los 45°.

4. Forward MCD.

Forward	MCD
MODO TENSION - Tipo II	Escalón de carga
Mp (%)	17,04
tp (μs)	0,16
ts (μs)	1,14
Rizado previo al escalón (%)	2,9
Rizado posterior al escalón (%)	4,77
BODE	
Frecuencia de cruce (Hz)	3000
Margen de Fase, M.F. (°)	50
Margen Ganancia, M.G. (dB)	16,7

Forward	MCD
MODO CORRIENTE - Tipo II	Escalón de carga
Mp (%)	23,05
tp (μs)	0,18
ts (μs)	0,929
Rizado previo al escalón (%)	3,09
Rizado posterior al escalón (%)	5,08
BODE	
Frecuencia de cruce (Hz)	5300
Margen de Fase, M.F. (°)	50
Margen Ganancia, M.G. (dB)	6,3

Forward	MCD
MODO TENSION - Tipo III	Escalón de carga
Mp (%)	13,67
tp (μs)	0,11
ts (μs)	0,981
Rizado previo al escalón (%)	2,9
Rizado posterior al escalón (%)	5
BODE	
Frecuencia de cruce (Hz)	5000
Margen de Fase, M.F. (°)	50
Margen Ganancia, M.G. (dB)	14

Forward	MCD
MODO CORRIENTE - Tipo III	Escalón de carga
Mp (%)	18,15
tp (μs)	0,16
ts (μs)	0,64
Rizado previo al escalón (%)	3,09
Rizado posterior al escalón (%)	5,08
BODE	
Frecuencia de cruce (Hz)	5860
Margen de Fase, M.F. (°)	45
Margen Ganancia, M.G. (dB)	13

En el caso de modo de conducción discontinua del convertidor Forward, los resultados obtenidos son muy similares para ambos modos de control. Con la única diferencia, que en el control en modo corriente el tiempo de establecimiento en el estacionario es un poco menor, y que la frecuencia de cruce corta 0 dB un poco más a la derecha que en el modo tensión, logrando una mayor rapidez.

Cualquiera de los cuatro casos sería correcto, ya que en todos, el sistema es estable. La ventaja de usar el compensador de tipo II es que tiene menos componentes y, dependiendo la rapidez que busque el usuario, un modo de control u otro.

6. Conclusiones

La realización del presente trabajo ha logrado que comprenda los problemas que pueden llegar a tener el control de los convertidores continua - continua con aislamiento galvánico, conociendo las ventajas e inconvenientes tanto del control en modo tensión como el del modo corriente.

También, ha conseguido que mejorase en el diseño de componentes de dos convertidores con aislamiento particulares (Flyback y Forward), es decir, en su dimensionado para lograr que trabajen en el modo de conducción que deseo.

Además, me he familiarizado con el programa PSIM para las simulaciones y su herramienta SmartCtrl para el diseño del control, ayudándome de las facilidades que ofrecen.

Por último, en cuanto a las líneas de futuro, debido a la demanda del mercado, se está trabajando en reducir el tamaño y peso de los convertidores, en mayor medida en las bobinas y condensadores, utilizando mejores materiales que proporcionen rendimientos más eficientes.

7. Bibliografía

En este apartado, se muestra la bibliografía consultada. Se ordena por orden alfabético dentro de cada uno de los campos (libros, artículos, manuales de programas o páginas web):

- Libros:

[1] Hart, Daniel W. *Electrónica de Potencia*. Capítulos 6 y 7. Pearson Educación S.A. Madrid, 2001.

[2] Rashid, Muhammad H. *Electrónica de Potencia: Circuitos, dispositivos y aplicaciones*. Capítulo 14. Tercera edición. Pearson Educación. Electrical and Computer Engineering University of West Florida, 1988.

- Artículos:

[3] Dixon, Lloyd H. *Control Loop Cookbook*. Texas Instruments. Dallas, 2001.

[4] Hangseok Choi, Ph. D. *Practical Feedback Loop Design Considerations for Switched Mode Power Supplies*. Fairchild Semiconductor Power Seminar 2011-2011.

[5] Mattingly, Doug. *Designing Stable Compensation Networks for Single Phase Voltage Mode Buck Regulators*. Intersil Americas, 2003.

[6] Microsemi. *Technical Note TN-203*. Sanjaya Maniktala, 2012.

[7] Rahimi, Amir M., Parto, Parviz, and Asadi, Peyman. *Application Note AN-1162: Compensator Design Procedure for Buck Converter with Voltage-Mode Error-Amplifier*.

[8] Texas Instruments. *Demystifying Type II and Type III Compensators Using Op-Amp and OTA for DC/DC Converters*. Dallas, 2014.

[9] Zhang, Henry J. *Application Note 149: Modeling and Loop Compensation Design of Switching Mode Power Supplies*. Linear Technology, 2015.

- Manuales de programas:

[10] *PSIM User's Guide*. Powersim Inc. Versión 9.0. 2010.

[11] *SmartCtrl User's Guide*. Powersim Inc. Versión 1.0. 2010.

- Páginas web: Comprobadas a 16/09/2018

[12] García, Vicente. *Aislamiento Galvánico*.

Disponible en: <https://www.diarioelectronico hoy.com/blog/aislamiento-galvanico>

[13] García González, Gerardo David. *Electrónica de potencia. Variadores de velocidad*.
Capítulo 2: Electrónica de potencia. Antecedentes.

Disponible en: <http://www.mailxmail.com/curso-electronica-potencia/electronica-potencia-antecedentes>

[14] Hernández Pérez, Joel Elías. *Aplicaciones de La Electrónica de Potencia*.

Disponible en: <https://es.scribd.com/document/314382227/Aplicaciones-de-La-Electronica-de-Potencia-3.1>

[15] La Cueva, Antonio. *Convertidores CC/CC directos*. Capítulo 4.

Disponible en: <https://antoniolacueva.files.wordpress.com/2011/01/tema-4-ep-v1.pdf>

[16] Reyes Lila, Isaac. *Evolución Histórica de la Electrónica de Potencia*.

Disponible en: <https://prezi.com/2sxi5oc08-vj/evolucion-historica-de-la-electronica-de-potencia/>

[17] Suarez, Luciano. *Electrónica de Potencia Concepto*.

Disponible en: <https://es.scribd.com/document/3354434/Electronica-de-Potencia-Concepto>

[18] Valencia, Universitat de. *Tema 1: Introducción a los sistemas de potencia*.

Disponible en: <https://www.uv.es/emaset/descargas/IEP1-0506>

8. Anejos

8.1. Anejo 1: Tipos de condensadores para convertidores continua - continua

Podemos encontrarnos cuatro grupos bien diferenciados de condensadores para los convertidores CC/CC, los electrolíticos de aluminio, cerámicos, tantalios o polímeros. Las características más importantes de cada uno de ellos son las siguientes:

- Electrolítico de aluminio.

- ESR (Resistencia Serie Equivalente) elevada.
- Precio reducido.
- ESL (Inductancia Serie Equivalente) alta.
- Elevados valores de capacidad y de tensión.
- Sólo valen para fuentes de alimentación conmutadas en las que se trabajen tensiones elevadas y condensadores con valores grandes.

- Cerámicos.

- ESR reducido (pocos $m\Omega$).
- ESL pequeño ($< 2 \text{ nH}$).
- Precio reducido.
- Valores de capacidad limitados a $150 \mu\text{F}/6,3 \text{ V}$.
- Los coeficientes, tanto de tensión como de temperatura, reducen la capacidad.

- Tantalios.

- Son mejores que los electrolíticos.
- Su ESR es mayor que los de los polímeros (entre 10 y $500 \text{ m}\Omega$).
- Tienen ESL pequeño ($< 3 \text{ nH}$).
- Capacidad entre 1 y $1000 \mu\text{F}$.
- Su rango de tensión es hasta los 50 V .

- Polímeros.

- Tienen un ESR reducido, pero no tanto como los cerámicos.
- Su ESL es pequeño.
- Precio elevado.
- Están pensados específicamente para fuentes de alimentación conmutadas.

Luego mi elección en el tipo de condensador, y su consecuente ESR, sería el condensador de polímero, ya que, además de tener un ESR reducido (en el trabajo utilizo un ESR de $0,023 \Omega$ al dimensionar ambos convertidores, Flyback y Forward), es el tipo de

condensador que se utiliza en más casos y es específico para las fuentes de alimentación conmutadas, es decir, el caso que aborda este proyecto.

8.2. Anejo 2: Características del programa PSIM y su herramienta SmartCtrl [10] y [11]

PSIM (Physical Security Information Systems) es un programa que se utiliza para la implementación de plataformas de integración de alto nivel, cuyo objetivo principal es automatizar la gestión y manejo de situaciones en los centros de operaciones.

PSIM se emplea para simulaciones de circuitos tanto eléctricos como electrónicos mediante el ordenador. Su programación es sencilla e intuitiva, ya que la interfaz gráfica permite dibujar los esquemas de los circuitos deseados para su posterior simulación, para ello, dispone de un gran amplio número de elementos como generadores, cargas, elementos de control, medida, etc.

La empresa que comercializa este programa es Powersim, y en ella, he podido descargar una versión gratuita, la cual he utilizado en este trabajo para realizar los circuitos y simulaciones. Powersim es una empresa dedicada al desarrollo de herramientas para la simulación y diseño de productos, tales como fuentes de alimentación, sistemas de control, conversión de potencia y controladores de motores. Su objetivo es la eficiencia del cliente y su productividad para la reducción de coste y tiempo de salida al mercado de un nuevo producto.

Dentro de PSIM, hay una herramienta que he utilizado en numerosas ocasiones en este trabajo. Se trata de SmartCtrl.

SmartCtrl se considera un software para el diseño de controladores en las aplicaciones de electrónica de potencia. Simplemente tenemos que introducir los valores del convertidor que queremos utilizar y el programa calcula los valores de todos los componentes de la etapa de control. Al estar integrado en PSIM, podemos exportarlo a este y crear nuestro circuito total para realizar las simulaciones que deseemos.

En el trabajo, SmartCtrl ha sido utilizado para el control en modo tensión. A continuación, indicaré detalladamente los pasos a seguir para lograr el objetivo final.

En primer lugar, se elige el diseño, es decir, esta herramienta te da diferentes opciones sobre el convertidor que vas a utilizar y simplemente hay que seleccionarlo, por último, en este apartado de diseño, eliges el modo de control. En la siguiente ilustración se puede ver que he elegido un convertidor continua-continua Flyback con control en modo tensión.

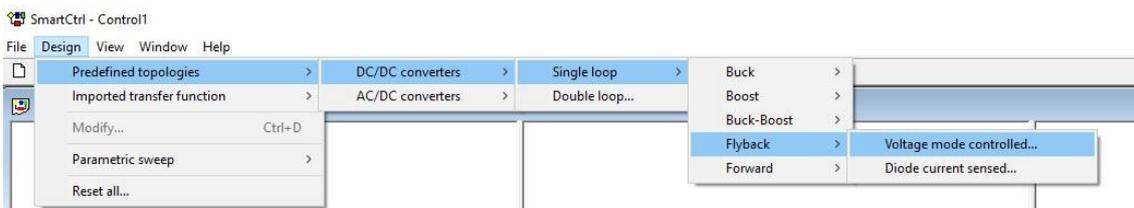


Ilustración 79: Diseño en SmartCtrl de un convertidor y su modo de control.

Una vez seleccionado el convertidor y el modo de control en el que trabajaremos, debemos incluir los valores de los componentes del convertidor que hemos dimensionado, el propio programa nos determinará si nuestros cálculos son correctos ya que automáticamente nos proporcionará datos como el modo de conducción en que trabajaremos, la corriente media por la inductancia, el valor máximo de ésta, etc. Como podemos ver en la siguiente ilustración.

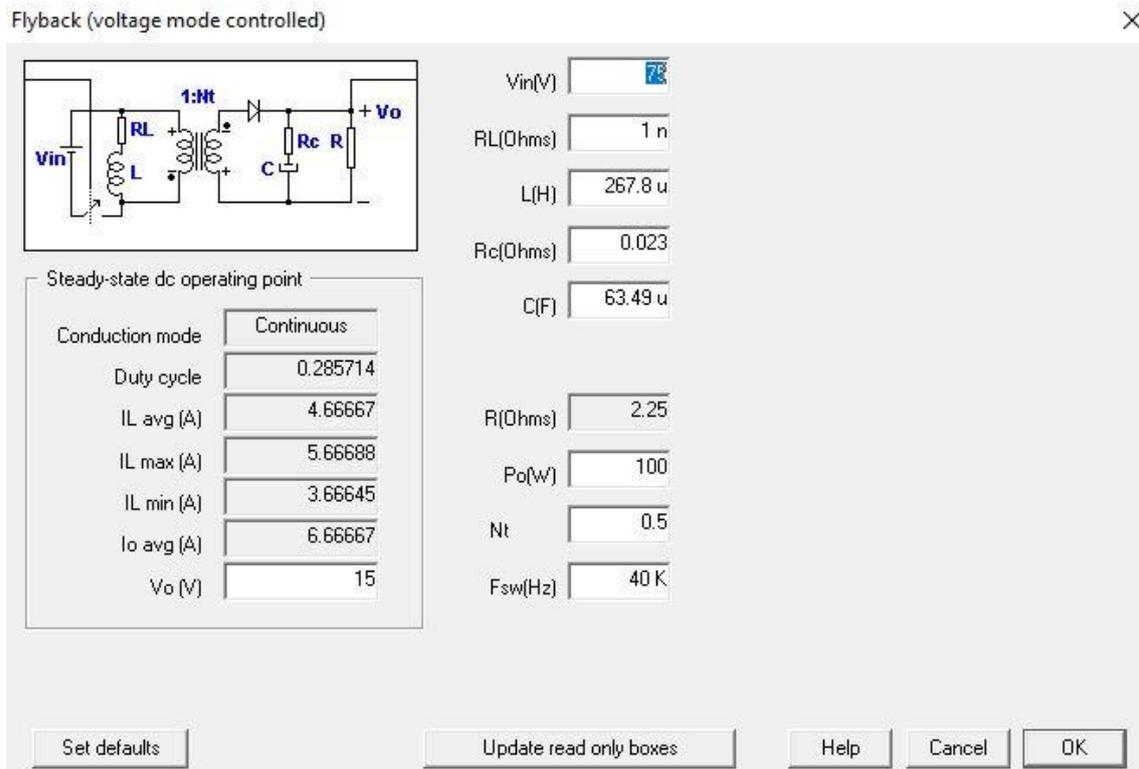


Ilustración 80: Cuadro de valores en SmartCtrl del convertidor que hemos dimensionado.

Una vez tenemos dimensionado el convertidor, SmartCtrl nos permite elegir el sensor a utilizar y el compensador (regulador), en el caso de la imagen nos hemos decantado por uno de tipo II. El propio programa nos calculará automáticamente los valores correctos de las resistencias y condensadores del regulador, dependiendo la frecuencia de cruce y margen de fase que elijamos.

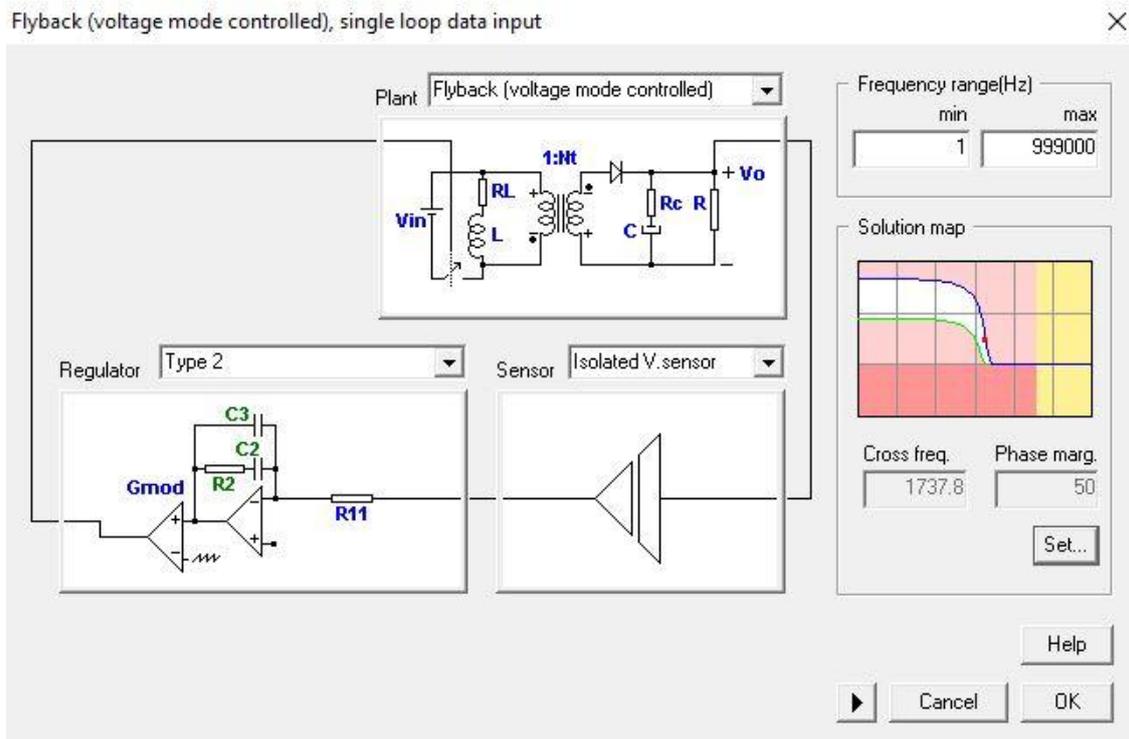


Ilustración 81: Elección del sensor y regulador en SmartCtrl para el control del convertidor.

Una vez elegido regulador y sensor, pinchamos en Solution map y elegimos la frecuencia de cruce a la que queremos trabajar y margen de fase que queremos tener, siempre dentro de la porción de mapa que está en color blanco.

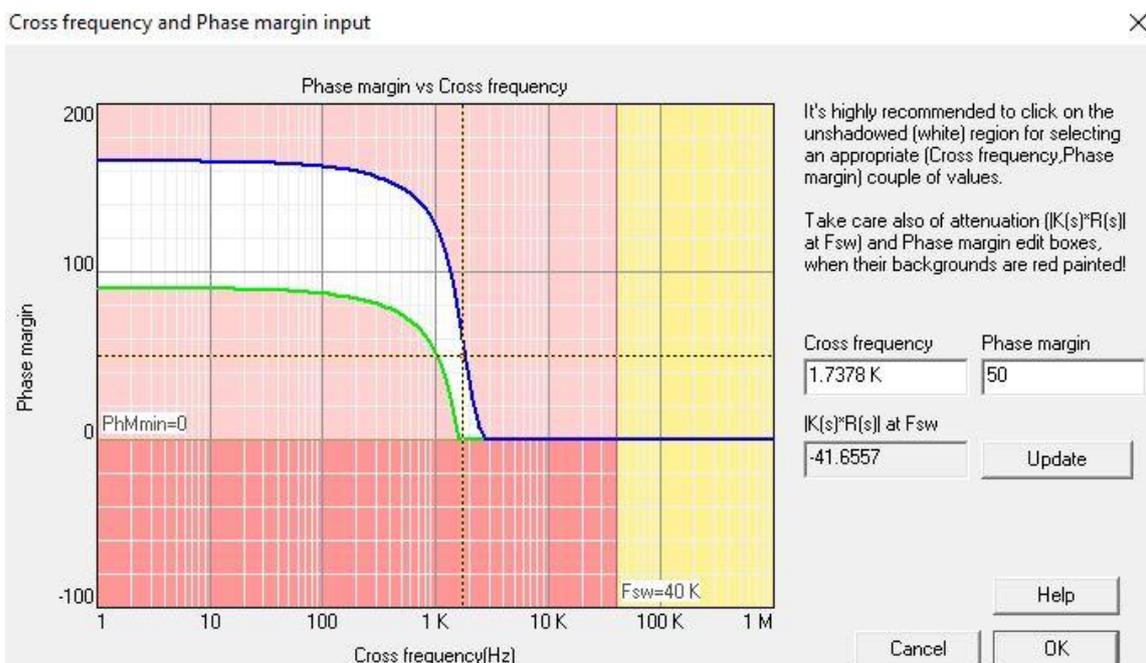


Ilustración 82: Elección de la frecuencia de cruce y del margen de fase con el que queremos trabajar.

Como vemos, nos proporciona automáticamente también la atenuación que tiene el circuito a la frecuencia de conmutación seleccionada.

Por último, una vez tengamos todo lo anterior completado, nos saldrá por pantalla el diagrama de bode (tanto del convertidor en color verde, como de regulador en color azul, como total del circuito en color morado) y el diagrama de Nyquist. Con ello podemos estudiar la estabilidad del sistema.

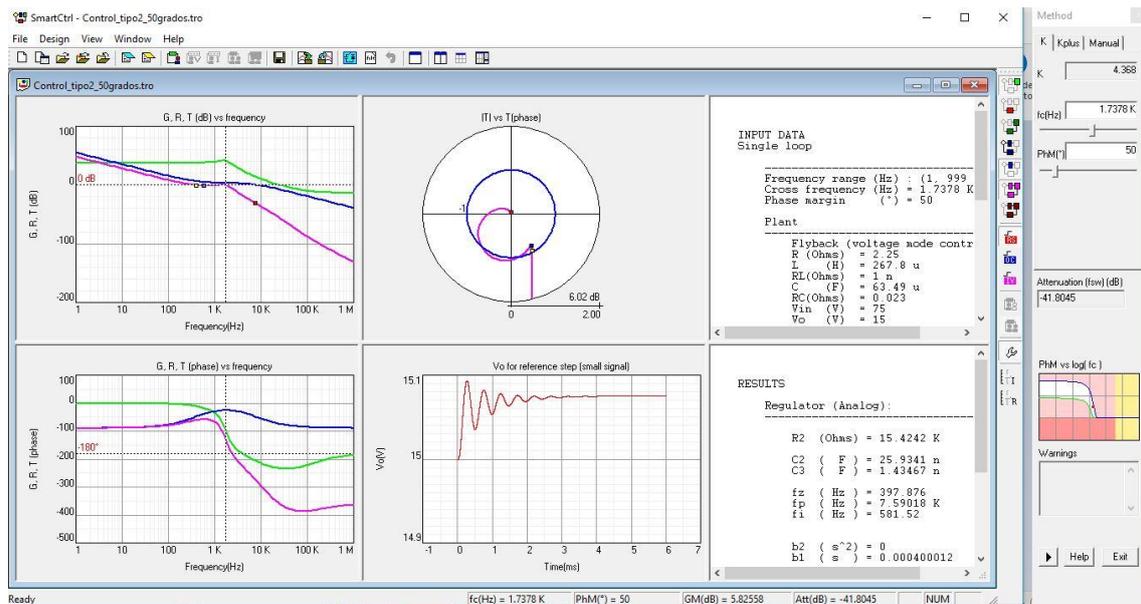


Ilustración 83: Diagrama de bode y de Nyquist que obtenemos tanto del convertidor como del regulador como del circuito general.

Por último, el regulador y el sensor que hemos seleccionado en SmartCtrl, los podemos exportar a PSIM e incorporarlos a nuestra planta y completar el circuito, obteniendo lo que refleja la siguiente ilustración.

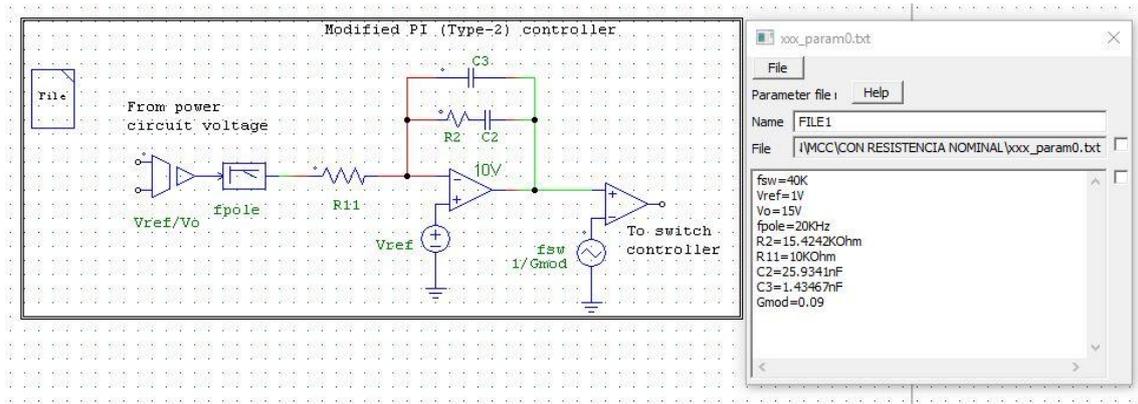


Ilustración 84: Circuito del controlador que obtenemos al exportarlo a PSIM.

Una vez hayamos exportado el controlador, podemos incorporarlo al circuito original y realizar las simulaciones oportunas.