



UNIVERSIDAD DE JAÉN  
*Nombre del Centro*

## Trabajo Fin de Grado

# **CONVERTIDORES BÁSICOS DE POTENCIA DC-DC EN MODO CONTROL DE VOLTAJE EN LAZO CERRADO**

**Alumno: Jose Pedro Checa Gutiérrez**

Tutor: Prof. D. Juan Domingo Aguilar Peña  
Dpto: Ingeniería Electrónica y Automática

**Junio, 2016**



Universidad de Jaén

Escuela Politécnica Superior de Jaén  
Departamento de Electrónica

Don Juan Domingo Aguilar Peña , tutor del Proyecto Fin de Carrera titulado:  
Convertidores básicos de potencia DC-DC en modo control de voltaje en lazo  
cerrado, que presenta Jose Pedro Checa Gutiérrez, autoriza su presentación para  
defensa y evaluación en la Escuela Politécnica Superior de Jaén.

Jaén, Junio de 2016

El alumno:

Jose Pedro Checa Gutiérrez

El tutor:

Juan Domingo Aguilar Peña

## DOCUMENTO 1: ÍNDICE GENERAL

## DOCUMENTO 1: ÍNDICE GENERAL

### 1.1 Índice general

|                                   |   |
|-----------------------------------|---|
| DOCUMENTO Nº1 -> “ÍNDICE GENERAL” | 4 |
|-----------------------------------|---|

|                    |   |
|--------------------|---|
| 1.1 Índice general | 4 |
|--------------------|---|

|                       |   |
|-----------------------|---|
| 1.2 Índice de figuras | 7 |
|-----------------------|---|

|                                        |    |
|----------------------------------------|----|
| DOCUMENTO Nº2 -> “MEMORIA DESCRIPTIVA” | 15 |
|----------------------------------------|----|

|                  |    |
|------------------|----|
| 2.1 Introducción | 16 |
|------------------|----|

|                  |    |
|------------------|----|
| 2.2 Antecedentes | 17 |
|------------------|----|

|               |    |
|---------------|----|
| 2.3 Objetivos | 18 |
|---------------|----|

|                                         |    |
|-----------------------------------------|----|
| 2.4 Adaptación a los planes de estudios | 19 |
|-----------------------------------------|----|

|                       |    |
|-----------------------|----|
| 2.5 Aspectos teóricos | 20 |
|-----------------------|----|

|                         |    |
|-------------------------|----|
| 2.5.1 Etapa de potencia | 21 |
|-------------------------|----|

|                                                 |    |
|-------------------------------------------------|----|
| 2.5.1.1 Introducción a convertidores conmutados | 21 |
|-------------------------------------------------|----|

|                                                 |    |
|-------------------------------------------------|----|
| 2.5.1.2 Análisis de convertidor reductor (Buck) | 22 |
|-------------------------------------------------|----|

|                                          |    |
|------------------------------------------|----|
| 2.5.1.3 Análisis de convertidor práctico | 29 |
|------------------------------------------|----|

|                                                                            |    |
|----------------------------------------------------------------------------|----|
| 2.5.1.4 Análisis de convertidor en funcionamiento de corriente discontinua | 33 |
|----------------------------------------------------------------------------|----|

|                                    |    |
|------------------------------------|----|
| 2.5.2 Caracterización de la planta | 37 |
|------------------------------------|----|

|                                            |    |
|--------------------------------------------|----|
| 2.5.2.1 Caracterización de la planta ideal | 37 |
|--------------------------------------------|----|

|                                               |    |
|-----------------------------------------------|----|
| 2.5.2.2 Caracterización de la planta práctica | 39 |
|-----------------------------------------------|----|

|                                   |    |
|-----------------------------------|----|
| 2.5.3 Etapa de divisor de tensión | 51 |
|-----------------------------------|----|

|                    |    |
|--------------------|----|
| 2.5.4 Etapa de PWM | 52 |
|--------------------|----|

|                                      |    |
|--------------------------------------|----|
| 2.5.5 Etapa de Amplificador de error | 53 |
|--------------------------------------|----|

|                                      |    |
|--------------------------------------|----|
| 2.5.5.1 Amplificador de error tipo 1 | 53 |
|--------------------------------------|----|

|                                      |    |
|--------------------------------------|----|
| 2.5.5.2 Amplificador de error tipo 2 | 55 |
|--------------------------------------|----|

|                                      |    |
|--------------------------------------|----|
| 2.5.5.3 Amplificador de error tipo 3 | 58 |
|--------------------------------------|----|

|                   |    |
|-------------------|----|
| 2.5.6 Estabilidad | 63 |
|-------------------|----|

|                                   |    |
|-----------------------------------|----|
| 2.6 Discusión del CI seleccionado | 64 |
|-----------------------------------|----|

|                                                           |    |
|-----------------------------------------------------------|----|
| 2.7 Ensayos realizados durante el desarrollo del proyecto | 68 |
|-----------------------------------------------------------|----|

|                                         |    |
|-----------------------------------------|----|
| 2.8 Utilización de aplicación didáctica | 74 |
|-----------------------------------------|----|

|                   |    |
|-------------------|----|
| 2.9 Diseño de PCB | 75 |
|-------------------|----|

|                                                                                        |           |
|----------------------------------------------------------------------------------------|-----------|
| <b>DOCUMENTO Nº3 -&gt; “ANEXOS”</b>                                                    | <b>78</b> |
| 3.1 ANEXO 1: Memoria de cálculos                                                       | 79        |
| 3.1.1 Cálculo de etapa de Potencia con utilización del CI                              | 80        |
| 3.1.2 Diseño del divisor de tensión                                                    | 90        |
| 3.1.3 Diseño de etapa PWM                                                              | 92        |
| 3.1.4 Diseño del amplificador de error                                                 | 92        |
| 3.1.5 Conclusión de memoria de cálculo                                                 | 109       |
| 3.2 ANEXO 2: Simulaciones                                                              | 110       |
| 3.2.1 Planta sin lazo de control                                                       | 111       |
| 3.2.2 Simulación convertidor tipo 1                                                    | 117       |
| 3.2.3 Simulación convertidor tipo 2                                                    | 125       |
| 3.2.4 Simulación convertidor tipo 3 método 1                                           | 134       |
| 3.2.5 Simulación convertidor tipo 3 método 2                                           | 143       |
| 3.2.6 Lazo de control tipo 3 con método 2 en funcionamiento de corriente no permanente | 152       |
| 3.2.7 Conclusión de las simulaciones                                                   | 156       |
| 3.3 ANEXO 3: Selección de materiales para práctica                                     | 159       |
| 3.3.1 Etapa de potencia                                                                | 160       |
| 3.3.2 Funcionamiento del CI                                                            | 167       |
| 3.3.3 Etapa de divisor de tensión                                                      | 168       |
| 3.3.4 Etapa de amplificador de error                                                   | 168       |
| 3.3.5 Resumen de componentes                                                           | 169       |
| 3.4 ANEXO 4: Análisis práctico del diseño                                              | 170       |
| 3.4.1 Análisis práctico en continuidad de corriente                                    | 171       |
| 3.4.2 Análisis práctico en modo corriente discontinua                                  | 181       |
| 3.4.3 Conclusión del montaje práctico                                                  | 188       |
| 3.5 ANEXO 5: Utilización de aplicación didáctica                                       | 190       |
| 3.5.1 Instalación del compilador de Matlab                                             | 191       |
| 3.5.2 Utilización de la aplicación                                                     | 194       |

|                                                                    |                                               |            |
|--------------------------------------------------------------------|-----------------------------------------------|------------|
| 3.5.3                                                              | Ejemplo práctico                              | 198        |
| 3.5.4                                                              | Programa utilizado                            | 202        |
| <b>DOCUMENTO N°4 -&gt; “Práctica para docencia”</b>                |                                               | <b>219</b> |
| 4                                                                  | Práctica                                      | 220        |
| <b>DOCUMENTO N°5 -&gt;”PLANOS”</b>                                 |                                               | <b>229</b> |
| 5.1                                                                | Buck con realimentación tipo 3                | 230        |
| 5.2                                                                | Buck con realimentación tipo 3. Intensidades  | 231        |
| 5.3                                                                | Plano de componentes en PCB                   | 232        |
| 5.4                                                                | Plano de pistas en PCB                        | 233        |
| 5.5                                                                | Circuito de simulación Lazo tipo 3 y método 2 | 234        |
| 5.6                                                                | Arquitectura interna de LM78S40               | 235        |
| <b>DOCUMENTO N°6 -&gt;”JUSTIFICACIÓN DE PRECIOS Y PRESUPUESTO”</b> |                                               | <b>236</b> |
| 6.1                                                                | Precios simples                               | 237        |
| 6.2                                                                | Mano de obra y maquinaria                     | 238        |
| 6.3                                                                | Justificación de precios                      | 238        |
| 6.4                                                                | Presupuesto de ejecución material             | 239        |
| 6.5                                                                | Presupuesto                                   | 241        |
| <b>DOCUMENTO N°7-&gt;”BIBLIOGRAFÍA”</b>                            |                                               | <b>243</b> |
| 5                                                                  | Bibliografía                                  | 244        |

## 1.2 Índice de figuras

Figura 2.0 Diagrama general de sistema con convertidor DC-DC.

Figura 2.1 Tabla de Grado en Ingeniería electrónica industrial

Figura 2.2 Tabla de Máster en Ingeniería industrial

Figura 2.3 Convertidor lineal

Figura 2.4 Convertidor reductor.

Figura 2.5 Convertidor reductor con interruptor en distintas posiciones.

Figura 2.6 Forma de onda de tensión e intensidad en la bobina.

Figura 2.7 Señal con rizado en convertidor reductor.

Figura 2.8 Imágenes explicativas de pérdidas de potencia en el momento de conmutación.

Figura 2.9 Corriente discontinua.

Figura 2.10 Circuito Buck

Figura 2.11 Etapa de divisor de tensión.

Figura 2.12 Etapa PWM.

Figura 2.13 Amplificador de error tipo 1.

Figura 2.14 Amplificador de error tipo 2.

Figura 2.15 Amplificador de error tipo 3.

Figura 2.16 Diagrama de LMZ14203

Figura 2.17 Diagrama de TPS5420-Q1

Figura 2.18 Diagrama de LM78S40

Figura 2.19 Circuito de simulación de circuito buck con realimentación tipo 3

Figura 2.20 Circuito de montaje de circuito buck con realimentación tipo 3

Figura 2.21 Simulación: Tensión de salida para Buck en realimentación utilizado

Figura 2.22 Tensión de salida y entrada en montaje práctico

Figura 2.23 Simulación: Corriente en la bobina para Buck realimentado utilizado

Figura 2.24 Simulación: Corriente media en la bobina para Buck realimentado utilizado

Figura 2.25 Corriente máxima y mínima en la bobina para montaje práctico

Figura 2.26 Interfaz de aplicación realizada

Figura 2.27 Interfaz de aplicación con ejemplo

Figura 2.28 Ancho del conductor frente a corriente

Figura 2.29 PCB de circuito reductor controlado

Figura 3.0 Circuito Buck

Figura 3.1 Diagrama de bloques del sistema de convertidor.

Figura 3.2 Contenido del LM78S40.

Figura 3.3 Características de Condensadores.

Figura 3.4 Lugar de las raíces de planta.

Figura 3.5 Respuesta en frecuencia de la planta.

Figura 3.6 Divisor de tensión.

Figura 3.7 Amplificador de error tipo 1.

Figura 3.8 Respuesta en frecuencia de lazo completo con realimentación tipo 1.

Figura 3.9 Amplificador de error tipo 2.

Figura 3.10 Respuesta de Planta, PWM y divisor de tensión.

Figura 3.11 Respuesta en frecuencia de lazo completo con realimentación tipo 2.

Figura 3.12 Respuesta en frecuencia de amplificador de error tipo 3, método 1.

Figura 3.13 Lugar de las raíces de amplificador de error tipo 3, método 1.

Figura 3.14 Respuesta en frecuencia de lazo de realimentación tipo 4, método 1.

Figura 3.15 Amplificador de error tipo 3.

Figura 3.16 Respuesta de Planta, PWM y divisor de tensión.

Figura 3.17 Respuesta de lazo completo con realimentación tipo 3, método 2.

Figura 3.18 Circuito de simulación de Planta sin realimentar.

Figura 3.19 Simulación de tensión de salida en planta sin realimentación, golpe de conexión.

Figura 3.20 Simulación de tensión de salida en planta sin realimentación, golpe de conexión.

Figura 3.21 Simulación de tensión de salida en planta sin realimentación en corriente discontinua.

Figura 3.22 Corriente discontinua en diodo de planta sin realimentación.

Figura 3.23 Corriente discontinua en la bobina de planta sin realimentación.

Figura 3.25 Corriente continuada en la bobina de planta sin realimentación.

Figura 3.26 Circuito de simulación de planta con realimentación tipo 1.

Figura 3.27 Simulación de tensión de salida de Buck en realimentación tipo 1.

Figura 3.28 Simulación de corriente en la bobina de Buck con realimentación tipo 1.

Figura 3.29 Simulación de tensión en la bobina de Buck con realimentación tipo 1.

Figura 3.30 Simulación de corriente en el diodo para Buck con realimentación tipo 1.

Figura 3.31 Simulación de tensión en el diodo para Buck con realimentación tipo 1.

Figura 3.32 Simulación de tensión y corriente en el conmutador con realimentación tipo 1.

Figura 3.33 Simulación de corriente en el condensador con realimentación tipo 1

Figura 3.34 Simulación de etapa PWM con realimentación tipo 1.

Figura 3.35 Circuito Buck con realimentación tipo 2.

Figura 3.36 Simulación de tensión de salida de circuito Buck con realimentación tipo 2.

Figura 3.37 Simulación de tensión de salida de buck realimentado tipo 2, golpe de conexión.

Figura 3.38 Simulación de corriente en la bobina de Buck realimentado tipo 2.

Figura 3.39 Simulación de tensión en la bobina para realimentación tipo 2.

Figura 3.40 Simulación de tensión en el diodo para Buck realimentado tipo 2.

Figura 3.41 Simulación de corriente en el diodo para realimentación tipo 2.

Figura 3.42 Simulación de tensión y corriente en el conmutador para realimentación tipo 2.

Figura 3.43 Simulación de corriente en el condensador para realimentación tipo 2

Figura 3.44 Simulación de etapa PWM en realimentación tipo 2.

Figura 3.45 Circuito de simulación Buck con realimentación tipo 3, método 1.

Figura 3.46 Simulación de tensión de salida de circuito Buck con realimentación tipo 3, método 1.

Figura 3.47 Simulación de tensión de salida de circuito Buck con realimentación tipo 3, método 1. Golpe de conexión.

Figura 3.48 Simulación de corriente en la bobina de Buck realimentado tipo 3, método 1.

Figura 3.49 Simulación de tensión en la bobina para Circuito Buck con realimentación tipo 3 en método 1.

Figura 3.50 Simulación de tensión en el diodo para Circuito Buck con realimentación tipo 3 en método 1.

Figura 3.51 Simulación de corriente en el diodo para circuito Buck en realimentación tipo 3 con método 1.

Figura 3.52 Simulación de tensión y corriente en el conmutador para buck realimentado tipo 3 en método 1.

Figura 3.53 Simulación de corriente en el condensador para buck realimentado tipo 3 en método 1

Figura 3.54 Simulación de etapa PWM de buck con realimentación tipo 3 en método 1.

Figura 3.55 Circuito para simulación Buck con realimentación tipo 3 en método 2.

Figura 3.56 Simulación de tensión de salida para Buck en realimentación tipo 3 con método 2

Figura 3.57 Simulación de tensión de salida para Buck en realimentación tipo 3 con método 2, golpe de conexión.

Figura 3.58 Simulación de corriente en la bobina para realimentación tipo 3 en método 2.

Figura 3.59 Simulación de tensión en la bobina para realimentación de tipo 3 en método 2.

Figura 3.60 Simulación de tensión en el diodo para realimentación tipo 3, método 2.

Figura 3.61 Simulación de corriente en el diodo para realimentación tipo 3 en método 2.

Figura 3.62 Simulación de corriente en el condensador para realimentación tipo 3 en método 2.

Figura 3.63 Simulación de tensión y corriente en el conmutador para realimentación tipo 3 en método 2

Figura 3.64 Simulación de etapa PWM para realimentación tipo 3 en método 2

Figura 3.65 Simulación de tensión de salida para realimentación 3 en método 2 y corriente discontinua

Figura 3.66 Simulación de corriente en la bobina para realimentación 3 en método 2 y corriente discontinua

Figura 3.67 Simulación de tensión en la bobina para realimentación tipo 3 en método 2 y corriente discontinua

Figura 3.68 Simulación de tensión en el diodo para realimentación tipo 3 en método 2 y corriente discontinuada.

Figura 3.69 Simulación de corriente en el diodo para realimentación 3 en método 2 en corriente discontinua

Figura 3.70 Simulación de corriente en el condensador para realimentación 3 en método 2 en corriente discontinua

Figura 3.71 Patillaje de LM78S40

Figura 3.72 Interior de LM78S40

Figura 3.73 Capacidad del condensador frente a tiempo de respuesta a nivel bajo en LM78S40

Figura 3.74 Tensión del limitador de corriente frente a tensión de entrada LM78S40

Figura 3.75 Tensión de referencia frente a temperatura de la unión en LM78S40

Figura 3.76 Diodo 80SQ045N

Figura 3.77 Inductancia ELC-18E-L

Figura 3.78 Condensador electrolítico EEU-FC1A471

Figura 3.79 Condensador electrolítico de entrada.

Figura 3.80 Resistencia cerámica

Figura 3.81 Resistencia de montaje en panel con carcasa de aluminio

Figura 3.82 Resistencia para limitar corriente

Figura 3.83. Tensión de entrada y de salida sin utilización de condensador a la entrada

Figura 3.84. Tensión de entrada y de salida con utilización de condensador a la entrada

Figura 3.85. Tensión de señal rampa

Figura 3.86. Tensión de salida al bajar a 10 voltios la entrada

Figura 3.87. Tensión en el diodo

Figura 3.88. Corriente en el diodo

Figura 3.89. Tensión en la bobina

Figura 3.90. Corriente media en la bobina

Figura 3.91 Rizado de corriente en la bobina

Figura 3.92 Tensión de salida de amplificador de error

Figura 3.93 Tensión de salida y entrada en funcionamiento de corriente no permanente

Figura 3.94 Tensión de salida con cursores en funcionamiento de corriente no permanente

Figura 3.95 Tensión en el diodo en funcionamiento de corriente no permanente

Figura 3.96 Corriente en el diodo en funcionamiento de corriente no permanente

Figura 3.97 Tensión en la bobina para funcionamiento de corriente no permanente

Figura 3.98 Rizado de corriente en la bobina para funcionamiento de corriente no permanente

Figura 3.99 Tensión a la salida de amplificador de error en corriente no permanente

Figura 3.100 Montaje sobre placa Board

Figura 3.101 Ventana 1 de instalación de compilador

Figura 3.102 Ventana 2 de instalación de compilador

Figura 3.103 Ventana 3 de instalación de compilador

Figura 3.104 Ventana 4 de instalación de compilador

Figura 3.105 Ventana 5 de instalación de compilador

Figura 3.106 Ventana 6 de instalación de compilador

Figura 3.107 Interfaz de aplicación didáctica

Figura 3.108 Parámetros de etapa de potencia en aplicación didáctica

Figura 3.109 Parámetros de control en aplicación didáctica

Figura 3.110 componentes dimensionados en aplicación didáctica

Figura 3.111 Factor 'K' de aplicación didáctica

Figura 3.112 Valores de ejemplo para etapa de potencia

Figura 3.113 Valores de ejemplo para control

Figura 3.114 Muestra de respuesta en frecuencia en aplicación didáctica

## DOCUMENTO 2: MEMORIA DESCRIPTIVA

## DOCUMENTO 2: MEMORIA DESCRIPTIVA

### 2.1 Introducción

Los circuitos electrónicos convertidores de tensión DC-DC tienen como finalidad la conversión de una tensión continua proporcionada por una fuente de energía en otro nivel de tensión continua a las especificaciones necesarias. También se les conoce como pulsadores de DC, como indica en [7].

Los convertidores DC-DC son ampliamente utilizados en diversas aplicaciones industriales; se suelen utilizar en el control de los motores de tracción de vehículos eléctricos, tranvías eléctricos y montacargas, entre otros. Los pulsadores DC se pueden utilizar también en el freno regenerativo de motores de corriente continua para devolver la energía a la alimentación para ahorrar energía.

El funcionamiento de los convertidores conmutados consiste en el almacenamiento temporal de energía y la cesión de ésta durante una parte de tiempo. Esta división de tiempos en la que se cede y almacena energía viene definida por el Duty Cycle, también conocido como modulación por ancho de pulsos. En la práctica se puede ajustar la modulación de pulsos conmutando correctamente un BJT, un MOSFET, un GTO o un tiristor de conmutación forzada. La modulación de los pulsos junto a la topología del circuito son los factores que determinarán el nivel de energía que se tendrá a la salida del convertidor.

Un diagrama general de un sistema de conversión DC-DC en lazo cerrado es el siguiente:

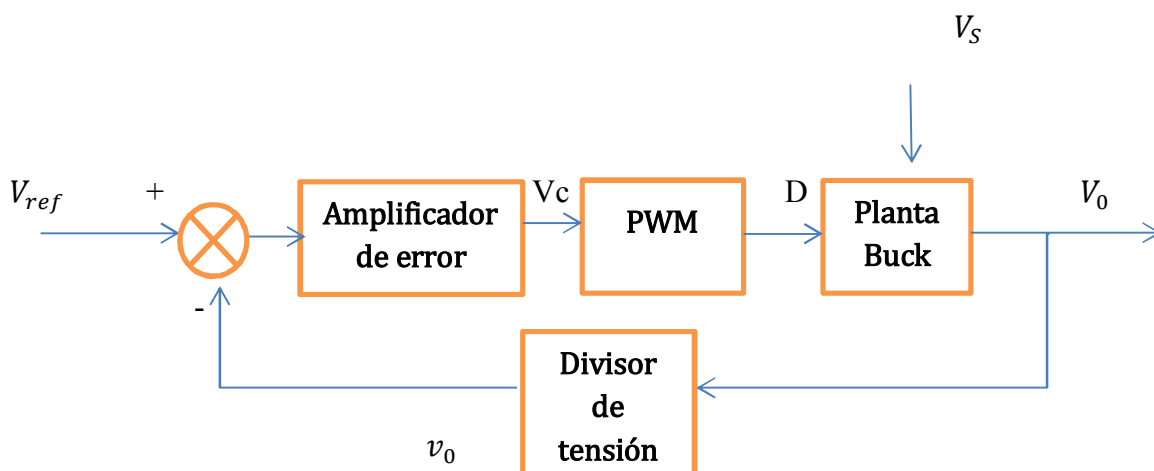


Figura 2.0 Diagrama general de sistema con convertidor DC-DC

Para evitar fluctuaciones de la tensión de salida se añade un lazo de control que mandará señales moduladas al convertidor y así conseguir una salida estable. Existen tres acciones básicas de control:

- Acción proporcional (P): Modifica la señal de error multiplicándola por una constante.
- Acción integral (I): Esta acción integra el error; mientras avanza el tiempo, va adquiriendo la suma del error. Proporciona una disminución de los efectos del error pero introduce retado.
- Acción derivativa (D): La acción derivativa procesa la velocidad de cambio del error. Esta acción ayuda a que el sistema se anticipe adelantando la acción de control, al contrario que (I).

No es frecuente que estas acciones se empleen solas, sino que se utilizarán combinaciones de ellas para obtener una mejor respuesta. La forma de utilizar las acciones anteriormente explicadas en un circuito práctico como el Buck que en este trabajo se estudia se reduce a la adición de componentes como resistencias, condensadores y amplificadores operacionales de forma adecuada.

## 2.2 Antecedentes

Como se puede leer en [4], en 1927 Harold S. Black inventó el amplificador realimentado y demostró que la utilización de la realimentación negativa es capaz de mejorar ciertos comportamientos en los sistemas. Dicha realimentación es utilizada para obtener en un sistema la respuesta deseada y, en nuestro caso, un nivel de tensión de salida constante. En la actualidad, este tipo de circuito es ampliamente utilizado en diferentes campos como por ejemplo informática o automovilística y ha visto incrementada, con el tiempo, su eficiencia y la capacidad de trabajar a frecuencias mayores, hasta llegar a eficiencias superiores al 90% y ser capaces de funcionar a varios megahercios de frecuencia. En la actualidad se pueden adquirir circuitos integrados convertidores de tensión a precios muy reducidos y características diversas que se adapten a nuestras necesidades.

Se puede encontrar extensa bibliografía al respecto de este tipo de montajes, ya que es un tipo de circuito muy utilizado. Una de las características del presente

trabajo es la realización de la adaptación y recopilación de la bibliografía encontrada para aplicarlas directamente a la docencia. Para ello, aunque se han utilizado distintas referencias, se partirá de dos libros fundamentales que son:

- D. W. Hart, *Power electronics*. New York: McGraw-Hill, 2011.
- G. Garcerá, E. Figueres y A. Abellán. *Conversores conmutados: Circuitos de potencia y control*. Valencia: Universidad Politécnica de Valencia, 1998

Además de la nota de aplicación del circuito integrado LM78S40:

- AN-711 LM78S40 Switching Voltage Regulator Applications. Texas Instruments, 2004- revised May 2013.

### 2.3 Objetivos

La finalidad de la elaboración del presente proyecto titulado “*Convertidores básicos de potencia DC-DC en modo control de voltaje en lazo cerrado*” propuesto por la Escuela politécnica Superior de Jaén es realizar un estudio del convertidor básico DC-DC en sus configuraciones principales de control en modo tensión. Se realizará el diseño, estudio, simulación y montaje experimental de una aplicación didáctica sobre los convertidores básicos de potencia dc-dc en modo control de voltaje. Para ello en este proyecto se cumplirán los siguientes objetivos:

- Realizar un estudio y recopilación de información teórica del convertidor Buck.
- Búsqueda de circuito integrado con el que desarrollar el trabajo.
- Diseño de un montaje para cada tipo de realimentación.
- Simulación de los montajes diseñados.
- Realización de un montaje práctico del circuito Buck de carácter didáctico en el que se puedan apreciar de la forma más sencilla posible las principales características del circuito de potencia y control.
- Creación de aplicación GUIDE de Matlab que agilice el cálculo de los componentes del circuito.
- Creación de una práctica que el alumnado deberá realizar.

Dado que el proyecto realizado es una contribución directa a la docencia también se deben definir los objetivos que el alumno podrá adquirir con el presente trabajo:

- Mejora del conocimiento de Electrónica de Potencia.
- Comprender el funcionamiento de los convertidores de tensión en sus diferentes configuraciones de control de voltaje y capacidad de resolver problemas.
- Conocer la utilización y limitaciones de los dispositivos electrónicos de potencia.
- Reforzar el conocimiento de utilización de herramientas de análisis y simulación de circuitos de potencia.
- Familiarizarse con la toma de medidas en laboratorio.

## 2.4 Adaptación a los planes de estudios

Para que el alumno de la universidad de Jaén comprenda correctamente el contenido, la contribución didáctica del presente trabajo debe afrontarse a partir del segundo cuatrimestre del tercer curso, en la asignatura “*Electrónica de Potencia*”, que es obligatoria y posee 6 créditos, o en la optativa para la mención de electrónica avanzada “*Sistemas Electrónicos de Alimentación y Potencia*”, de 6 créditos en el primer cuatrimestre del cuarto curso.

| <b>Grado en Ingeniería Electrónica Industrial</b> |                                                    |
|---------------------------------------------------|----------------------------------------------------|
| Primer Curso                                      |                                                    |
| Segundo Curso                                     |                                                    |
| Tercer Curso                                      | → Electrónica de potencia                          |
| Cuarto Curso                                      | → Sistemas Electrónicos de Alimentación y Potencia |

Figura 2.1 Tabla de Grado en Ingeniería Electrónica Industrial

También se puede afrontar en el primer curso de Máster en Ingeniería Industrial, en la asignatura “*Sistemas Electrónicos e Instrumentación Industrial*”, de 5 créditos y obligatoria, impartida en el segundo cuatrimestre del primer curso.

| Máster en Ingeniería Industrial |                                                      |
|---------------------------------|------------------------------------------------------|
| Primer Curso                    | → Sistemas Electrónicos e Instrumentación Industrial |
| Segundo Curso                   |                                                      |

Figura 2.2 Tabla de Máster en Ingeniería industrial

Las competencias y resultados de aprendizaje serán los siguientes:

**CEX4** Conocimiento aplicado de electrónica de potencia. Capacidad para diseñar sistemas electrónicos de potencia.

**CG11** Poseer las habilidades de aprendizaje que permitan continuar estudiando de un modo autodirigido o autónomo.

**Resultado 16** Identificar las configuraciones típicas de los convertidores dc-dc y conocer el circuito de realimentación de una fuente de alimentación conmutada.

**Resultado 17** Calcular, montar y medir una fuente de alimentación conmutada con elementos integrados.

**Resultado 18** Saber interpretar las características técnicas sobre circuitos integrados relacionados con las fuentes de alimentación.

**Resultado 38** Conocer la utilización y limitaciones de los dispositivos electrónicos de potencia.

## 2.5 Aspectos teóricos

A continuación se exponen los aspectos teóricos del estudio necesarios, tanto para su diseño como para su simulación, de las distintas partes del convertidor controlado. Consistirá en las siguientes partes:

- Estudio teórico del circuito Buck.
- Estudio de la Etapa de Divisor de tensión.
- Estudio de la Etapa PWM.
- Estudio de Etapa de Amplificador de Error.
- Estabilidad.

## 2.5.1 Etapa de potencia

### 2.5.1.1 Introducción a convertidores DC-DC conmutados

Los convertidores DC-DC se clasifican en dos grandes grupos: Lineales y Conmutados. A continuación se puede ver cómo es un convertidor lineal:

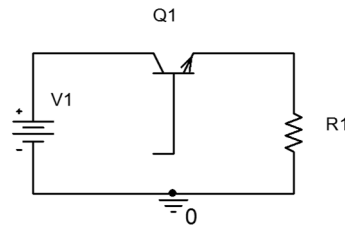


Figura 2.3 Convertidor lineal

En este caso el transistor opera en la región lineal. El transistor hace la función de resistencia variable y permite controlar la tensión de salida fácilmente pero es un circuito poco eficiente ya que en éste se pierde mucha potencia. Para solucionar esto se utilizan los convertidores conmutados, que no funcionan en la región lineal, sino en corte y saturación, haciendo función de interruptor y perdiendo mucha menos potencia.

Existen varias topologías de convertidores DC-DC conmutados, de entre las cuales, las básicas se pueden dividir en dos grupos:

#### **Sin aislamiento galvánico:**

Dentro de los convertidores sin aislamiento galvánico se encuentran 5 tipos básicos:

- 1- Convertidor Reductor (Buck)**
- 2- Convertidor Elevador (Boost)**
- 3- Convertidor Reductor-Elevador (Buck-Boost)**
- 4- Convertidor Cuk**
- 5- Convertidor SEPIC**

#### **Con aislamiento galvánico:**

Aunque existen más topologías, los circuitos más básicos son los siguientes:

- 1. Convertidor Flyback**
- 2. Convertidor Forward**

El convertidor reductor es en el que el presente trabajo se centra. Adquiere el nombre de reductor porque la tensión a su salida es inferior a la de su entrada. Como se demostrará a continuación, la tensión de salida es únicamente función del Duty Cycle y la tensión de entrada. Esto solo se cumple si los componentes son completamente ideales, en la práctica se puede comprobar que hacer esa simplificación puede llevar a un resultado muy distinto al deseado.

### 2.5.1.2 Análisis de convertidor reductor ideal (Buck)

Se debe tener presente que la finalidad de estos convertidores consiste en la conversión de la tensión de entrada a otro nivel más bajo de una forma eficiente. Para obtener una salida continua se coloca un filtro paso bajo (L-C) tras el interruptor. A continuación se muestra el modelo básico de un convertidor reductor:

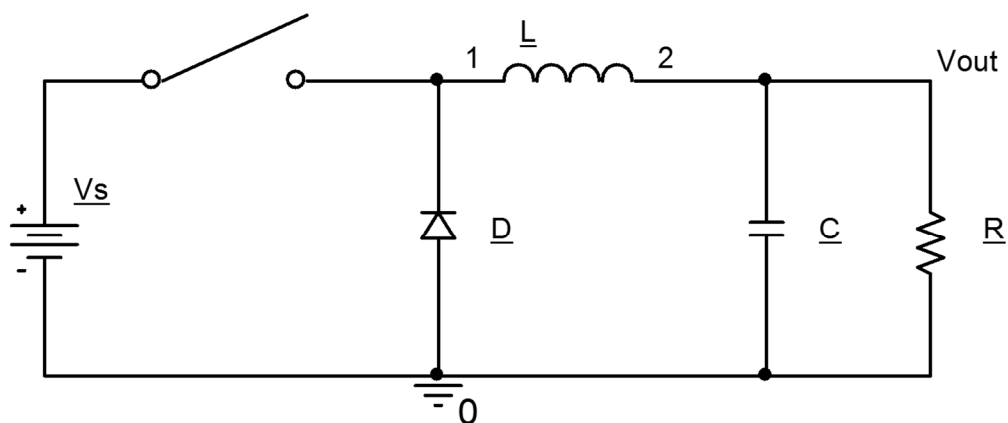


Figura 2.4 Convertidor reductor

Para analizarlos se tendrán en cuenta los siguientes puntos:

- La corriente en la bobina es periódica.
- La tensión media en la bobina es nula.
- La corriente media en el condensador es nula.
- La potencia entregada por la fuente es igual al suministrado en la carga

Cuando el interruptor se encuentra en estado abierto el diodo se polariza en directo y deja conducir la corriente. Si el interruptor se encuentra en estado cerrado, el diodo queda polarizado en inversa por lo que no dejará conducir la corriente y abrirá esa rama del circuito.

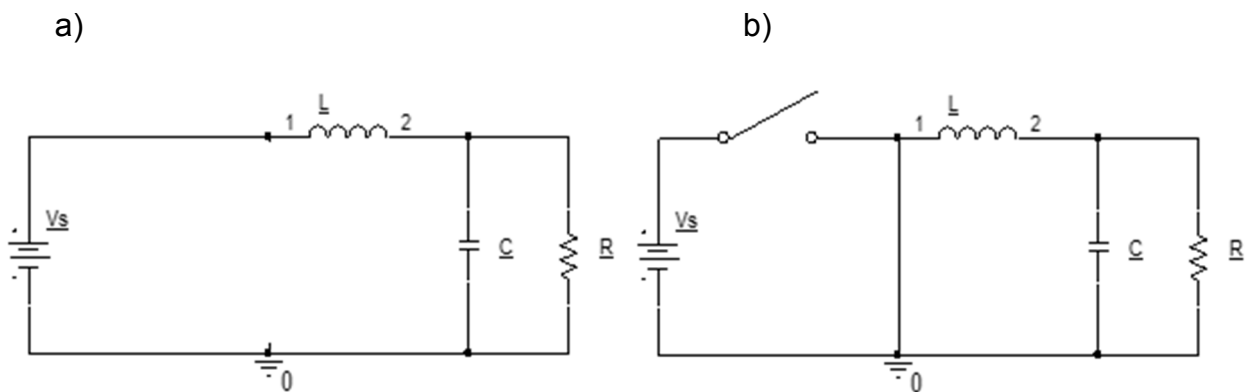


Figura 2.5 Convertidor reductor con interruptor en distintas posiciones

- a) Convertidor reductor equivalente con interruptor cerrado
- b) Convertidor reductor equivalente con interruptor abierto

A continuación se procede a realizar el análisis matemático al circuito Buck, para ello se van a tener en cuenta las siguientes premisas:

- 1- Todos los componentes son ideales.
- 2- La corriente es positiva en todo momento en la bobina, se denomina corriente permanente. Si la corriente de la bobina pasase por 0 en cada periodo se llamaría corriente discontinua.
- 3- El valor de capacidad del condensador es muy grande y la tensión de salida se mantiene constante.
- 4- El periodo de conmutación es  $T$ , el interruptor está cerrado un tiempo  $DT$  y abierto el resto del tiempo  $(1 - D)T$ .

- 5- El circuito opera en régimen permanente, permanece constante hasta que se varía el circuito o la excitación del mismo.

La leyenda que se utilizará para las ecuaciones será la siguiente:

$V_s$  = La tensión de entrada al convertidor.

$V_0$  = La tensión de salida del convertidor.

$T$  = Periodo de la señal que hace conmutar nuestro interruptor.

$f$  = Frecuencia de la señal que hace conmutar el interruptor.

$D$ = Duty Cycle. Parte del periodo en el que la señal se encuentra activa. Posee un valor entre 0 y 1.

A continuación se analizan las dos posiciones posibles del conmutador, cuando se encuentra cerrado y cuando está abierto:

#### **Interruptor cerrado:**

El diodo queda polarizado en inversa por lo que no dejará conducir la corriente y abrirá esa rama del circuito.

La tensión en la bobina será:

$$V_L = V_s - V_0 = L \frac{di_L}{dt} \quad \rightarrow \quad \frac{di_L}{dt} = \frac{V_s - V_0}{L} \quad (2.0)$$

La variación de corriente cuando el interruptor está cerrado se calcula modificando la ecuación (2.0):

$$\frac{\Delta i_L}{\Delta t} = \frac{\Delta i_L}{DT} = \frac{V_S - V_0}{L} \rightarrow \Delta i_{L \text{ cerrado}} = \frac{V_S - V_0}{L} DT \quad (2.1)$$

### Interrupor abierto:

El diodo se polariza en directo y deja conducir la corriente.

La tensión en la bobina será:

$$V_L = -V_0 = L \frac{di_L}{dt} \rightarrow \frac{di_L}{dt} = \frac{-V_0}{L} \quad (2.2)$$

$$\frac{\Delta i_L}{\Delta t} = \frac{\Delta i_L}{(1-D)T} = \frac{-V_0}{L} \rightarrow \Delta i_{L \text{ abierto}} = \frac{-V_0}{L} (1-D)T \quad (2.3)$$

Como se ha dicho que el circuito opera en régimen permanente es necesario que, al final y al principio de cada ciclo, la corriente sea la misma:

$$\Delta i_{L \text{ cerrado}} + \Delta i_{L \text{ abierto}} = 0 \quad (2.4)$$

Sustituyendo en (2.4) las ecuaciones (2.3) y (2.1):

$$\frac{V_S - V_0}{L} DT + \frac{-V_0}{L} (1-D)T = 0 \quad (2.5)$$

Despejando (2.5) se obtiene:

$$V_0 = DV_S \quad (2.6)$$

La corriente media que circula por la bobina debe ser igual a la corriente que circula por la carga, ya que en régimen permanente la corriente media del condensador es nula:

$$I_R = I_L = \frac{V_0}{R} \quad (2.7)$$

Los valores máximos y mínimos de la corriente que circularán por la bobina se calculan de la siguiente forma:

$$I_{\max} = I_L + \frac{\Delta i_L}{2} = \frac{V_0}{R} + \frac{V_0}{2L}(1-D)T = V_0 \left[ \frac{1}{R} + \frac{(1-D)}{2Lf} \right] \quad (2.8)$$

$$I_{\min} = I_L - \frac{\Delta i_L}{2} = \frac{V_0}{R} - \frac{V_0}{2L}(1-D)T = V_0 \left[ \frac{1}{R} - \frac{(1-D)}{2Lf} \right] \quad (2.9)$$

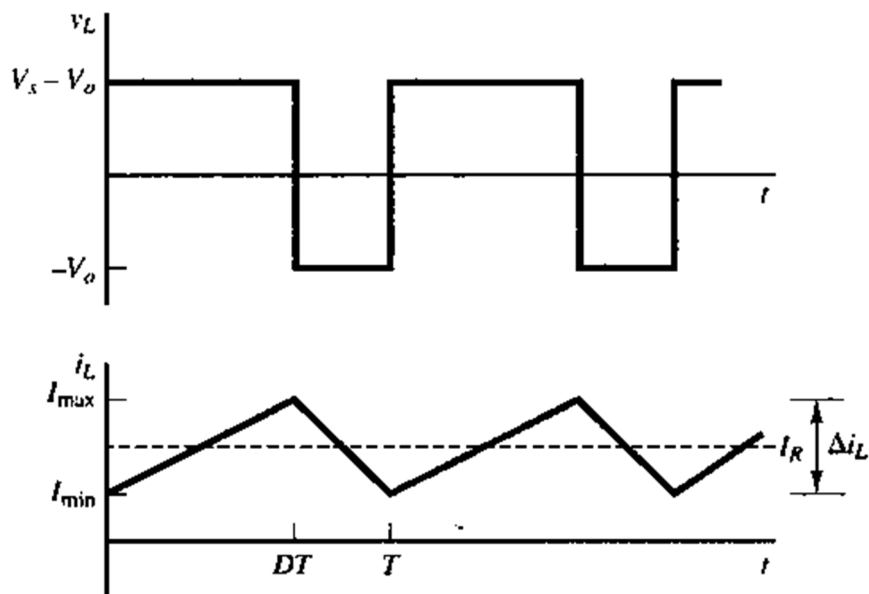


Figura 2.6 Forma de onda de tensión e intensidad en la bobina

Como se ha dicho anteriormente una de las premisas era la existencia de corriente permanente en la bobina (la corriente es positiva en todo momento en la bobina). Para hacer esta comprobación se debe igualar la ecuación de la corriente mínima (2.9) a 0.

$$I_{\min} = V_0 \left[ \frac{1}{R} - \frac{(1-D)}{2Lf} \right] = 0 \rightarrow L_{\min} = \frac{(1-D)R}{2f} \quad (2.10)$$

De esta forma se puede calcular el valor de la bobina mínimo necesario para que exista corriente permanente.

Para los anteriores cálculos se ha supuesto que la capacidad del condensador era tan alta que el valor de tensión de salida es constante, en la realidad se tendrá un rizado en la tensión de salida. Para controlar ese rizado se debe de calcular el valor del condensador a utilizar:

$$I_L = I_R + I_C \quad (2.11)$$

Aplicando la definición de Capacidad:

$$\Delta V_0 = \frac{\Delta Q}{C} \quad (2.12)$$

El valor de  $\Delta Q$  es el área situada encima del eje de tiempos:

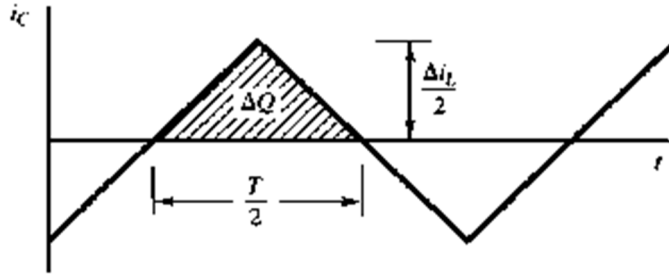


Figura 2.7 Señal con rizado en convertidor reductor

Aplicando la ecuación del área del triángulo:

$$\Delta Q = \frac{1}{2} \left( \frac{T}{2} \right) \left( \frac{\Delta i_L}{2} \right) \quad (2.13)$$

Sustituyendo (2.13) en (2.12):

$$C = \frac{T \Delta i_L}{8 \Delta V_0} \quad (2.14)$$

Introduciendo el valor de  $\Delta i_L$  calculado en (2.3):

$$C = \frac{V_0(1-D)}{8 L \Delta V_0} T^2 = \frac{V_0(1-D)}{8 L \Delta V_0 f^2} \quad (2.15)$$

Dado que como se ha dicho con anterioridad los componentes con los que se ha hecho el análisis son ideales también se debe de cumplir que la potencia entregada por el generador sea la misma que absorbe la resistencia de carga:

$$P_s = P_0 \quad (2.16)$$

La potencia se puede expresar como el producto de tensión por intensidad:

$$V_s I_s = V_o I_o \quad (2.17)$$

Como  $D = \frac{V_o}{V_s}$  (ver en (2.6)):

$$I_s = D I_o \quad (2.18)$$

Y como  $I_o = I_L$  (ver en 2.7):

$$I_s = D I_L \quad (2.19)$$

### ***2.5.1.3 Análisis de convertidor práctico***

Aunque el análisis del caso ideal puede servir para entender de forma sencilla el funcionamiento del convertidor, la no idealidad de los componentes afecta al funcionamiento, especialmente cuando se trabaja con tensiones bajas y frecuencias muy altas. Para desarrollar el convertidor práctico se utilizará el convertidor Buck.

#### ***Caídas de tensión en el interruptor y diodo:***

Si se pretende analizar una situación real se debe tener en cuenta que en los interruptores se producen caídas de tensión. La tensión en la bobina que se utiliza en (2.0) se vería afectada por las caídas en el interruptor y diodo quedando de la siguiente forma:

**Interruptor cerrado:**

$$V_L = V_S - V_0 - V_Q \quad (2.20)$$

Donde  $V_Q$  es la tensión que cae en el interruptor cerrado.

**Interruptor abierto:**

$$V_L = -V_0 - V_D \quad (2.21)$$

Donde  $V_D$  es la tensión que cae en el diodo polarizado en directo.

Como la tensión media en la bobina es nula en el periodo de conmutación se tiene que:

$$V_L = (V_S - V_0 - V_Q)D + (-V_0 - V_D)(1 - D) = 0 \quad (2.22)$$

Donde:

$$V_0 = (V_S - V_Q)D - V_D(1 - D) \quad (2.23)$$

Despejando el ciclo de trabajo:

$$D = \frac{V_0 + V_D}{V_S - V_Q + V_D} \quad (2.24)$$

### Pérdidas en conmutación:

Aunque no solo existen caídas de tensión cuando el interruptor está en modo conducción, también se tienen pérdidas de potencia en el momento de la conmutación.

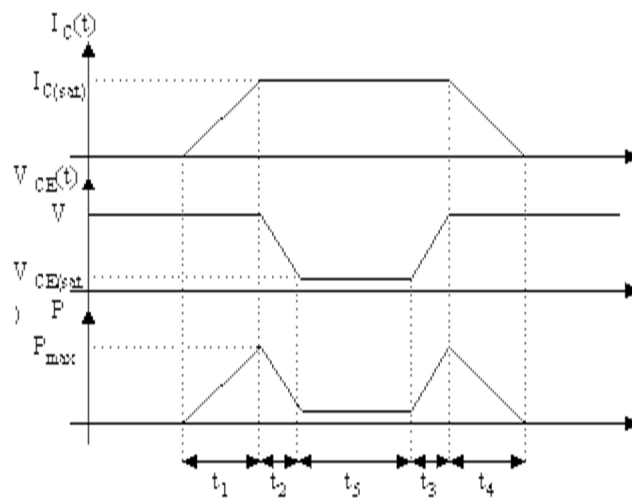


Figura 2.8 Imágenes explicativas de pérdidas de potencia en el momento de conmutación.

En la imagen superior se ve el valor de la corriente que circula por nuestro conmutador. Éste pasa de encontrarse abierto, a cerrarse y luego volver a abrirse.

En la segunda imagen se puede ver la tensión que cae a extremos del conmutador en el momento de la conmutación.

En la última se puede comprobar que en el momento de la conmutación se producen golpes de pérdida de potencia causados por la no idealidad de los componentes.

### No idealidad del condensador:

También se debe tener en cuenta la no idealidad del condensador. Se puede aproximar al resultado real si añadimos una resistencia en serie al condensador y

una inductancia en serie. La resistencia afecta al rizado de la señal, produciendo un rizado mayor al ideal. La inductancia parásita puede obviarse para frecuencias de conmutación inferiores a 300kHz, como se indica en [3], pero puede ser significativa en frecuencias superiores.

La variación de tensión en la resistencia parasitaria se expresa de la siguiente forma, se ha utilizado (2.3):

$$\Delta V_{0ESR} = \Delta i \cdot r_c = \frac{V_0}{L} (1 - D) T \cdot r_c \quad (2.25)$$

Si se analiza el peor caso posible será cuando los picos del rizado debido a la capacidad del condensador y el de la resistencia se sumen. En la realidad estos rizados raramente coincidirán por lo que se puede afirmar que:

$$\Delta V_{0C} < \Delta V_{0capacidad} + \Delta V_{0ESR} \quad (2.26)$$

Donde  $\Delta V_{0capacidad}$  viene dada por la ecuación obtenida en (2.15), que despejada es:

$$\Delta V_{0capacidad} = \frac{V_0(1 - D)}{8 L C f^2} \quad (2.27)$$

Y sustituyendo (2.27) y (2.25) en (2.26):

$$\Delta V_{0C} < \frac{V_0(1 - D)}{8 L C f^2} + \frac{V_0}{L} (1 - D) T r_c \quad (2.28)$$

### Resistencia en la bobina:

En algunos casos conviene no despreciar la resistencia de la bobina. Para comprobar el efecto de dicha resistencia, es conocido que la potencia suministrada por la fuente es igual a la consumida por la carga y la resistencia de la bobina, si se desprecian las demás pérdidas:

$$P_s = P_o + P_{rL} \quad (2.29)$$

Sabiendo que potencia es el producto de tensión por corriente:

$$V_s I_s = V_o I_o + I_L^2 r_L \quad (2.30)$$

Sustituyendo y teniendo en cuenta que la corriente media que circula por la bobina debe ser igual a la corriente media que circula por la carga ( $I_L = I_o$ ), ya que en régimen permanente por el condensador no circula ninguna:

$$V_s I_s = V_o I_o + I_L^2 r_L \quad (2.31)$$

Despejando (2.31):

$$V_s D = V_o + I_L r_L \quad (2.32)$$

#### *2.5.1.4 Análisis de convertidor en funcionamiento de corriente discontinua.*

En los análisis anteriores se ha tenido en cuenta siempre que la corriente que circulaba por la bobina era permanente, pero no es necesario que sea así para que

funcione el convertidor. Se analizará el comportamiento del convertidor Buck si la corriente es discontinua:

$$(V_S - V_0)DT - V_0D_1T = 0 \quad (2.33)$$

Separando los términos de tensión a un lado:

$$\frac{V_0}{V_S} = \frac{D}{D + D_1} \quad (2.34)$$

Dado que la corriente media en el condensador es nula se puede decir que:

$$I_L = I_R = \frac{V_0}{R} \quad (2.35)$$

Se calcula la corriente media en la bobina utilizando la siguiente imagen:

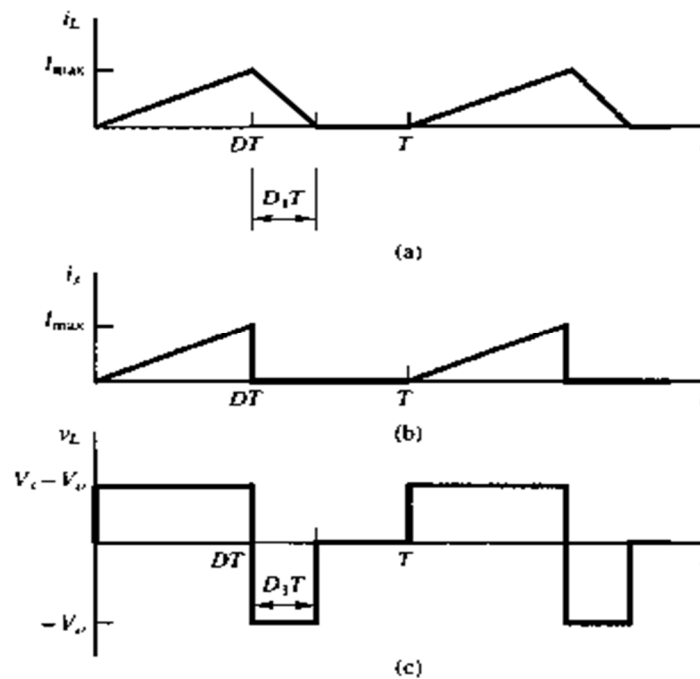


Figura 2.9 Corriente discontinua

Utilizando la expresión del área del triángulo:

$$I_L = \frac{1}{T} \left( \frac{1}{2} I_{\max} DT + \frac{1}{2} I_{\max} D_1 T \right) \quad (2.36)$$

Simplificando y utilizando (2.35):

$$\frac{V_0}{R} = \frac{I_{\max}}{2} (D + D_1) \quad (2.37)$$

Cuando el conmutador se encuentra en estado de conducción, el valor de la tensión en la bobina será:

$$V_L = V_s - V_0 \quad (2.38)$$

Utilizando la ecuación que define el voltaje en una bobina:

$$L \frac{di_L}{dt} = V_s - V_0 \quad (2.39)$$

Pasando de diferencial a incremental:

$$\frac{\Delta i_L}{\Delta T} = \frac{V_s - V_0}{L} = \frac{I_{\max}}{DT} \quad (2.40)$$

Despejando  $I_{\max}$  se obtiene:

$$I_{\max} = DT \frac{V_s - V_0}{L} \quad (2.41)$$

Sustituyendo de (2.34):

$$I_{\max} = T \frac{V_0 D_1}{L} \quad (2.42)$$

Sustituyendo  $I_{\max}$  en (2.37) se obtiene:

$$\frac{V_0}{R} = \frac{TV_0 D_1}{2L} (D + D_1) \quad (2.43)$$

Simplificando (2.43) obtiene:

$$D_1^2 + DD_1 - \frac{2L}{RT} = 0 \quad (2.44)$$

Despejando  $D_1$  de (2.44):

$$D_1 = \frac{-D + \sqrt{D^2 + \frac{8L}{RT}}}{2} \quad (2.45)$$

Si sustituimos (2.45) en (2.34):

$$\frac{V_0}{V_s} = \frac{D}{D + D_1} = \frac{D}{D + \frac{-D + \sqrt{D^2 + \frac{8L}{RT}}}{2}} = \frac{2D}{D + \sqrt{D^2 + \frac{8L}{RT}}} \quad (2.46)$$

## 2.5.2 Caracterización de la planta

Para poder realizar el diseño se debe encontrar el modelo promediado. A continuación se muestra el caso ideal y el caso práctico para obtener la función de transferencia.

### 2.5.2.1 Caracterización de la planta ideal

Para encontrar la función de transferencia de la planta se debe linealizar el modelo en las cercanías del punto de trabajo al que se llamará 'Q'. Por lo que dicha función sólo podrá utilizarse correctamente si se trabaja en las cercanías de dicho punto de trabajo. En primer lugar se muestra la situación ideal:

Suponiendo que las variaciones son pequeñas en las cercanías del punto de trabajo y que nuestro conmutador y diodo son ideales.

Realizando series de Taylor de dos variables aproximadas a primer orden:

$$I_s = D \cdot I_L \quad (2.47)$$

Utilizando derivadas parciales:

$$\Delta I_s = \left. \frac{\partial I_s}{\partial D} \right|_{\substack{I_L=I_{LQ} \\ D=D_Q}} \Delta D + \left. \frac{\partial I_s}{\partial I_L} \right|_{\substack{I_L=I_{LQ} \\ D=D_Q}} \Delta I_L$$

$$\left. \frac{\partial I_s}{\partial D} \right|_{\substack{I_L=I_{LQ} \\ D=D_Q}} = I_L$$

$$\left. \frac{\partial I_s}{\partial I_L} \right|_{\substack{I_L=I_{LQ} \\ D=D_Q}} = D$$

$$\Delta I_s = I_L \Delta D + D \Delta I_L \quad (2.48)$$

Por otro lado:

$$V_0 = D \cdot V_s \quad (2.49)$$

Utilizando derivadas parciales:

$$\Delta V_0 = \left. \frac{\partial V_0}{\partial D} \right|_{\substack{V_s=V_{SQ} \\ D=D_Q}} \Delta D + \left. \frac{\partial V_0}{\partial V_s} \right|_{\substack{V_s=V_{SQ} \\ D=D_Q}} \Delta V_s$$

$$\left. \frac{\partial V_0}{\partial D} \right|_{\substack{V_s=V_{SQ} \\ D=D_Q}} = V_s$$

$$\left. \frac{\partial V_0}{\partial V_s} \right|_{\substack{V_s=V_{SQ} \\ D=D_Q}} = D$$

$$\Delta V_0 = V_s \Delta D + D \Delta V_s \quad (2.50)$$

Las señales teniendo en cuenta las perturbaciones serán:

$$I_s + \Delta I_s = (I_L + \Delta I_L)(D + \Delta D) = I_L D + I_L \Delta D + \Delta I_L D + \Delta I_L \Delta D \quad (2.51)$$

$$V_0 + \Delta V_0 = (V_s + \Delta V_s)(D + \Delta D) = V_s D + V_s \Delta D + \Delta V_s D + \Delta V_s \Delta D \quad (2.52)$$

Suponiendo que las perturbaciones son pequeñas, el producto de dos perturbaciones será de un valor tan pequeño que se puede despreciar en estos cálculos.

Únicamente se tendrá en cuenta las variaciones de la variable controlada, que es la tensión de salida del convertidor, y la de la variable de control, que será el ciclo

de trabajo de la señal aplicada al interruptor. Por lo que  $\Delta V_S = 0$  e  $\Delta I_S = 0$  y entonces  $\Delta I_L = 0$ .

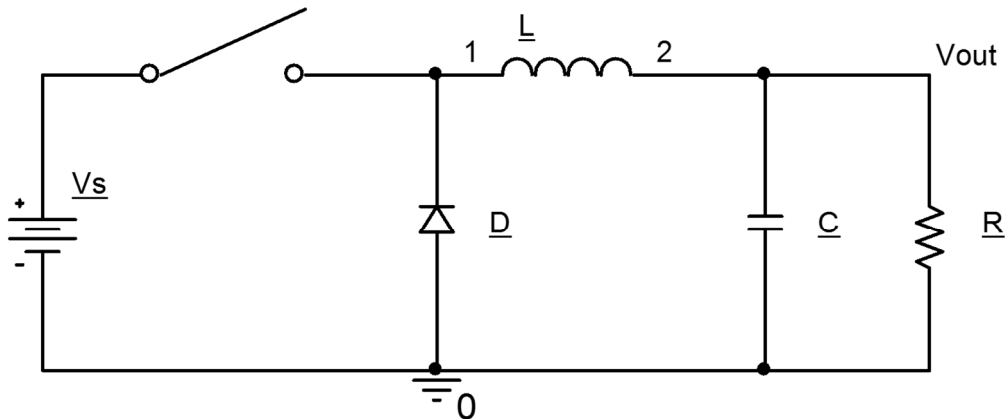


Figura 2.10 Circuito Buck

El filtro RLC tiene una función de transferencia calculada mediante una aplicación directa de análisis de circuitos en s de:

$$G_P(s) = \frac{\Delta V_0(s)}{\Delta D(s)} = V_s \frac{R}{(RCLs^2 + Ls + R)} \quad (2.53)$$

### 2.5.2.2 Caracterización de la planta práctica

La no idealidad de los componentes puede afectar de manera significativa en el comportamiento final de la planta, así que a continuación se obtiene la función de transferencia sin despreciar las pérdidas en el diodo ( $V_D$ ), conmutador ( $V_Q$ ) y la resistencia interna del condensador ( $r_C$ )

**Interruptor cerrado:**

$$V_S - V_Q = L \frac{di_L}{dt} + i_R R \quad (2.55)$$

$$i_R = i_L - i_C = i_L - C \frac{dV_C}{dt} \quad (2.56)$$

Juntando las dos ecuaciones anteriores:

$$i_R = i_L - i_C = \frac{V_S - V_Q - L \frac{di_L}{dt}}{R} \quad (2.57)$$

Ley de tensiones de kirchoff en el bucle izquierdo del circuito Buck:

$$L \frac{di_L}{dt} + i_C r_C + v_C = V_S - V_Q \quad (2.58)$$

$$i_C = \frac{1}{r_C} \left( V_S - V_Q - L \frac{di_L}{dt} - v_C \right) \quad (2.59)$$

Sustituyendo en (2.57) y despejando  $\frac{di_L}{dt}$ :

$$\frac{di_L}{dt} = -\frac{i_L r_C R}{L(r_C + R)} + \frac{R + r_C}{L(r_C + R)} (V_S - V_Q) - \frac{R v_C}{L(r_C + R)} \quad (2.60)$$

Bucle derecho del circuito Buck, de resistencia y condensador:

$$-v_C - i_C r_C + i_R R = 0 \quad (2.61)$$

Sustituyendo  $i_R$  e  $i_C$  y llevando los términos de diferencial de tensión a un lado del igual:

$$C \frac{dV_C}{dt} r_c + RC \frac{dV_C}{dt} = -v_c + i_L R \quad (2.62)$$

Sacando factor común de diferencial de tensión entre tiempo y despejando:

$$\frac{dV_C}{dt} = \frac{-v_c + i_L R}{C(r_c + R)} \quad (2.63)$$

Expresando en forma de variables de estado:

$$\dot{x} = A_1 x + B_1 (V_s - V_Q) \quad (2.64)$$

Donde si se comprueba (2.63) y (2.60):

$$\dot{x} = \begin{bmatrix} \dot{i}_L \\ \dot{V}_C \end{bmatrix} \quad A_1 = \begin{bmatrix} -\frac{r_c R}{L(r_c + R)} & -\frac{R}{L(r_c + R)} \\ \frac{R}{C(r_c + R)} & \frac{-1}{C(r_c + R)} \end{bmatrix} \quad B_1 = \begin{bmatrix} \frac{R + r_c}{L(r_c + R)} \\ 0 \end{bmatrix}$$

**Interruptor abierto:**

$$-V_D = L \frac{di_L}{dt} + i_R R \quad (2.65)$$

$$i_R = i_L - i_C = i_L - C \frac{dV_C}{dt} \quad (2.66)$$

Las dos ecuaciones anteriores juntas:

$$-\left(\frac{V_D}{R} + \frac{L}{R} \frac{di_L}{dt}\right) = i_L - i_C \quad (2.67)$$

Aplicando Kirchoff en el bucle izquierdo del circuito Buck, que contiene bobina condensador y diodo:

$$i_C = \frac{1}{r_C} \left( -V_D - L \frac{di_L}{dt} - v_C \right) \quad (2.68)$$

Juntando las ecuaciones (2.68) y (2.67):

$$\frac{di_L}{dt} = -\frac{i_L R r_C}{L(R + r_C)} - \frac{(r_C + R) V_D}{L(R + r_C)} - \frac{R v_C}{L(R + r_C)} \quad (2.69)$$

Bucle derecho del circuito Buck:

$$-v_C - i_C r_C + i_R R = 0 \quad (2.70)$$

Sustituyendo  $i_R$  e  $i_C$  y despejando:

$$\frac{dv_C}{dt} = \frac{-v_C + i_L R}{C(r_C + R)} \quad (2.71)$$

Expresando en forma de variables de estado:

$$\dot{x} = A_2 x + E_2 V_D \quad (2.72)$$

Donde mirando (2.69) y (2.71) se llega a:

$$\dot{x} = \begin{bmatrix} \dot{i}_L \\ \dot{v}_C \end{bmatrix} \quad A_2 = \begin{bmatrix} -\frac{r_c R}{L(r_c + R)} & -\frac{R}{L(R + r_c)} \\ \frac{R}{C(r_c + R)} & -1 \end{bmatrix} \quad E_2 = \begin{bmatrix} -\frac{(r_c + R)}{L(R + r_c)} \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$v_o = Ri_R = R(i_L - i_C) = R\left(i_L - \frac{v_o - v_c}{r_c}\right) \rightarrow v_o = \frac{r_c Ri_L + Rv_c}{r_c + R} \quad (2.73)$$

Poniendo  $v_o$  en forma matricial:

$$v_o = Cx \rightarrow C = \begin{bmatrix} \frac{r_c R}{r_c + R} & \frac{R}{r_c + R} \end{bmatrix} \quad (2.74)$$

Como  $A_1$  fue obtenida del cálculo de interruptor cerrado y  $A_2$  de interruptor abierto, y ya se comprobó que  $A_2 = A_1$ :

$$A = A_1 d + (1 - d)A_2 = A_1 = \begin{bmatrix} -\frac{r_c R}{L(r_c + R)} & -\frac{R}{L(R + r_c)} \\ \frac{R}{C(r_c + R)} & -1 \end{bmatrix} \quad (2.75)$$

Como  $B_1$  fue obtenida del cálculo de interruptor cerrado y  $B_2 = 0$  de interruptor abierto:

$$B = B_1 d + (1 - d)B_2 = B_1 d = \begin{bmatrix} \frac{R + r_c}{L(r_c + R)} \\ 0 \end{bmatrix} d \quad (2.76)$$

C ya fue denominada en (2.74):

$$C = \begin{bmatrix} \frac{r_c R}{r_c + R} & \frac{R}{r_c + R} \end{bmatrix} \quad (2.77)$$

Para E se tiene que  $E_1 = 0$  y  $E_2$  fue obtenida en (2.72):

$$E = E_1 d + (1 - d)E_2 = (1 - d) \begin{bmatrix} -\frac{(r_c + R)}{L(R + r_c)} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.78)$$

Si se utilizan las dos ecuaciones obtenidas (2.64) y (2.72):

$$\dot{x}d = A_1 x d + B_1 d(V_s - V_Q)$$

$$\dot{x}(1 - d) = A_2 x(1 - d) + E_2 V_D(1 - d)$$

Tras sumarlás se llega a la siguiente expresión:

$$\dot{x} = A_1 x + B_1 d(V_s - V_Q) + E_2 V_D(1 - d) \quad (2.79)$$

El análisis en pequeña señal:

$$\dot{x} = \dot{X} + \dot{\tilde{x}}$$

$$d = D + \tilde{d}$$

$$v_s = V_s + \tilde{v}_s$$

Para el régimen permanente  $\dot{x} = 0$  y los valores en pequeña señal son nulos, despejando  $x$ :

$$x = -A_1^{-1}[B_1 d(V_s - V_Q) + E_2 V_D(1 - d)] \quad (2.80)$$

Como  $V_o = Cx$  (ya lo vimos en (2.74)) se llega a:

$$V_o = -CA_1^{-1}[B_1 d(V_s - V_Q) + E_2 V_D(1 - d)] \quad (2.81)$$

Hay que obtener  $A_1^{-1}$ , para ello primero hay que calcular el determinante de la matriz:

$$|A_1| = \begin{vmatrix} -\frac{r_c R}{L(r_c + R)} & -\frac{R}{L(r_c + R)} \\ \frac{R}{C(r_c + R)} & -1 \end{vmatrix} = \frac{R}{LC(r_c + R)} \quad (2.82)$$

La inversa se calcula como:

$$A_1^{-1} = \frac{1}{|A_1|} \begin{bmatrix} \frac{-1}{C(r_c + R)} & \frac{R}{L(R + r_c)} \\ -\frac{R}{C(r_c + R)} & -\frac{r_c R}{L(r_c + R)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-1L}{R} & C \\ -L & -Cr_c \end{bmatrix} \quad (2.83)$$

Multiplicando  $-C$  (de (2.74)) por la anterior expresión:

$$-CA_1^{-1} = -\begin{bmatrix} \frac{r_c R}{r_c + R} & \frac{R}{r_c + R} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{-1L}{R} & C \\ -L & -Cr_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L & 0 \end{bmatrix} \quad (2.84)$$

Multiplicando el resultado anterior por  $B_1 d(V_s - V_Q)$  (de 2.71):

$$-CA_1^{-1}B_1d(V_s - V_Q) = [L \quad 0] \begin{bmatrix} \frac{R + r_c}{L(r_c + R)} \\ 0 \end{bmatrix} d(V_s - V_Q) \quad (2.85)$$

Resolviendo la expresión anterior:

$$-CA_1^{-1}B_1d(V_s - V_Q) = d(V_s - V_Q) \quad (2.86)$$

Tomando (2.84) y multiplicando por  $E_2 V_D(1 - d)$  de (2.72):

$$-CA_1^{-1}E_2 V_D(1 - d) = [L \quad 0] \begin{bmatrix} -\frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} V_D(1 - d)$$

Resolviendo:

$$-CA_1^{-1}E_2 V_D(1 - d) = -V_D(1 - d) \quad (2.87)$$

Recordando la ecuación (2.81):

$$V_o = -CA_1^{-1}[B_1d(V_s - V_Q) + E_2 V_D(1 - d)]$$

Sustituyendo en (2.81) las ecuaciones (2.87) y (2.86):

$$V_o = d(V_s - V_Q) - V_D(1 - d) \rightarrow d(V_s - V_Q + V_D) - V_D = V_o \quad (2.88)$$

Despejando:

$$D = \frac{V_o + V_D}{V_s - V_Q + V_D} \quad (2.89)$$

En pequeña señal, la derivada de la componente en régimen permanente es nula:

$$\dot{x} = 0 + \dot{\tilde{x}}$$

Es, mirando la ecuación (2.79) y teniendo en cuenta el análisis en pequeña señal, despreciando los productos de los factores de pequeña señal entre sí:

$$\dot{\tilde{x}} = A_1 \tilde{x} + B_1 D V_s + B_1 \tilde{d} V_s + B_1 D \tilde{v}_s - B_1 D V_Q - B_1 \tilde{d} V_Q + E_2 V_D - E_2 V_D D - E_2 V_D \tilde{d} \quad (2.90)$$

Suponiendo que la tensión de entrada es constante:

$$\dot{\tilde{x}} = A_1 \tilde{x} + B_1 D V_s + B_1 \tilde{d} V_s - B_1 D V_Q - B_1 \tilde{d} V_Q + E_2 V_D - E_2 V_D D - E_2 V_D \tilde{d} \quad (2.91)$$

Aplicando Laplace a (2.91):

$$s \tilde{x} = A_1 \tilde{x} + B_1 D V_s + B_1 \tilde{d} V_s - B_1 D V_Q - B_1 \tilde{d} V_Q + E_2 V_D - E_2 V_D D - E_2 V_D \tilde{d} \quad (2.92)$$

Llevando a un lado del igual los términos con  $\tilde{x}$  y teniendo en cuenta que  $I$  es una matriz identidad 2x2:

$$(sI - A_1)\tilde{x} = B_1(DV_s + \tilde{d}V_s - DV_Q - \tilde{d}V_Q) + E_2(V_D - V_D D - V_D \tilde{d}) \quad (2.93)$$

Despejando  $\tilde{x}$ :

$$\tilde{x} = (sI - A_1)^{-1}[B_1(DV_s + \tilde{d}V_s - DV_Q - \tilde{d}V_Q) + E_2(V_D - V_D D - V_D \tilde{d})] \quad (2.94)$$

Como  $\widetilde{v}_o = C\tilde{x}$

$$\widetilde{v}_o = C(sI - A_1)^{-1}[B_1(DV_s + \tilde{d}V_s - DV_Q - \tilde{d}V_Q) + E_2(V_D - V_D D - V_D \tilde{d})] \quad (2.95)$$

Sabiendo que:

$$sI = \begin{bmatrix} s & 0 \\ 0 & s \end{bmatrix}$$

Restando  $A_1$ :

$$sI - A_1 = \begin{bmatrix} \frac{sL(r_c + R) + r_c R}{L(r_c + R)} & \frac{R}{L(r_c + R)} \\ -\frac{R}{C(r_c + R)} & \frac{sC(r_c + R) + 1}{C(r_c + R)} \end{bmatrix}$$

Para calcular la inversa de la expresión anterior se necesita calcular el determinante:

$$|sI - A_1| = \begin{vmatrix} \frac{sL(r_c + R) + r_c R}{L(r_c + R)} & \frac{R}{L(r_c + R)} \\ -\frac{R}{C(r_c + R)} & \frac{sC(r_c + R) + 1}{C(r_c + R)} \end{vmatrix} = \frac{s^2 LC(r_c + R) + s(Rr_c C + L) + R}{LC(r_c + R)}$$

Una vez se ha calculado el determinante se procede a calcular la inversa:

$$\begin{aligned} (sI - A_1)^{-1} &= \frac{1}{|sI - A_1|} \begin{bmatrix} \frac{sC(r_c + R) + 1}{C(r_c + R)} & -\frac{R}{L(r_c + R)} \\ \frac{R}{C(r_c + R)} & \frac{sL(r_c + R) + r_c R}{L(r_c + R)} \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} \frac{(sC(r_c + R) + 1)L}{s^2 LC(r_c + R) + s(Rr_c C + L) + R} & -\frac{RC}{s^2 LC(r_c + R) + s(Rr_c C + L) + R} \\ \frac{RL}{s^2 LC(r_c + R) + s(Rr_c C + L) + R} & \frac{(sL(r_c + R) + r_c R)C}{s^2 LC(r_c + R) + s(Rr_c C + L) + R} \end{bmatrix} \quad (2.96) \end{aligned}$$

Se multiplica la expresión obtenida en (2.96) a C por la derecha obteniendo:

$$\begin{aligned} C(sI - A_1)^{-1} &= \begin{bmatrix} \frac{r_c RL(sC(r_c + R) + 1) + LR^2}{(r_c + R)(s^2 LC(r_c + R) + s(Rr_c C + L) + R)} & \frac{(+r_c R + sL(r_c + R))CR - Cr_c R^2}{(r_c + R)(s^2 LC(r_c + R) + s(Rr_c C + L) + R)} \end{bmatrix} \\ &\quad (2.97) \end{aligned}$$

Ahora se debe multiplicarle  $B_1$  por la derecha a (2.97) llegando a:

$$C(sI - A_1)^{-1}B_1 = \frac{r_c R(sC(r_c + R) + 1) + R^2}{(r_c + R)(s^2 LC(r_c + R) + s(Rr_c C + L) + R)} \quad (2.98)$$

Se toma (2.98) y se le multiplica por la derecha  $E_2$ :

$$\mathcal{C}(sI - A_1)^{-1}E_2 = -\frac{r_c R(s\mathcal{C}(r_c + R) + 1) + R^2}{(r_c + R)(s^2 LC(r_c + R) + s(Rr_c C + L) + R)} \quad (2.99)$$

Recordando (2.95):

$$\widetilde{v}_o = \mathcal{C}(sI - A_1)^{-1}B_1(DV_s + \tilde{d}V_s - DV_Q - \tilde{d}V_Q) + \mathcal{C}(sI - A_1)^{-1}E_2(V_D - V_D D - V_D \tilde{d})$$

Sólo el modelo perturbado tras sustituir (2.98) y (2.99) en (2.95):

$$\widetilde{v}_o = \frac{r_c R(s\mathcal{C}(r_c + R) + 1) + R^2}{(r_c + R)(s^2 LC(r_c + R) + s(Rr_c C + L) + R)} (+\tilde{d}V_s - \tilde{d}V_Q + V_D \tilde{d}) \quad (2.101)$$

Sacando factor común  $\tilde{d}$  y pasando dividiendo a  $\widetilde{v}_o$ :

$$\frac{\widetilde{v}_o}{\tilde{d}} = \frac{(r_c R s \mathcal{C}(r_c + R) + r_c R) + R^2}{(r_c + R)(s^2 LC(r_c + R) + s(Rr_c C + L) + R)} (V_s - V_Q + V_D)$$

Sacando factor común  $R^2$  en el numerador y LC en el denominador:

$$\frac{\widetilde{v}_o}{\tilde{d}} = \frac{R^2}{(r_c + R)LC} \frac{\left(r_c s \mathcal{C} \left(\frac{r_c}{R} + 1\right) + \frac{r_c}{R}\right) + 1}{(s^2(r_c + R) + s\left(\frac{Rr_c}{L} + \frac{1}{C}\right) + \frac{R}{LC})} (V_s - V_Q + V_D)$$

Sacando factor común R en el denominador:

$$\frac{\widetilde{v_o}}{\widetilde{d}} = \frac{R}{(r_c + R)LC} \frac{\left(r_c sC \left(\frac{r_c}{R} + 1\right) + \frac{r_c}{R}\right) + 1}{\left(s^2 \left(\frac{r_c}{R} + 1\right) + s \left(\frac{r_c}{L} + \frac{1}{CR}\right) + \frac{1}{LC}\right)} (V_s - V_Q + V_D)$$

Suponiendo  $r_c \ll R$ :

$$\frac{\widetilde{v_o}}{\widetilde{d}} = \frac{1}{LC} \frac{r_c sC + 1}{\left(s^2 + s \left(\frac{r_c}{L} + \frac{1}{CR}\right) + \frac{1}{LC}\right)} (V_s - V_Q + V_D) \quad (2.102)$$

### 2.5.3 Etapa de divisor de tensión

Dado que los niveles de tensión de salida no están adaptados para el comparador de error, hay que pasar la señal por un divisor de tensión teniendo en cuenta que éste debe tener una impedancia mucho más alta que la de resistencia de salida del convertidor Buck, con la finalidad de intervenir el mínimo posible en el funcionamiento del circuito. La ecuación de esta parte es la normal de un divisor de tensión:

$$k_r = \frac{R_2}{R_2 + R_1} \quad (2.103)$$

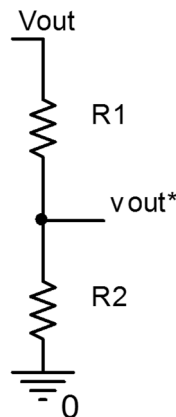


Figura 2.11 Etapa de divisor de tensión

### 2.5.4 Etapa de PWM

Tras la etapa de amplificación de error compensado se entra en la etapa PWM. En esta etapa se compara el valor de tensión de error ( $v_c$ ) del amplificador de error con una onda de forma de diente de sierra de amplitud  $V_p$ .

La salida que se obtiene será nivel alto cuando si la tensión de error es superior a la forma de la señal de sierra, de lo contrario será nivel bajo.

Se puede reducir a que D será la relación entre la tensión de sierra y la de control que sale del amplificador de error:

$$D = \frac{v_c}{V_p}$$

La función de transferencia será:

$$G_{PWM}(s) = \frac{\Delta D}{\Delta v_c} = \frac{1}{V_p} \quad (2.104)$$

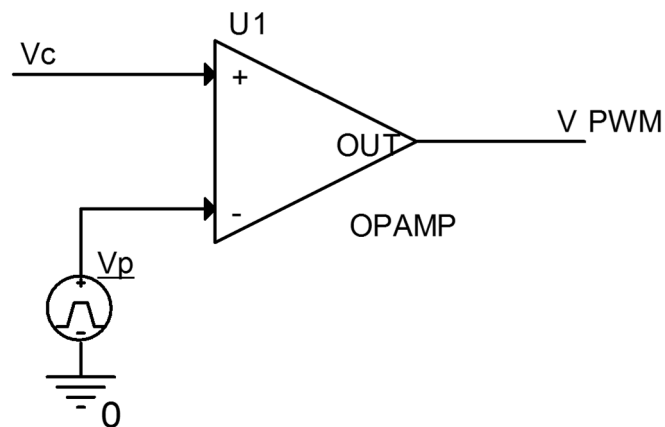


Figura 2.12 Etapa PWM

### **2.5.5 Etapa de Amplificador de Error**

La etapa de control del circuito debe conseguir la ganancia a frecuencias bajas sea grande para que el error en régimen permanente sea pequeño. A frecuencias de conmutación la ganancia debe ser pequeña.

Además la frecuencia para la que la ganancia en bucle abierto es la unidad debe tener un retardo menor a  $180^\circ$ . La realimentación negativa producirá un desfase adicional de  $180^\circ$  por lo que el desfase total será de  $360^\circ$ . Para hacer un diseño de amplificador de error de forma correcta se debe conseguir que la función de transferencia de éste proporcione un margen de fase superior a  $45^\circ$  y una frecuencia de cruce de aproximadamente entre 10 y 4 veces menor que la frecuencia de conmutación. Estos parámetros varían según el diseñador.

Esta etapa de amplificación de error compara la salida de la etapa de muestreo de nuestro convertidor Buck con una tensión de referencia para producir la tensión de error. La función de transferencia del amplificador de error compensado debe proporcionar una característica coherente con las indicaciones de ganancias en las distintas frecuencias, margen de fase y frecuencia de cruce que se acaban de mostrar para que el sistema sea estable.

Se pueden encontrar tres tipos básicos de topologías de amplificador de error para controlar nuestro convertidor Buck. Dependiendo de la necesidad de corrección que exista se usará uno u otro, siendo el más simple el de tipo 1 y el más complejo de los tres será el de tipo 3. La capacidad de obtener un margen de fase superior se obtiene diseñando un amplificador de error de tipo superior. A continuación se muestran los tres tipos:

#### **2.5.5.1 Amplificador de error tipo 1**

El amplificador de error de tipo 1 consiste en un circuito integrador simple. La función de transferencia de este circuito se obtiene desde la ecuación característica de un amplificador operacional con topología inversora cualquiera, por lo que su función de transferencia es la impedancia de salida entre la de entrada con un signo negativo:

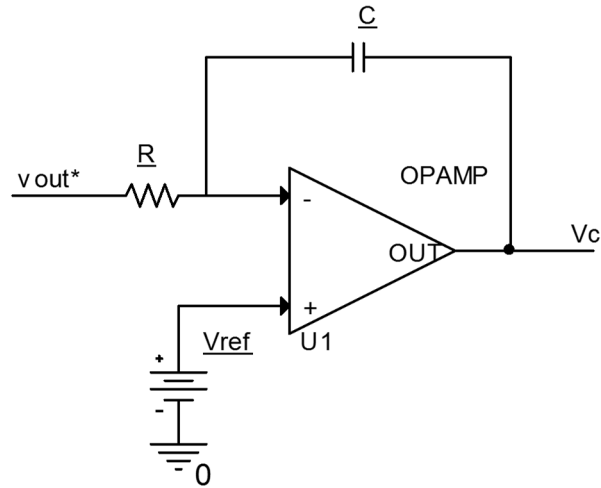


Figura 2.13 Amplificador de error tipo 1

$$G_R(s) = -\frac{z_2}{z_1}$$

Donde  $z_2$  es  $\frac{1}{sC}$  y  $z_1 = R$

Aplicado a nuestro circuito:

$$G_R(s) = -\frac{1}{sR \cdot C} \rightarrow A_R(s) = \frac{1}{sR \cdot C} \quad (2.105)$$

Cuando se menciona la función de transferencia total del lazo abierto se está haciendo mención a la siguiente expresión:

$$G_{Loop}(s) = A_R(s) * G_P(s) * k_r * G_{PWM}(s) \quad (2.106)$$

Se varía la ganancia  $\frac{1}{R \cdot C}$  de forma que se obtenga en la función de transferencia de lazo un margen de fase no negativo. Para esto se debe introducir

una ganancia muy alta y aun así hay alto riesgo de inestabilidad, ya que fácilmente con la no idealidad del circuito se podría entrar en margen de fase negativo.

### 2.5.5.2 Amplificador de error tipo 2

Consiste en un circuito integrador como el tipo 1 al que se le añade un polo y un cero adicionales, lo que permitirá obtener un mayor margen de fase que hará el sistema más estable que con tipo 1. Este polo y cero del que se habla se corresponde a la adición de un condensador y una resistencia en la realimentación como se puede ver a continuación:

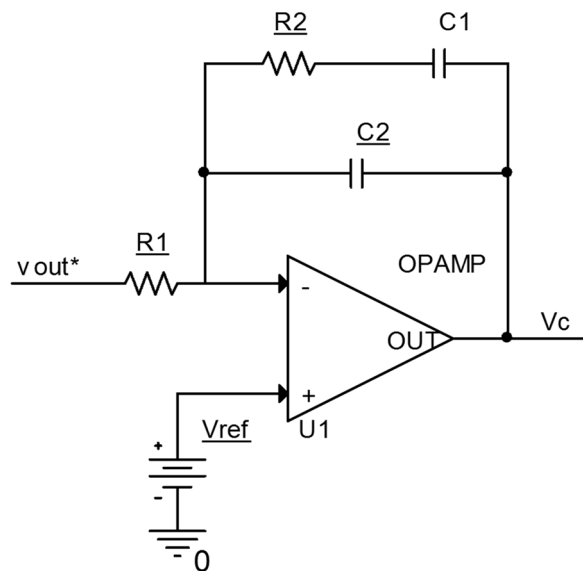


Figura 2.14 Amplificador de error tipo 2

Viendo el circuito se comprueba que tiene topología inversora, por lo que se conoce que su función de transferencia será la impedancia de salida entre la de entrada con un signo negativo:

$$G_R(s) = -\frac{z_2}{z_1}$$

Donde  $z_2$  es  $(R_2 + \frac{1}{sC_1}) || \frac{1}{sC_2}$  y  $z_1 = R_1$

La función de transferencia de este amplificador de error se puede expresar con la siguiente ecuación suponiendo que  $C_2 \ll C_1$

$$G_R(s) = - \frac{s + \frac{1}{C_1 R_2}}{R_1 C_2 s \left( s + \frac{1}{C_2 R_2} \right)} \quad (2.107)$$

La función de transferencia se puede expresar en términos de  $j\omega$ :

$$G_R(j\omega) = - \frac{j\omega + \omega_z}{R_1 C_2 j\omega (j\omega + \omega_p)} \quad (2.108)$$

Para realizar el diseño se deben seguir las siguientes indicaciones:

Elegir la frecuencia de cruce deseada del lazo abierto total. Normalmente menor que la frecuencia de conmutación. Algunos diseñadores la toman del 25% de la frecuencia de conmutación. Aunque es muy variable, en otros casos se utiliza la décima parte de la frecuencia de conmutación.

Para las frecuencias medias  $\omega_z \ll \omega \ll \omega_p$ :

$$G_R(j\omega) \simeq - \frac{j\omega}{R_1 C_2 j\omega (\omega_p)} = - \frac{R_2}{R_1} \quad (2.109)$$

Se debe variar el valor de las dos resistencias en función de la frecuencia de cruce que se busca.

Una vez se han elegido los valores de las resistencias y la frecuencia de cruce se escoge el valor de margen de fase deseado, debería ser mayor de 45 para asegurar la estabilidad.

El ángulo de fase del amplificador de error compensado se calcula de la forma siguiente:

$$\theta_{comp} = -180^\circ + \tan^{-1}\left(\frac{\omega}{\omega_z}\right) - 90^\circ - \tan^{-1}\left(\frac{\omega}{\omega_p}\right) \quad (2.110)$$

El  $-180^\circ$  del miembro de la derecha se debe al signo negativo del amplificador inversor y el  $-90^\circ$  por el polo en el origen.

El método de la k consiste en hacer la siguiente asignación:

$$\omega_z = \frac{\omega_{co}}{k} \quad \omega_p = \omega_{co}k \quad (2.111)$$

Entonces para la frecuencia de cruce:

$$\theta_{comp} = -180^\circ + \tan^{-1}(k) - 90^\circ - \tan^{-1}\left(\frac{1}{k}\right) \quad (2.112)$$

Utilizando trigonometría:

$$\tan^{-1}(k) + \tan^{-1}\left(\frac{1}{k}\right) = 90^\circ \quad (2.113)$$

Sustituyendo las dos ecuaciones anteriores y despejando el factor k:

$$k = \tan\left(\frac{\theta_{comp}}{2}\right) \quad (2.114)$$

El valor de  $\theta_{comp}$  se obtiene al introducir el margen de fase que se busca en el ángulo de fase del circuito Buck:

$$\theta_{comp} = \theta_{MF} - \theta_{Buck} \quad (2.115)$$

Los condensadores se pueden calcular de la siguiente forma, expresiones obtenidas en la simplificación que se hizo al expresar el regulador en  $j\omega$ :

$$C_1 = \frac{k}{\omega_{co} R_2} \quad (2.116)$$

$$C_2 = \frac{1}{k \omega_{co} R_2} \quad (2.117)$$

### 2.5.5.3 Amplificador de error tipo 3

Algunas veces el compensador de tipo 2 no es capaz de dar el suficiente margen de fase para asegurar la estabilidad, sería deseable que éste superase 45. Se puede implementar un amplificador de tipo 3 añadiendo otro polo y cero, en la práctica se traducirá a una resistencia y condensador adicional en serie entre sí y en paralelo con la resistencia de entrada del amplificador operacional.

La forma del controlador a utilizar es la siguiente:

$$G_R(s) = \frac{\omega_i}{s} \frac{\left(1 + \frac{s}{\omega_{z1}}\right) \left(1 + \frac{s}{\omega_{z2}}\right)}{\left(1 + \frac{s}{\omega_{p1}}\right) \left(1 + \frac{s}{\omega_{p2}}\right)} \quad (2.118)$$

Se suelen utilizar dos métodos para diseñar este tipo de lazo de control. En el primero que se explicará cada polo y cero tiene su propio lugar en el espectro de frecuencias, en el otro se calcular haciendo que los dos ceros se sitúen a la misma frecuencia y que, por otro lado, los dos polos que no están en el origen tengan también la misma frecuencia.

### **El primer método se realiza de la siguiente manera:**

Para adaptar el controlador a nuestro circuito se deben seguir las siguientes indicaciones:

- La frecuencia de cruce de esta etapa se suele elegir una década por encima de la frecuencia de resonancia en la etapa de potencia, para que la frecuencia de la ganancia de lazo esté entre la quinta y la décima parte de la frecuencia de conmutación.

- Elegir el primer polo del compensador para que cancele el cero que aparece por la ESR del condensador.

- Seleccionar un polo de alta frecuencia para que atenúe el ruido de conmutación. Se recomienda que se coloque a la mitad de la frecuencia de conmutación.

- El primer cero que se coloca debe estar por debajo de la frecuencia de resonancia de la etapa de potencia, estabilizará más a cuanta menos frecuencia se coloque a costa de reducir la frecuencia de cruce.

- Buscar un margen de fase superior a  $50^\circ$ .

El anterior regulador se podría implementar de la siguiente forma:

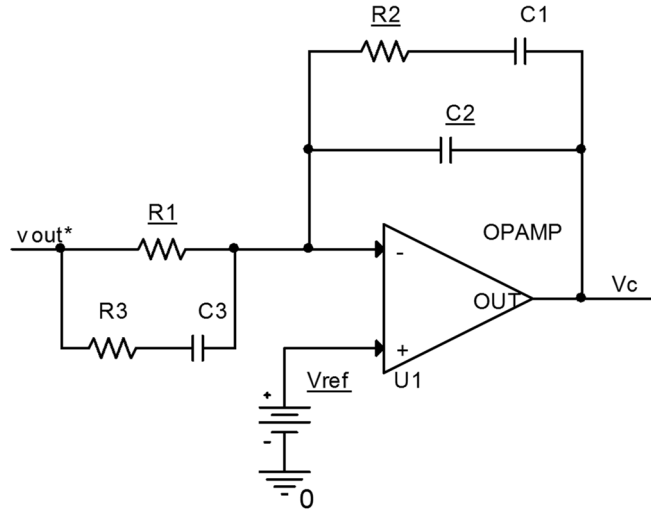


Figura 2.15 Amplificador de error tipo 3

Y la función de transferencia de este circuito es la siguiente:

$$G_R(s) = \frac{Z_2(s)}{Z_1(s)} = \frac{(1 + s(R_1 + R_3)C_3)(1 + sR_2C_1)}{(1 + sR_3C_3)(1 + sR_2\frac{C_2C_1}{C_2 + C_1})} \frac{1}{sR_1(C_2 + C_1)}$$

Suponiendo  $R_1 \gg R_3$  y  $C_1 \gg C_2$

$$Gr(s) = \frac{(1+sR_1C_3)(1+sR_2C_1)}{(1+sR_3C_3)(1+sR_2C_2)} \frac{1}{sR_1C_1} \quad (2.119)$$

Asimilando (2.119) con la ecuación (2.118):

$$\omega_i = \frac{1}{R_1C_1}; \quad \omega_{z1} = \frac{1}{R_2C_1}; \quad \omega_{p1} = \frac{1}{R_2C_2}; \quad \omega_{z2} = \frac{1}{R_1C_3}; \quad \omega_{p2} = \frac{1}{R_3C_3}$$

**El método 2 se hace de la siguiente forma:**

Teniendo en cuenta que el amplificador de error tiene la forma de la figura 2.15:

La función de transferencia es la siguiente

$$G_R(s) = -\frac{z_2}{z_1}$$

Donde  $z_2$  es  $(R_2 + \frac{1}{sC_1}) || \frac{1}{sC_2}$  y  $z_1 = R_1 || (R_3 + \frac{1}{sC_3})$

Asumiendo que  $C_2 \ll C_1$  y que  $R_3 \ll R_1$ :

$$G_R(s) = -\frac{\left(s + \frac{1}{C_1 R_2}\right)\left(s + \frac{1}{C_3 R_1}\right)}{R_3 C_2 s \left(s + \frac{1}{R_2 C_2}\right)\left(s + \frac{1}{R_3 C_3}\right)} \quad (2.120)$$

Pasándolo de  $s$  a  $j\omega$ :

$$G_R(j\omega) = -\frac{(j\omega + \omega_{z1})(j\omega + \omega_{z2})}{R_3 C_2 j\omega (j\omega + \omega_{p1})(j\omega + \omega_{p2})} \quad (2.121)$$

Fijando que los dos ceros y los dos polos estén a la misma frecuencia:

$$\omega_z = \omega_{z1} = \omega_{z2}$$

$$\omega_p = \omega_{p1} = \omega_{p2}$$

En este método se debe hacer la siguiente asignación:

$$\omega_z = \frac{\omega_{co}}{\sqrt{k}} \quad (1.122)$$

$$\omega_p = \sqrt{k}\omega_{co} \quad (1.123)$$

La función del regulador para la frecuencia seleccionada de cruce será:

$$G_R(j\omega_{co}) = -\frac{(j\omega_{co} + \omega_z)^2}{R_3 C_2 j\omega_{co} (j\omega_{co} + \omega_p)^2} \quad (1.124)$$

$$\theta_{comp} = -270 + 2\tan^{-1}\left(\frac{\omega_{co}}{\omega_z}\right) - 2\tan^{-1}\left(\frac{\omega_{co}}{\omega_p}\right) \quad (1.125)$$

Utilizando trigonometría:

$$\tan^{-1}(x) + \tan^{-1}\left(\frac{1}{x}\right) = 90^\circ \quad (1.126)$$

Se llega a que:

$$k = \tan\left(\frac{\theta_{comp} + 90}{4}\right)^2 \quad (1.127)$$

El ángulo de fase del compensador será la diferencia del margen de fase que se busca con el resto del sistema (Planta, divisor de tensión y PWM):

$$\theta_{comp} = \theta_{MF} - \theta_{buck} \quad (1.128)$$

A la frecuencia de cruce:

$$G_R(j\omega_{co}) = -\frac{(j\omega_{co} + \omega_z)^2}{R_3 C_2 j\omega_{co} (j\omega_{co} + \omega_p)^2} \simeq -\frac{(j\omega_{co})^2}{R_3 C_2 j\omega_{co} (\omega_p)^2} = -\frac{j\omega_{co}}{R_3 C_2 (\omega_p)^2} \quad (2.129)$$

$$\omega_z = \frac{1}{C_1 R_2} = \frac{1}{C_3 R_1}$$

$$\omega_p = \frac{1}{R_2 C_2} = \frac{1}{R_3 C_3}$$

Sustituyendo  $\omega_{co}$  y  $\omega_p$  de las ecuaciones anteriores se llega a:

$$G_R(j\omega_{co}) = -\frac{j\sqrt{k}R_2}{R_1} \quad (2.130)$$

De donde haciendo el modulo se obtiene el valor de  $R_2$  al introducir un  $R_1$  inicial.

### 2.5.6 Estabilidad

Para realizar nuestro diseño es esencial saber si el sistema que se está diseñando es estable y además saber cuál es el margen existente de estabilidad antes de alcanzar la inestabilidad.

Hay diversos criterios para comprobar la estabilidad de los sistemas. Algunos de ellos son el criterio de Bode o el de Routh-Hürwitz. Para este tipo de topologías lo

más usual es utilizar el criterio de Bode, ya que interesa comprobar el comportamiento en las distintas frecuencias. Se puede leer al respecto de estos sistemas de análisis de estabilidad en [9].

Al realizar el diseño se debe decidir qué Margen de Fase se desea tener en nuestro sistema y qué frecuencia de cruce es para la que se va a diseñar. Normalmente se suele dejar un margen de fase mínimo de entre 45 o 50, ya que si es menor las conmutaciones o la no idealidad de los componentes podrían llevarnos a la inestabilidad. Un mayor margen de fase beneficia al diseño en cuanto a estabilidad pero también hace que éste sea más lento.

Otro parámetro que se escoge junto al Margen de Fase para diseñar el sistema es la frecuencia de cruce de la magnitud en 0dB. La frecuencia de cruce se suele elegir una década por encima de la frecuencia de resonancia en la etapa de potencia, para que la frecuencia de cruce de la ganancia de lazo esté entre la quinta y la décima parte de la frecuencia de conmutación. Escoger una frecuencia de cruce de magnitud en 0 más baja hará que nuestro ancho de banda sea menor y nuestro tiempo de asentamiento sea mayor. Un ancho de banda menor es interesante en caso de que el ruido vaya a estar muy presente en nuestro sistema. En cambio si se escoge una frecuencia de cruce de magnitud mayor influirá en un mayor ancho de banda y un tiempo de asentamiento menor, lo que lo hará más rápido pero más susceptible al ruido.

## 2.6 Discusión del CI seleccionado

El circuito convertidor que se diseñará será un convertidor reductor (Buck) que convierta un nivel de tensión continua de entrada de 15V a la tensión de salida de 6V para alimentar una carga de  $10\Omega$ .

Para dar solución a esta situación expuesta se realizó una investigación entre un amplio abanico de convertidores. Tras una búsqueda entre distintos componentes tomando como criterio que pudiesen trabajar a los niveles de tensiones y corrientes fijados de entrada y salida se encontraron distintos modelos, de los cuales se resaltarán el motivo de rechazo o aceptación de algunos de ellos:

El LMZ14203 es uno de los circuitos con mayor eficiencia actuales, superior al 90%. Se descartó porque posee elementos de la planta que se quiere diseñar ya integrados. Para la utilidad didáctica que se pretende conseguir, se necesita que se tenga libertad tanto a la hora de diseño, como de análisis de los distintos componentes en laboratorio. A continuación se muestra un diagrama del circuito:

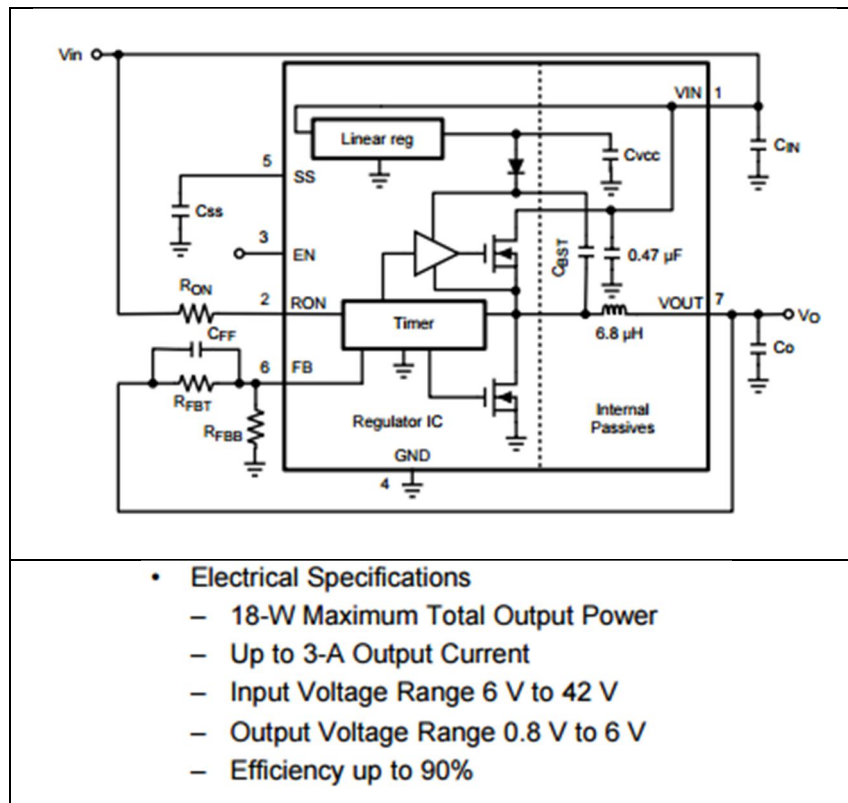


Figura 2.16 Diagrama de LMZ14203

Otro circuito integrado de convertidor descartado es el TPS5420-Q1. Aunque a diferencia del anterior CI permite libertad de diseño y estudio en la planta o etapa de potencia, no sucede lo mismo en la etapa de amplificación de error. Por este motivo este circuito integrado es desechado de nuestras opciones, ya que tener integrada la etapa de amplificación de error haría más difícil la comprensión de la etapa de control. A continuación se muestra un diagrama de dicho convertidor:

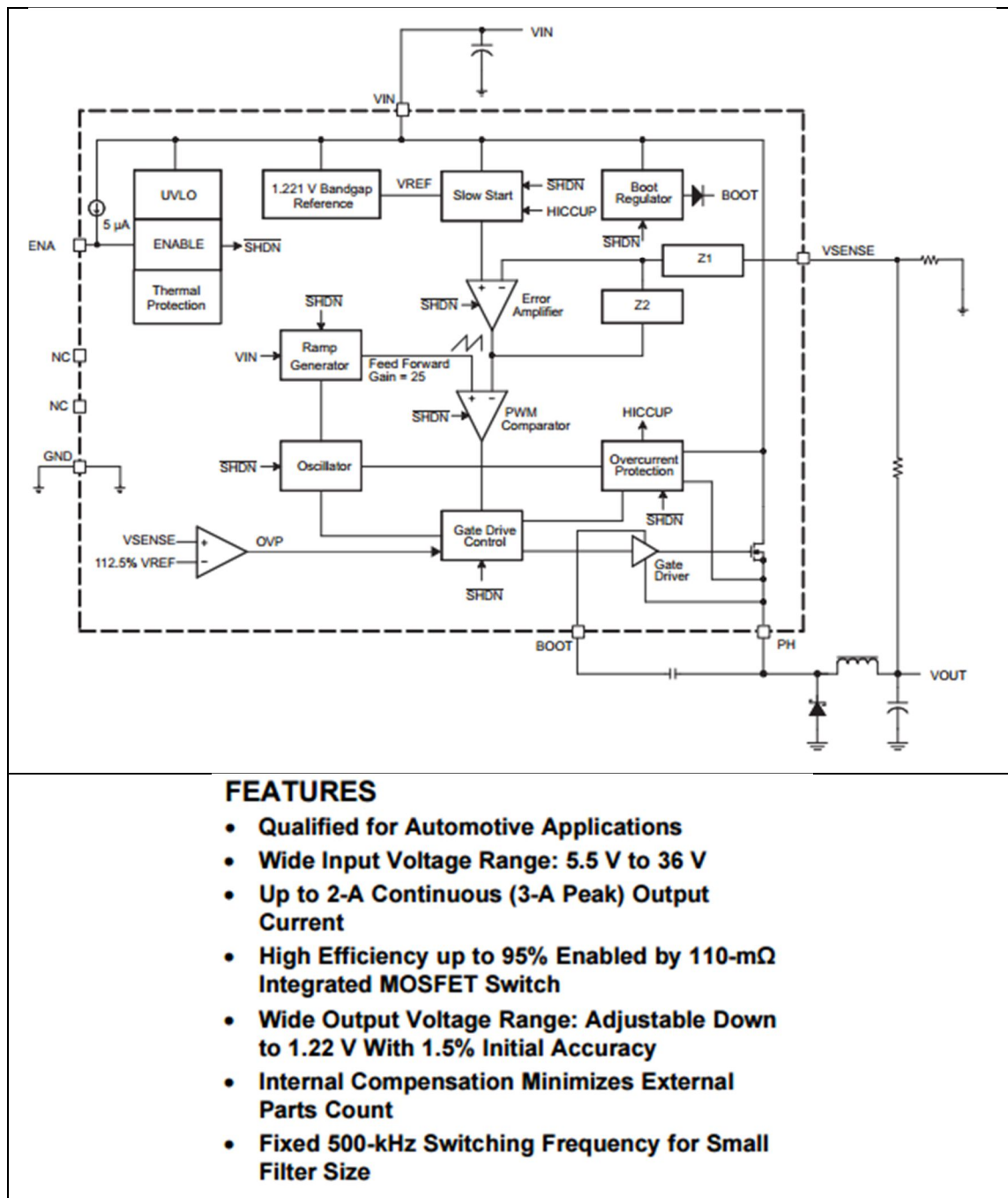


Figura 2.17 Diagrama de TPS5420-Q1

Otro de los circuitos integrados desechados más destacable es el LMR14020. Presentaba, al igual que los anteriores, la capacidad de conversión a los niveles de tensiones y corrientes exigidos. En este caso se descarta porque a pesar de tener frecuencia ajustable, su margen de trabajo es de niveles altos siendo la mínima frecuencia de 200Khz. Dado que se utilizará para trabajar sobre placa board en el laboratorio se descarta como opción, ya que utilizar frecuencias tan altas expone el circuito a altos niveles de ruido entorpeciendo el análisis de las ondas.

Tras analizar diversas opciones se aumenta la restricción de los criterios de búsqueda a los siguientes puntos:

- Satisfacción de nuestros niveles de tensión y corriente.
- Libertad de diseño y análisis en planta y amplificador de error.
- Arquitectura DIP para montaje sencillo en placa board.
- Posibilidad de trabajar a una frecuencia de 50KHz.

Se llega así al circuito integrado LM78S40 que satisface todas las premisas exigidas. Este circuito integrado puede ser también utilizado como convertidor elevador de tensión, por lo que el mismo circuito integrado se podría utilizar para la compresión de otros circuitos distintos del reductor que se va a utilizar.

Además permite limitar la corriente de salida para que en caso de error o mal diseño haya una mayor seguridad. La tensión rampa la genera el circuito integrado, por lo que no es necesario añadir una señal rampa externa. Se puede modificar mediante la utilización de un condensador.

A continuación se puede ver el diagrama del convertidor escogido LM78S40:

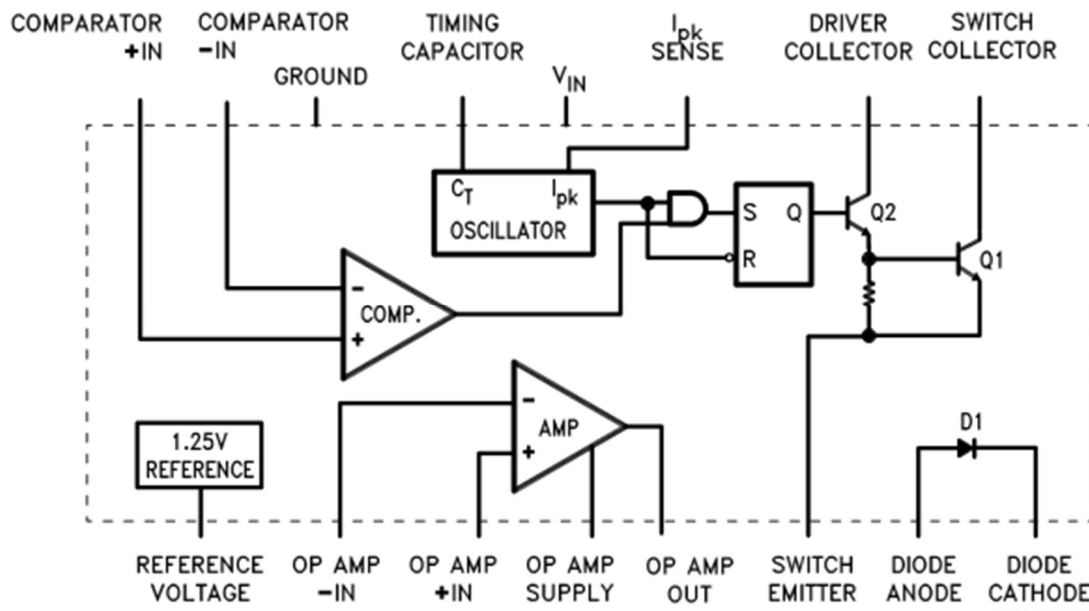


Figura 2.18 Diagrama de LM78S40

Para ver una descripción pormenorizada del convertidor escogido leer Anexo 3.

## 2.7 Ensayos realizados durante el desarrollo del proyecto

Una vez se dimensionados los componentes que se utilizarán para el desarrollo del circuito reductor de tensión realimentado se realizaron dos ensayos:

- Simulación mediante el programa Orcad PSpice
- Medidas en laboratorio del montaje práctico del circuito.

En primer lugar se procedió a simular los distintos diseños, llegando a la conclusión de que es a partir del amplificador de error tipo 2, inclusive éste, donde se encuentra la respuesta deseada. Tras la etapa de simulación se llegó a la conclusión de que la mejor respuesta era la del amplificador de error tipo 3 y, en concreto, el segundo diseño que se hizo. Por ello se simuló el impacto en este montaje concreto, el cual se iba a montar en laboratorio, de una resistencia de salida cambiada por otra superior, de  $10\Omega$  a  $33\Omega$ , donde se comprobaba que entraba en corriente por la bobina no permanente, con cruces en cero. Para comprobar con más detalle las simulaciones ver el Anexo número 2. El montaje de simulación es el siguiente:

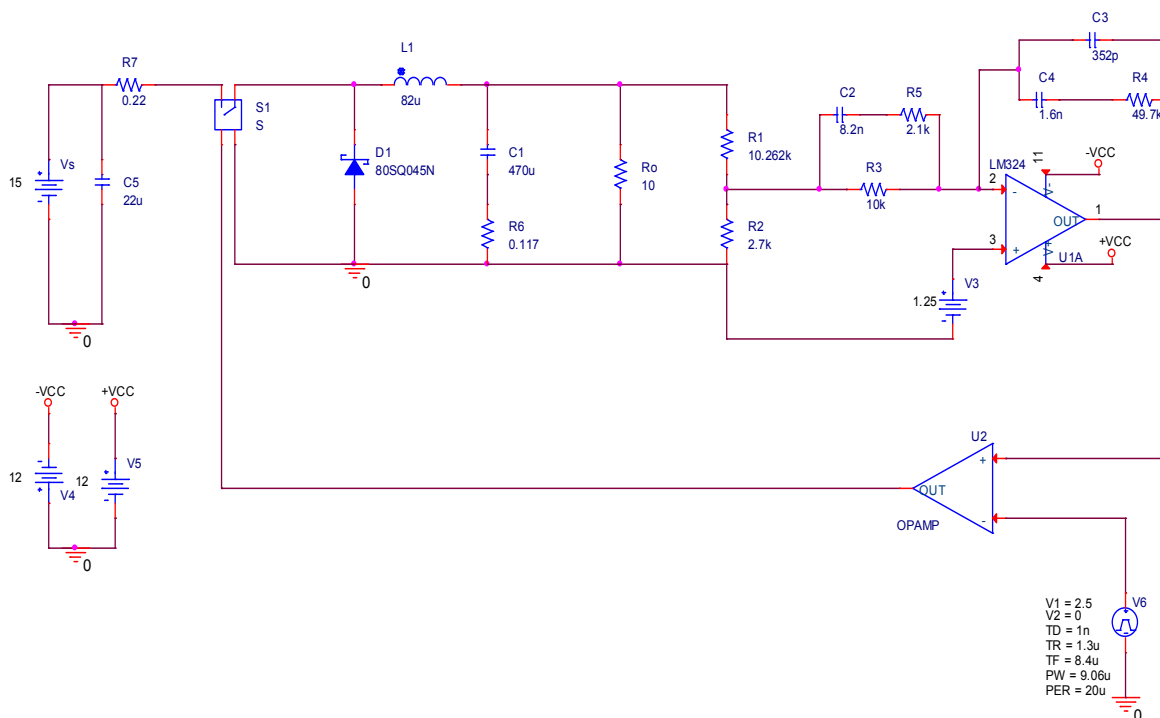


Figura 2.19 Circuito de simulación de circuito buck con realimentación tipo 3

En segundo lugar se adquirieron los materiales y se montó dicho circuito. Para comprobar el correcto funcionamiento se utilizaron un osciloscopio y una fuente de tensión continua. Para comprobar con más detalle el montaje práctico leer el Anexo número 4. El montaje de laboratorio es el siguiente:

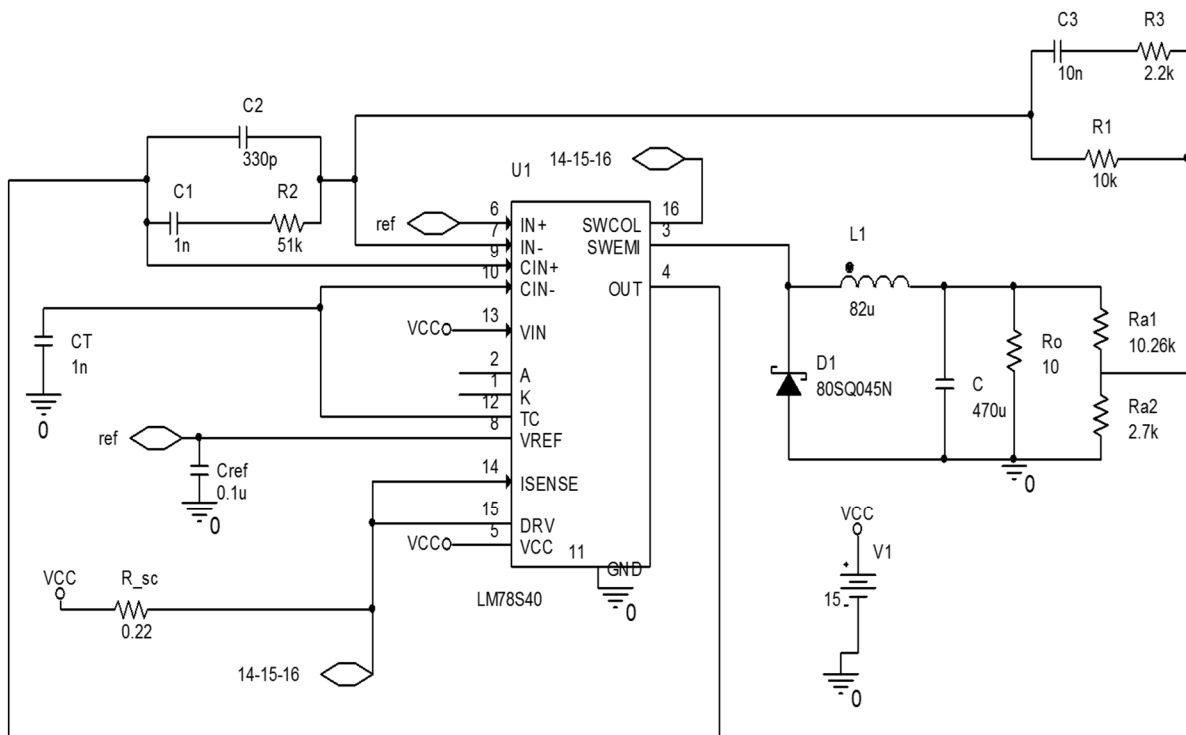


Figura 2.20 Circuito de montaje de circuito buck con realimentación tipo 3

A continuación se muestra que la tensión de salida y el funcionamiento del circuito se asemeja al calculado tanto en simulación como en montaje práctico. En la siguiente captura se puede ver la respuesta de tensión de salida y tensión media de salida (AVG) simulada para una entrada de 15V:

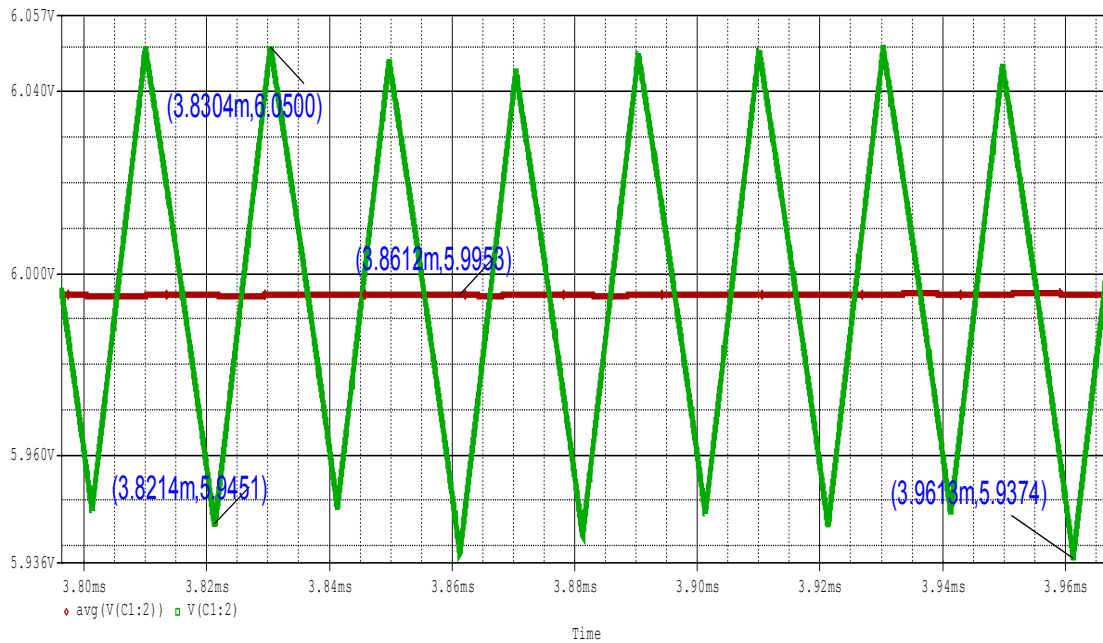


Figura 2.21 Simulación: Tensión de salida para Buck en realimentación utilizado

|             |              |
|-------------|--------------|
| $V_o$ media | $\Delta V_o$ |
| 6V          | 0,11V        |

La tensión de salida es de 6V, como se ha sido diseñada. El rizado de salida es de  $\Delta V_o = 0,11V$  que corresponde a un rizado del 1,83%, valor que está dentro de nuestro margen de exigencia.

Se procede a comparar con la respuesta del montaje realizado de forma práctica, donde la señal del segundo canal es la salida a una entrada continua de 15V que se puede encontrar en el canal 1 del osciloscopio frente al canal 2 que presenta la tensión de salida:

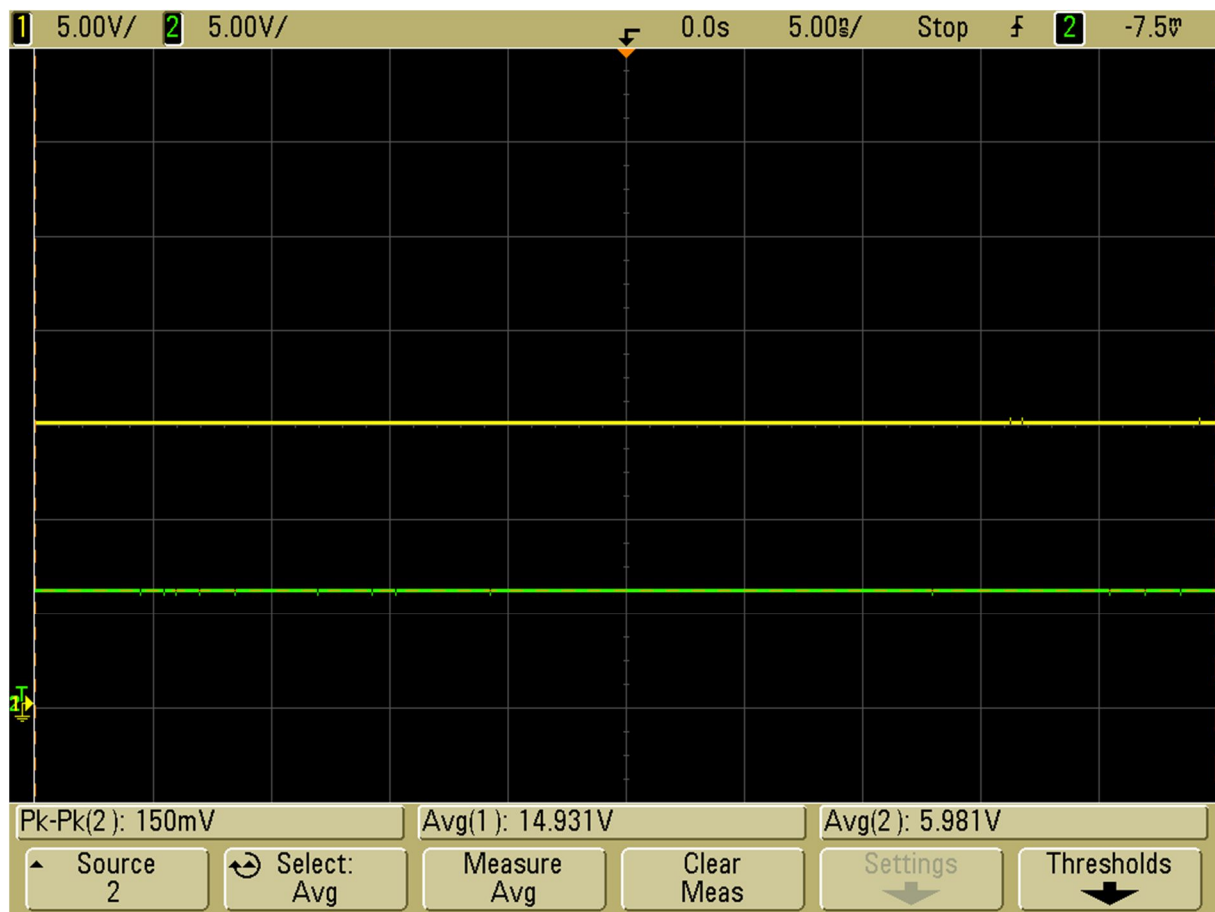


Figura 2.22 Tensión de salida y entrada en montaje práctico

| $V_o$ | $\Delta V_o$ |
|-------|--------------|
| 5,98V | 0,15V        |

La tensión de salida es de 5,98V, un valor similar a los 6V para los que se diseña. El rizado de salida será de  $\Delta V_o = 0,15V$  que corresponde a un rizado del 2,5%. La variación se debe a que la entrada no es una señal continua perfecta y el ruido.

|                              | Calculado | Simulación | Montaje |
|------------------------------|-----------|------------|---------|
| $V_o$                        | 6V        | 6V         | 5,98V   |
| $(\frac{\Delta V_o}{V_o})\%$ | 2%        | 1,83%      | 2,5%    |

Una vez comprobados los valores de tensión de salida se mostrará que ciertamente el circuito funciona en corriente permanente como se diseñó:

Corriente media en la bobina (AVG) y sus fluctuaciones según la simulación:

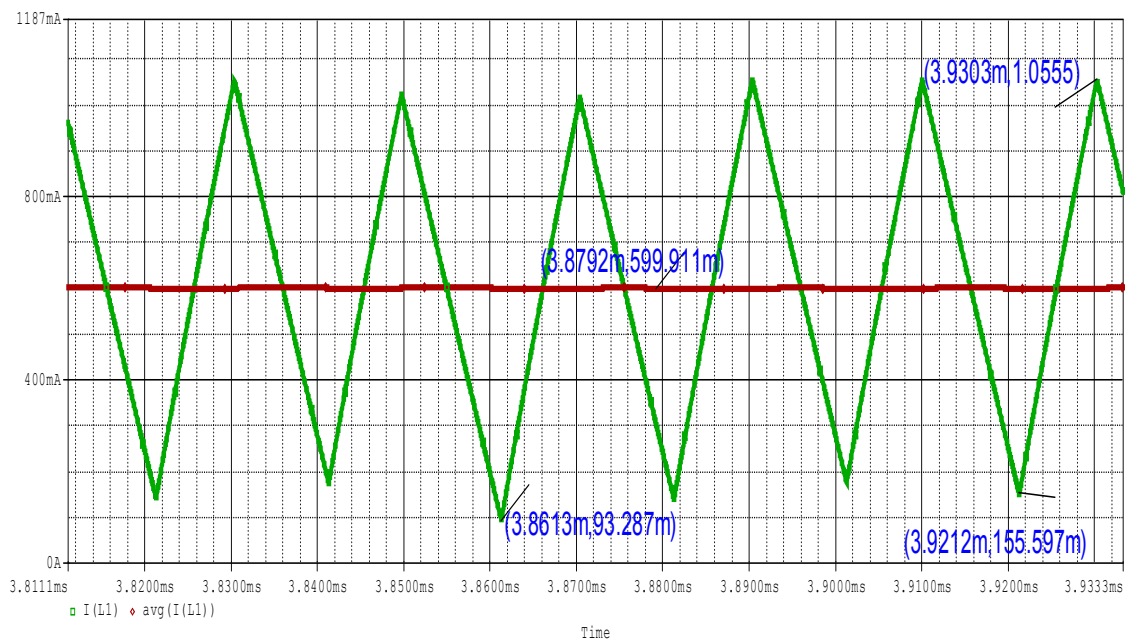


Figura 2.23 Simulación: Corriente en la bobina para Buck realimentado utilizado

| $I_L$ media | $\Delta I_L$ | Corriente permantente |
|-------------|--------------|-----------------------|
| 0,6 A       | 0,97 A       | Sí                    |

La corriente media en la bobina y sus fluctuaciones según el montaje se mide introduciendo una resistencia de 0,5 ohmios en serie con ella, que aunque variará el funcionamiento levemente servirá para ver la forma de onda:

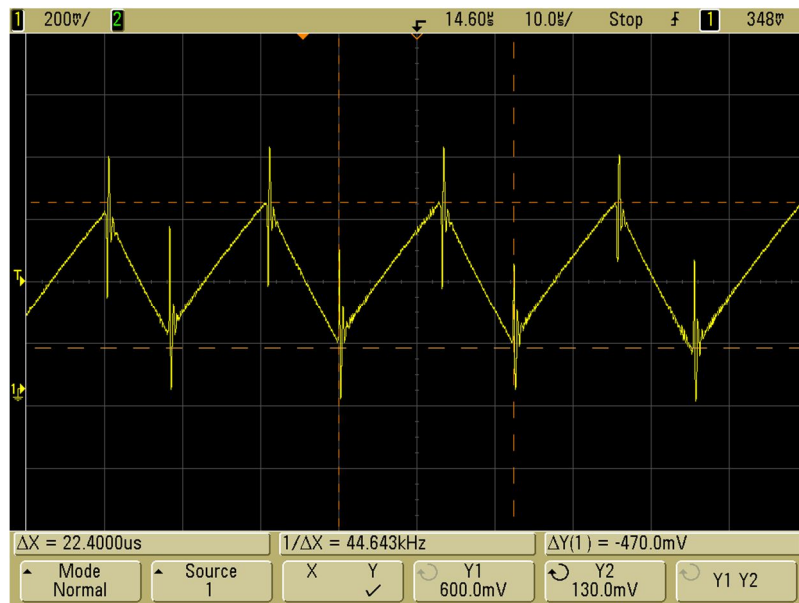


Figura 2.24 Corriente en la bobina para montaje práctico

La corriente media será, aplicando la ley de ohm con la resistencia utilizada para medir la corriente en el osciloscopio:  $I_L = \frac{0,37}{0,5} = 0,74A$ , esta variación se debe a la influencia de la misma resistencia que se utiliza para medir, que desviará el circuito del punto linealizado, además de la resistencia interna que posee la inductancia o la influencia de los picos de conmutación en la media calculada por el osciloscopio. Para medir la corriente máxima y mínima en la bobina se utilizarán los cursores y se aplicará la Ley de Ohm:

$$I_{Lmax} = \frac{0,6}{0,5} = 1,2A$$

$$I_{Lmin} = \frac{0,13}{0,5} = 0,26A$$

El rizado de la corriente en la bobina será de  $\Delta I_L = 0,94 A$

| $I_L$ media | $\Delta I_L$ | Corriente permantente |
|-------------|--------------|-----------------------|
| 0,74 A      | 0,94 A       | Sí                    |

Comparando los cálculos y los ensayos:

|                      | Calculado | Simulación | Montaje |
|----------------------|-----------|------------|---------|
| $I_L$ media          | 0,6A      | 0,6A       | 0,74A   |
| $I_L$ max            | 1A        | 1,06A      | 1,2A    |
| $I_L$ min            | 0,2A      | 0,16A      | 0,26A   |
| $\Delta I_L$         | 0,8 A     | 0,97 A     | 0,94 A  |
| Corriente permanente | Sí        | Sí         | Sí      |

## 2.8 Utilización de aplicación didáctica

Este proyecto también contiene una aplicación diseñada para el estudio de los convertidores reductores realimentados. Consiste en un GUI de Matlab al cual se le introducen unos parámetros y éste dimensiona los componentes que se deben utilizar mostrando a la vez la respuesta en frecuencia de la planta, amplificador de error y la del lazo completo.

El interfaz de ésta es el siguiente:

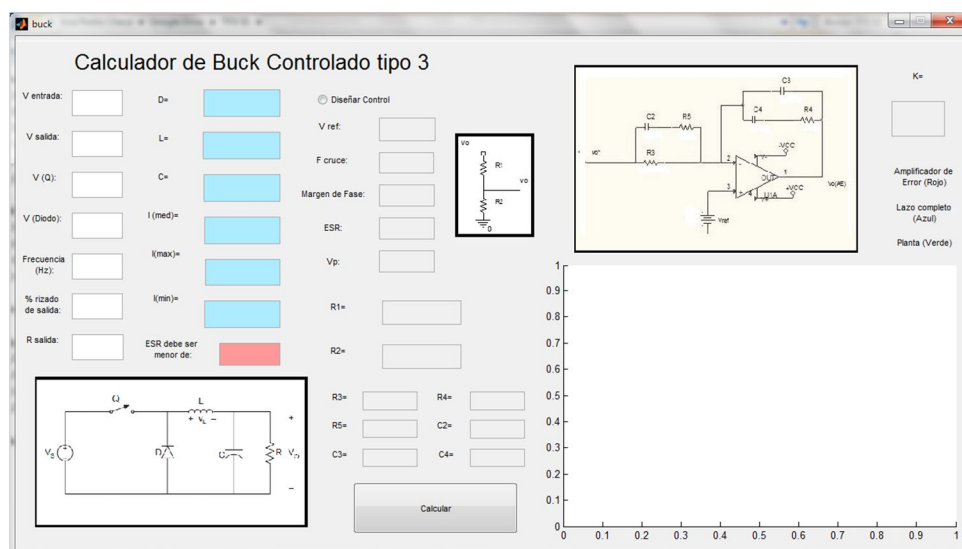


Figura 2.25 Interfaz de aplicación realizada

A continuación se muestra un ejemplo donde se introducen unos valores y la aplicación dimensiona los componentes y grafica las funciones de transferencia. El

ejemplo es el mismo que el del Anexo 5 de utilización de la práctica didáctica, donde se puede encontrar más información sobre esta aplicación.

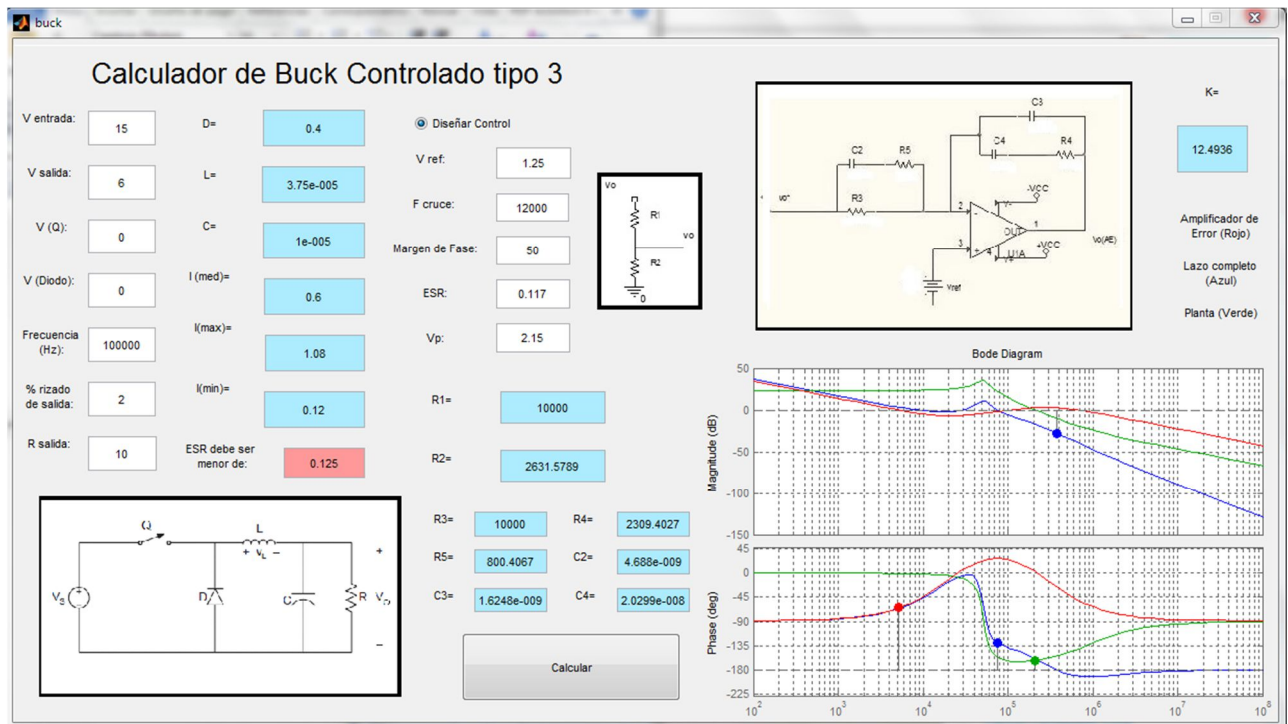


Figura 2.26 Interfaz de aplicación con ejemplo

## 2.9 Diseño de PCB

Aunque se recomienda que la práctica diseñada sea ejecutada sobre placa board para poder intervenir fácilmente sobre el circuito y cambiar componentes para verlo funcionar en corriente permanente y no permanente, o poder añadir resistencias en serie con la bobina u otro componente con la finalidad de poder ver la forma de onda de la corriente, se ha diseñado también el circuito utilizado sobre PCB.

El programa utilizado para el diseño de la PCB es PCB Editor, que viene dentro del paquete de Orcad PSPice. Se pueden comprobar en el Documento 5 los distintos planos de la PCB. El área de la placa será de 7,112 x 7,112 cm (2800x2800 mils). El ancho de las pistas es de 0,06 cm (25 mils) para que la corriente pueda fluir sin problemas.

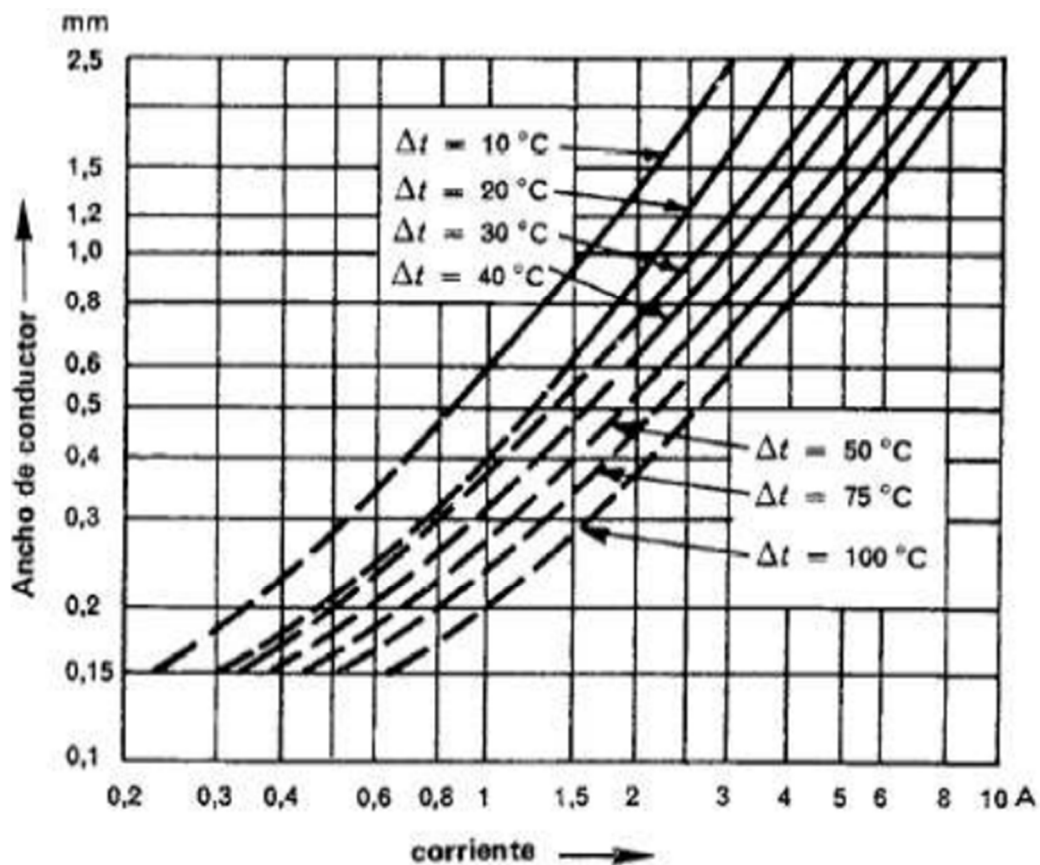


Figura 2.27 Ancho del conductor frente a corriente

El motivo de que se trabaje en mils en vez de en mm es que para los diseños de PCBs está más extendida esta forma de afrontarlas. Además es más fácil trabajar en mils para este tipo de diseños porque por convenio la distancia entre cada cavidad con la de al lado de una placa board es 100 mils, 2,5 mm. Y por tanto también la distancia de cada patilla con la siguiente de cada lado del circuito integrado será de 100 mils. Como es evidente resulta más rápido hacer operaciones entre unidades seguidas de ceros y por ello será la forma de medida que se utilizará.

El resultado de la placa PCB se puede ver a continuación:

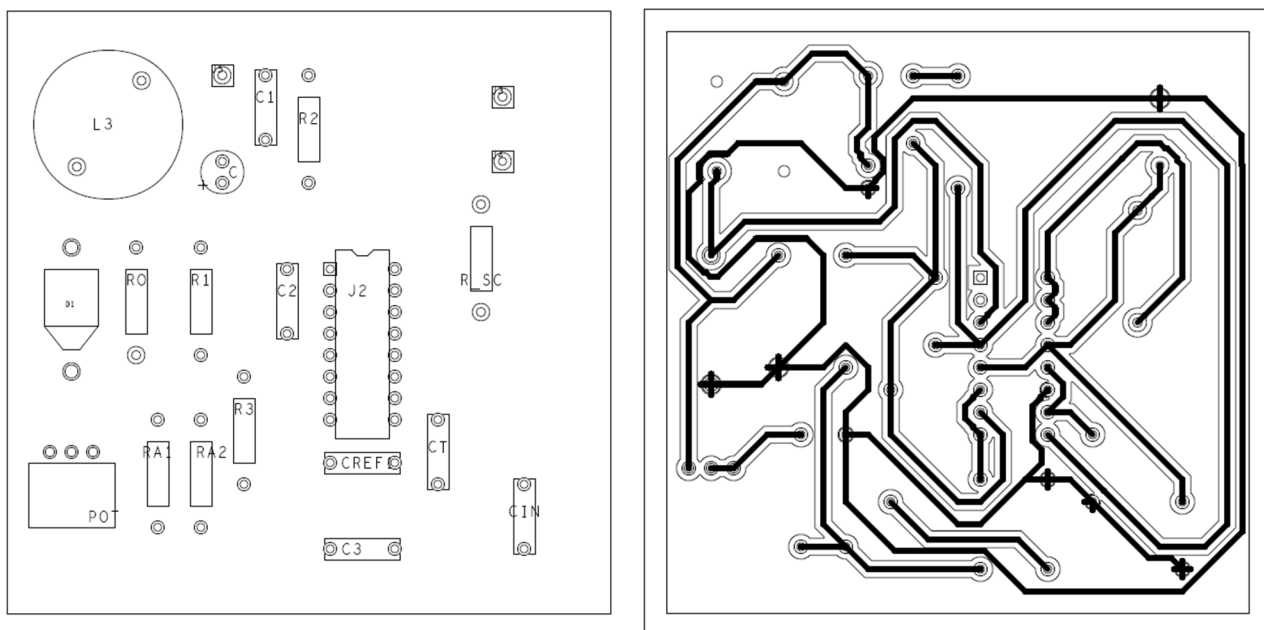


Figura 2.28 PCB de circuito reductor controlado

## DOCUMENTO 3: ANEXOS

## ANEXO 1: MEMORIA DE CÁLCULOS

## Anexo 1: Memoria de cálculos

### 3.1.1 Cálculo de etapa de Potencia mediante la utilización del CI

El circuito convertidor que se diseñará será un convertidor reductor (Buck) que convierte un nivel de tensión continua de entrada de 15V a la tensión de salida de 6V para alimentar una carga de 10Ω. La frecuencia que se va a utilizar es de 50kHz. El rizado para el que se diseñará a la salida será del 2%.

La arquitectura del circuito Buck es la siguiente:

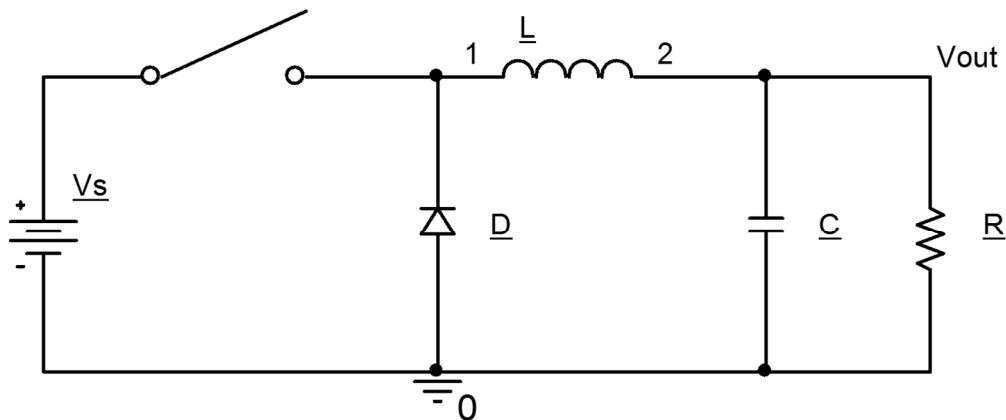


Figura 3.0 Circuito Buck

El primer paso para nuestro diseño es conocer qué especificaciones se quieren cumplir. Para este caso serán las siguientes:

| $V_s$ | $V_0$ | $R_0$ | F     | $\left(\frac{\Delta V_0}{V_0}\right) \cdot 100\%$ |
|-------|-------|-------|-------|---------------------------------------------------|
| 15V   | 6V    | 10Ω   | 50kHz | 2%                                                |

El diagrama de bloques es el siguiente:

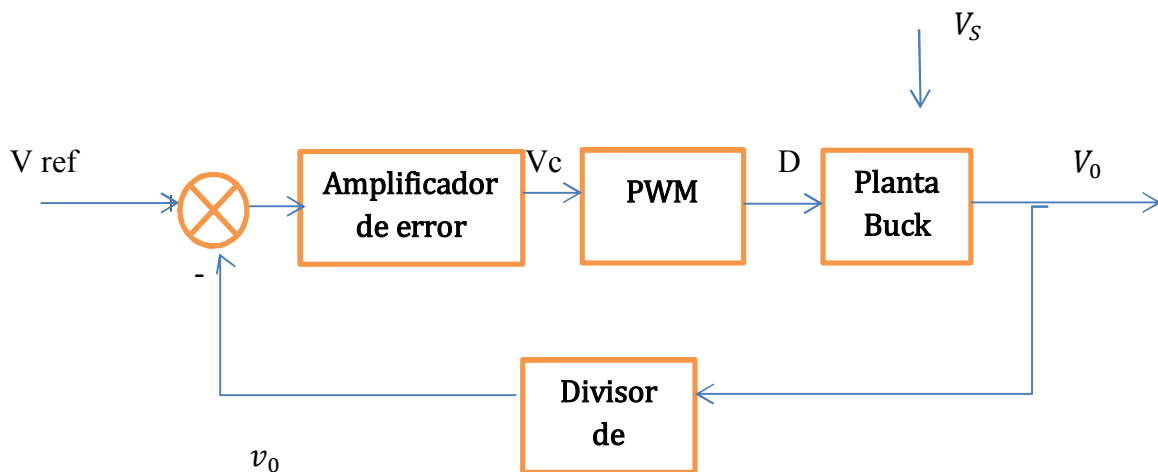


Figura 3.1 Diagrama de bloques del sistema convertidor

En este caso se ha decidido utilizar el CI LM78S40, justificado en el punto (2.5) del documento 2 (Memoria descriptiva) y con características desglosadas en el Anexo número 3 de selección de materiales.

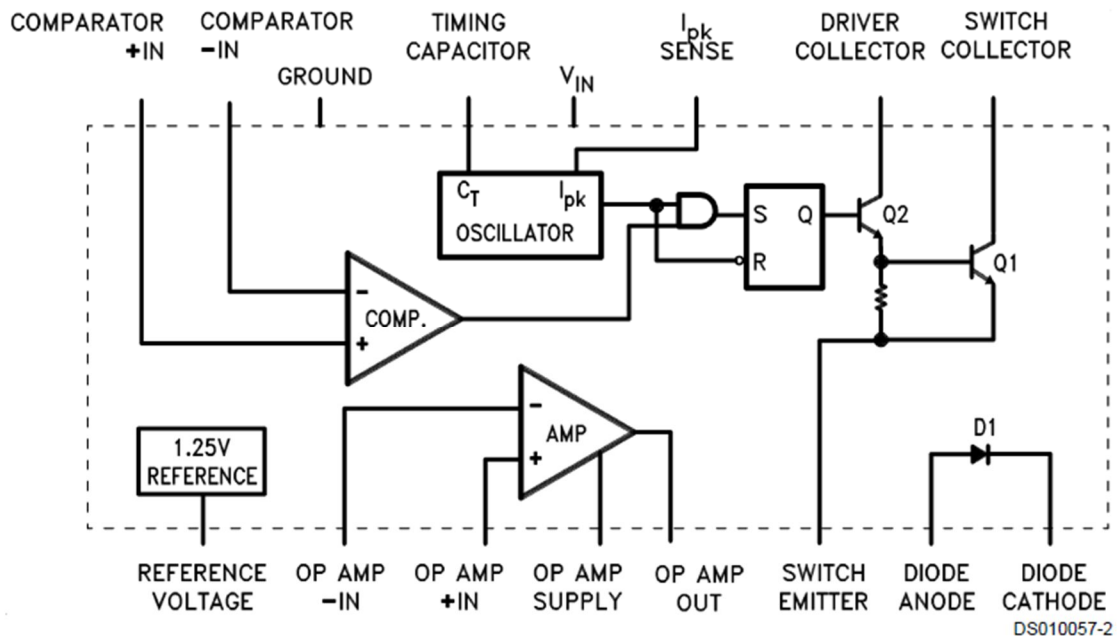


Figura 3.2 Contenido de LM78S40

La elección de la frecuencia de conmutación es importante, ya que hay que tener en cuenta que cuanto mayor sea la frecuencia de conmutación menor tamaño de condensador e inductancia se necesitará para producir nuestra tensión continua. Si se aumenta demasiado se encontrará que se incrementan las pérdidas de potencia en los interruptores, la ESR del condensador se hace más importante y se percibirá un mayor calentamiento. Se suele utilizar una frecuencia superior a 20kHz para evitar el ruido de audio, en la actualidad se pueden encontrar circuitos integrados capaces de funcionar a MHz. Como se especificó con anterioridad, el circuito integrado funcionará a 50Khz.

Otra decisión que se debe tomar es qué componente utilizar como conmutador principal. Se debe tener en cuenta que los MOSFET tienen la ventaja de conmutar generalmente más rápido que los BJT, lo que hace que las pérdidas de conmutación sean típicamente menores. La resistencia en modo saturación suele ser menor en el caso de los transistores BJT por lo que suele tener menos pérdidas en saturación. En el presente caso se utilizará el conmutador interno del circuito integrado. Se utilizará también un diodo 80SQ045N externo como recomienda el fabricante en la hoja de características para intensidades superiores a 200mA.

| CI      | Diodo    | F     |
|---------|----------|-------|
| LM78S40 | 80SQ045N | 50kHz |

### **Cálculo de la planta**

Los documentos del CI (LM78S40) indican que la tensión de saturación del primer conmutador integrado es de  $V_{Q1} = 1,1V$ . En el caso del diodo modelo 80SQ045N, la tensión de codo indicada es de  $V_D = 0,55 V$ .

En primer lugar se procede a calcular el ciclo de trabajo (Parte del periodo en que la señal está a nivel alto. Se suele expresar con la letra D, de Duty Cycle, por su nombre en inglés. Este valor está comprendido entre 0 y 1).

$$D = \frac{V_0 + V_D}{V_S - V_Q + V_D} = 0,453$$

La corriente media en la carga de salida se calcula utilizando la Ley de Ohm:

$$I_R = \frac{V_0}{R_0} = 0,6A$$

La inductancia mínima que debe tener la bobina del filtro LC:

$$L_{\min} = \frac{(1 - D)R}{2f} = 54,7\mu H$$

El valor del inductor debe ser mayor que el mínimo calculado para asegurar que existe un funcionamiento correcto en corriente continuada. En este caso se sobredimensionará un 25% y se tomará el valor de inductancia comercial directamente superior:

$$L = 1,25 * L_{\min} = 68,4\mu H \rightarrow 82\mu H$$

El rizado de salida máximo permitido para la tensión de salida es del 2%, lo que equivale en tensión a un incremento de:

$$\Delta V_0 = 6 \cdot 0,02 = 0,12V$$

La corriente en la bobina fluctuará en el caso calculado  $\Delta I_L$  y sus valores máximos y mínimos se presentan a continuación:

$$\Delta I_L = \frac{V_0}{fL} (1 - D) = 0,8A$$

$$I_{LMAX} = I_R + \frac{\Delta I_L}{2} = 1A$$

$$I_{LMIN} = I_R - \frac{\Delta I_L}{2} = 0,2A$$

Para facilitar el cálculo se podría tomar como ideal el condensador del filtro LC, aunque no es aconsejable ya que la ESR afecta en gran medida y hará que el rizado que se desea en la salida se incremente. Tener en cuenta la ESR hace que el valor que se debe utilizar para el condensador sea bastante mayor. Para dimensionar un condensador teniendo en cuenta el efecto de ESR hay que hacer lo siguiente:

$$\Delta V_{0C} < \Delta V_{0capacidad} + \Delta V_{0ESR}$$

En la anterior ecuación se está suponiendo que el rizado de salida será menor que la suma del rizado debido a la capacitancia y a la de la ESR.

$$\Delta V_{0C} < \frac{V_0(1 - D)}{8 L C f^2} + \Delta I_L * r_c$$

Si se busca en los documentos técnicos se encuentra una tabla como la siguiente. Comprobando distintos valores para escoger condensador para ver cuál cumple nuestras especificaciones:

| W.V.<br>(V) | Cap.<br>(±20 %)<br>(μF) | Case size    |                | Specificatio                                               |                                                |
|-------------|-------------------------|--------------|----------------|------------------------------------------------------------|------------------------------------------------|
|             |                         | Dia.<br>(mm) | Length<br>(mm) | Ripple<br>Current<br>(100 kHz)<br>(+105 °C)<br>(mA r.m.s.) | Imped-<br>ance<br>(100 kHz)<br>(+20 °C)<br>(Ω) |
|             | 22                      | 4            | 7              | 65                                                         | 2.000                                          |
|             | 39                      | 5            | 7              | 120                                                        | 0.950                                          |
|             | 82                      | 5            | 11             | 175                                                        | 0.800                                          |
|             |                         | 6.3          | 7              | 200                                                        | 0.450                                          |
|             | 100                     | 5            | 11             | 175                                                        | 0.800                                          |
|             | 150                     | 6.3          | 11.2           | 290                                                        | 0.350                                          |
|             | 180                     | 6.3          | 11.2           | 290                                                        | 0.350                                          |
|             | 220                     | 6.3          | 11.2           | 290                                                        | 0.350                                          |
|             | 330                     | 8            | 11.5           | 555                                                        | 0.117                                          |
|             | 390                     | 8            | 11.5           | 555                                                        | 0.117                                          |
|             | 470                     | 8            | 11.5           | 555                                                        | 0.117                                          |
|             | 560                     | 10           | 12.5           | 755                                                        | 0.090                                          |

Figura 3.3 Características de condensadores

Para 470μF se encuentra que se cumplen las especificaciones de un rizado menor a 0,12V en la salida.

Se debe comprobar la ESR máxima permitida para el correcto funcionamiento:

$$\frac{\Delta V_0}{\Delta I_L} = 0,15\Omega$$

En el caso de no cumplir esta condición lo que se puede hacer es buscar un condensador de mayor capacidad y que así disminuya la ESR. Otra opción que se podría tomar, y que muchos diseñadores utilizan, es introducir un condensador en paralelo con el que se utilizar en el filtro LC de distintas tecnologías y capacidades.

Tabla resumen de componentes de etapa de potencia calculados:

| $r_c$         | $C$        | $L$       | $V_Q$  | $V_D$   | $V_s$ | $f$     | $V_o$ |
|---------------|------------|-----------|--------|---------|-------|---------|-------|
| $0,117\Omega$ | $470\mu F$ | $82\mu H$ | $1,1V$ | $0,55V$ | $15V$ | $50kHz$ | $6V$  |

La eficiencia teórica de este circuito se calcula de la siguiente forma:

$$n = \frac{(V_s - V_Q + V_D)}{V_s} * \frac{V_o}{(V_o + V_D)} = 88\%$$

Se necesitarán otros componentes para el correcto funcionamiento del circuito integrado:

- El circuito integrado necesita un condensador de  $0,1 \mu F$  para la referencia de  $1,25V$ .
- Para controlar la corriente y limitarla es necesario calcular  $R_{sc}$ , que como dice el fabricante se hace así:

Como la corriente que se desea a la salida es de  $0,6A$ , se limitará a  $I_{o MAX} = 0,75A$ .

$$R_{sc} = \frac{0,33}{2 * I_{o MAX}} = 0,22\Omega$$

- Condensador para la señal rampa. El fabricante muestra un gráfico a una tensión de entrada y temperatura determinado; tras realizar un estudio al circuito integrado en el laboratorio se comprueba que para obtener la señal rampa deseada es necesario un condensador de  $1nF$ .

Se debe calcular la potencia que cae en los componentes para comprobar si existirá un correcto funcionamiento:

Potencia en la resistencia de salida:

$$P_{R_0} = V_0 \cdot I_0 = 3,6W$$

Por el diodo externo que se utiliza sólo fluye corriente cuando el conmutador principal está abierto por lo tanto:

$$P_D = (1 - D) \cdot V_D \cdot I_0 = (1 - 0,453) \cdot 0,55 \cdot 0,6 = 0,18W$$

Se puede calcular la temperatura de unión aproximada que habrá utilizando la resistencia unión ambiente que ofrece el datasheet:

$$T_j = P_D R_{ja} + T_{amb} = 0,18 \cdot 50 + 25^\circ C = 34^\circ C$$

La potencia en el circuito integrado será la suministrada menos la de salida y la del diodo:

$$P_s = P_{CI} + P_D + P_{R_0} \rightarrow P_{CI} = V_s D I_0 - P_D - P_{R_0}$$

$$P_{CI} = 0,3W$$

Se puede calcular la temperatura de unión aproximada que habrá en el CI con la resistencia unión ambiente utilizando la tabla [16] se obtiene la resistencia  $R_{ja}$ :

| STYLE LEAD COUNT | $\theta_{JC}$<br>(°C/W) | $\theta_{JA}$<br>(°C/W) |
|------------------|-------------------------|-------------------------|
| N16, Cu          | 34                      | 70                      |

$$T_j = P_D R_{ja} + T_{amb} = 0,3 \cdot 70 + 25^\circ C = 46^\circ C$$

## Estudio de la función de transferencia de la planta

Para obtener la función de transferencia del comportamiento de la etapa de potencia se debe de tener en cuenta la existencia de la ESR, ya que ésta hace que aparezca un cero en el semiplano izquierdo. La función de transferencia teniendo en cuenta la ESR es la siguiente:

$$\frac{\widetilde{v}_o}{\widetilde{d}} = \frac{1}{LC} \frac{r_C s C + 1}{(s^2 + s \left( \frac{r_C}{L} + \frac{1}{CR} \right) + \frac{1}{LC})} (V_s - V_Q + V_D)$$

Introduciendo los valores concretos obtenidos:

$$G_P(s) = \frac{(5,5 \cdot 10^{-5}s + 1)374,94 \cdot 10^6}{(s^2 + 1639,6s + 25,947 \cdot 10^6)}$$

Se estudiará la función de transferencia obtenida mediante el uso de programas informáticos ya que es más preciso y rápido que si se hace un estudio sin dichas herramientas. A continuación se explica cómo representar la función de transferencia en MATLAB.

Se puede representar el lugar de las raíces mediante el comando 'pzmap()':

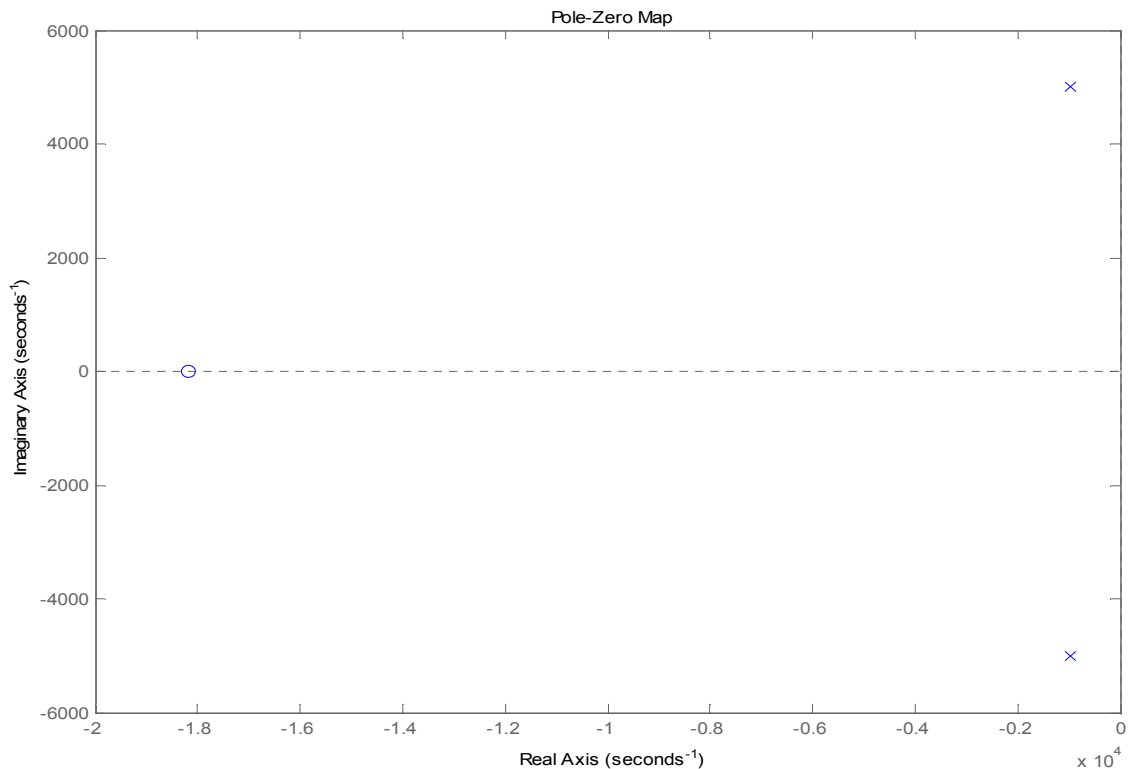


Figura 3.4 Lugar de las raíces de la Planta

Todos los polos se encuentran en el lado izquierdo, lo que indica estabilidad.

Se puede comprobar la respuesta en frecuencia utilizando el comando 'bode(tf,{frecini,frecfin})', siendo frecini la frecuencia angular de comienzo y frecfin la frecuencia angular final de estudio en radianes partido por segundo. Hay que tener en cuenta que la frecuencia angular en rad/s es la frecuencia en Hz multiplicada por  $2\pi$ .

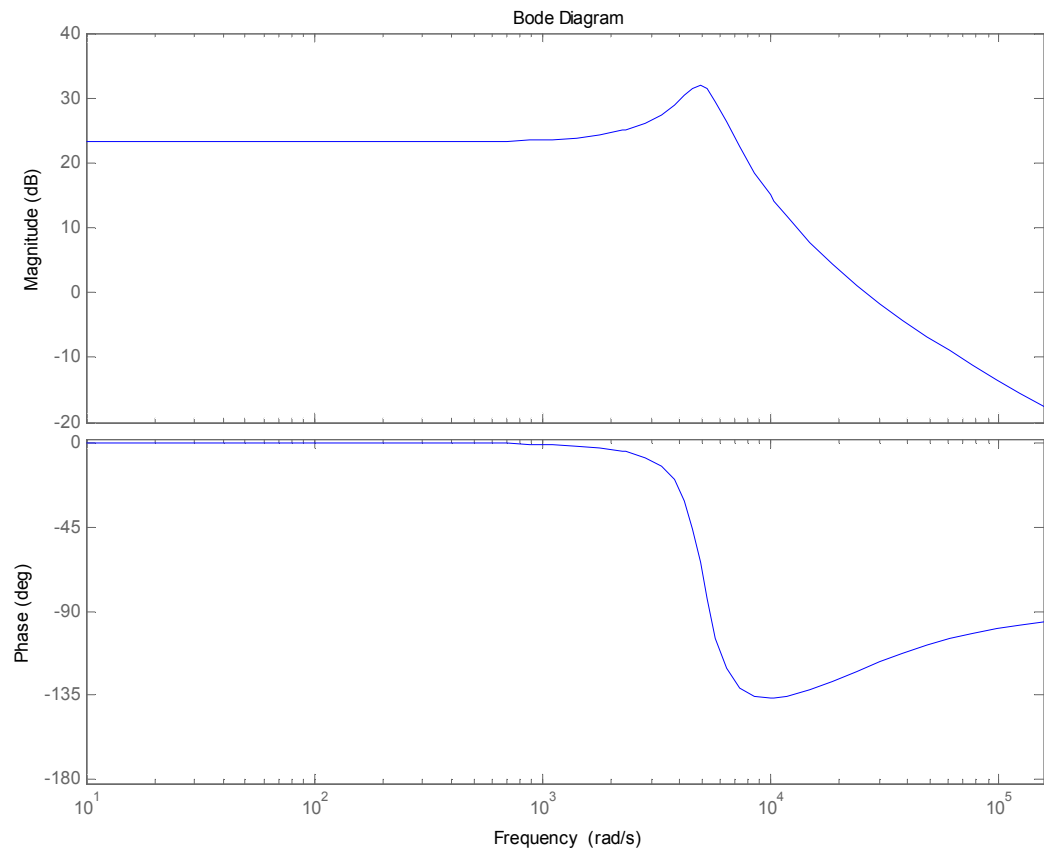


Figura 3.5 Respuesta en frecuencia de la planta.

### 3.1.2 Diseño del divisor de tensión

Esta etapa está situada a la salida de la etapa de potencia y se utiliza para muestrear el error. Adecúa la tensión para introducirla en el amplificador de error. La referencia de nuestro CI es de 1,25V por lo que si nuestra tensión de salida de planta es de 6 V se debe diseñar una etapa de muestreo como la siguiente:

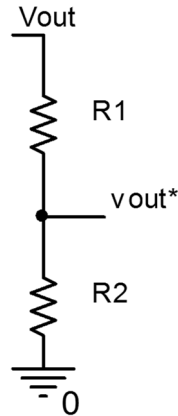


Figura 3.6 Divisor de tensión

$$1,25 = 6 \frac{R_2}{R_2 + R_1}$$

Donde  $k_r = \frac{1,25}{6} = 0,208$

La resistencia debe ser mucho más grande que la Resistencia de salida del convertidor ( $10 \Omega$ ) para no afectar en el funcionamiento. Por ejemplo se selecciona una  $R_2$  de  $2,7k \Omega$ . A partir de esta se llega a  $R_1 = 10,262 k\Omega$  que se puede conseguir uniendo resistencias en serie. Estos valores de resistencia se deben obtener de forma precisa si se pretende ajustar la salida al nivel deseado, por lo que además de resistencias fijas se utilizará un potenciómetro con el que ajustar la resistencia. En nuestro caso mantendremos una  $R_2$  de  $2,7k \Omega$  y como  $R_1$  se utilizará una resistencia fija de  $5,6 k \Omega$  en serie con un potenciómetro de  $10k\Omega$ .

La corriente que circulará será, utilizando la Ley de Ohm:

$$I = \frac{6V}{12962 \Omega} = 463\mu A$$

Dado que la corriente es de muy pequeña magnitud se utilizarán unas resistencias de  $0,6W$  y un potenciómetro de  $0,05W$ .

### 3.1.3 Diseño de la etapa PWM

La tensión  $V_p$  de la señal rampa del LM78S40 es 2,15V:

$$G_{PWM}(s) = \frac{1}{2,15} = 0,465$$

### 3.1.4 Diseño del amplificador de error

Es típico utilizar una de las tres siguientes arquitecturas para formar el amplificador de error:

#### Amplificador de error tipo 1:

El amplificador de error de tipo 1 consiste en un circuito integrador simple.

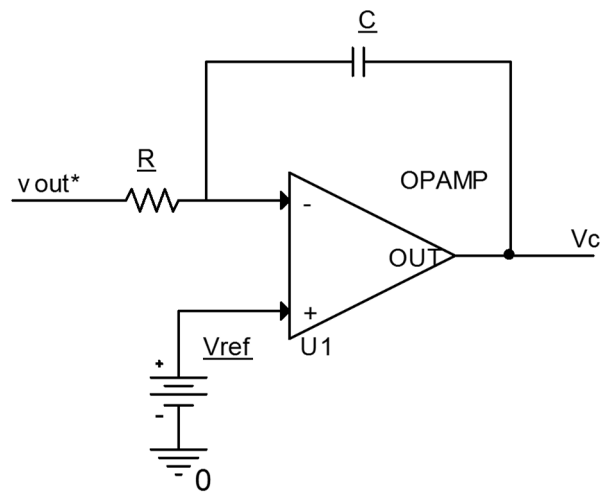


Figura 3.7 Amplificador de error tipo 1

La función de transferencia de este circuito es:

$$G_R(s) = -\frac{1}{sR \cdot C} \rightarrow A_v(s) = \frac{1}{sR \cdot C}$$

Cuando se menciona la función de transferencia total del lazo se está mencionando la siguiente expresión:

$$G_{\text{Loop}}(s) = A_v(s) * G_p(s) * k_r * G_{\text{PWM}}(s)$$

Se variará la ganancia  $\frac{1}{R.C}$  de forma que se obtenga en la función de transferencia de lazo un margen de fase no negativo. Para esto se debe introducir una ganancia muy alta y aun así hay alto riesgo de inestabilidad.

Para una ganancia de  $2 \cdot 10^9$  El MF es 0.

$$\frac{1}{R.C} = 2 \cdot 10^9$$

Para  $R=470\Omega$  se obtiene  $C=1\text{pF}$

La respuesta del lazo abierto completo es la siguiente para los valores calculados:

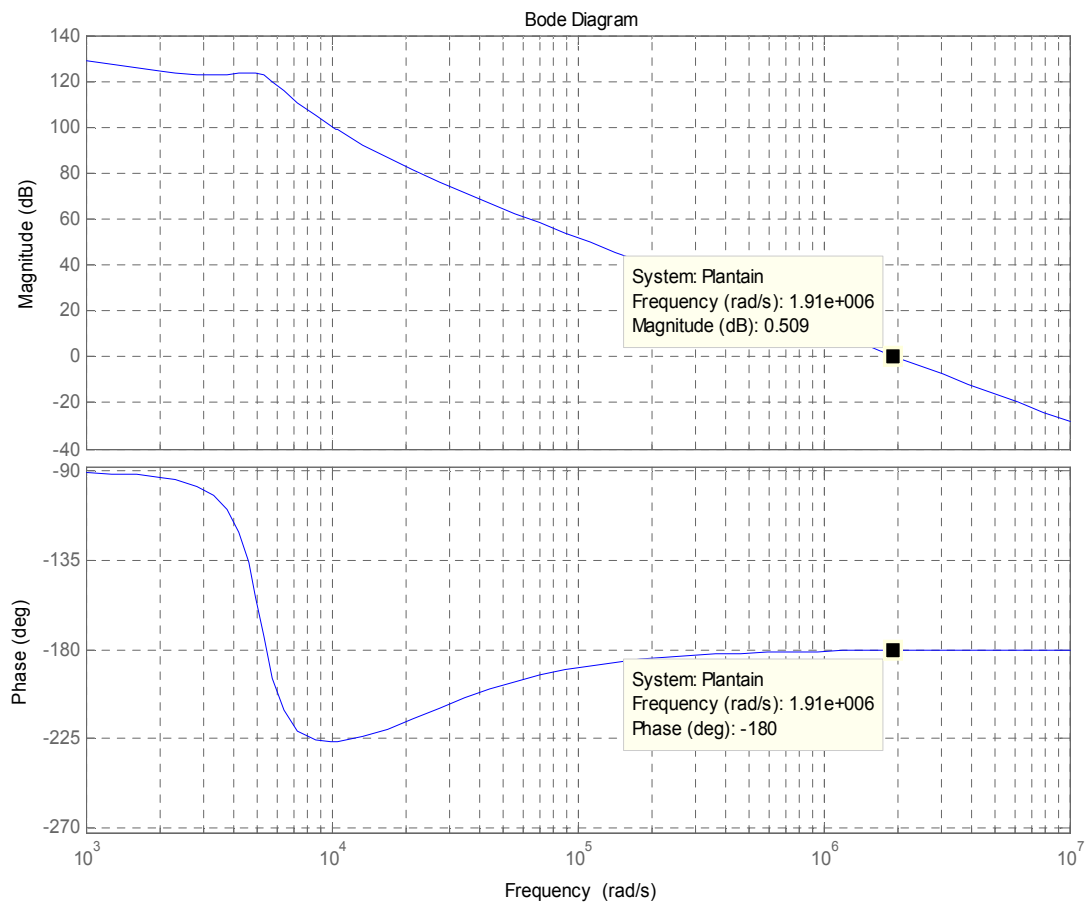


Figura 3.8 Respuesta de lazo completo con realimentación tipo 1

| Frecuencia de cruce         | Margen de Fase |
|-----------------------------|----------------|
| 1,92. 10 <sup>6</sup> rad/s | 0              |

### Amplificador de error tipo 2:

Consiste en un circuito integrador como el tipo 1 al que se le añade un polo y un cero adicionales.

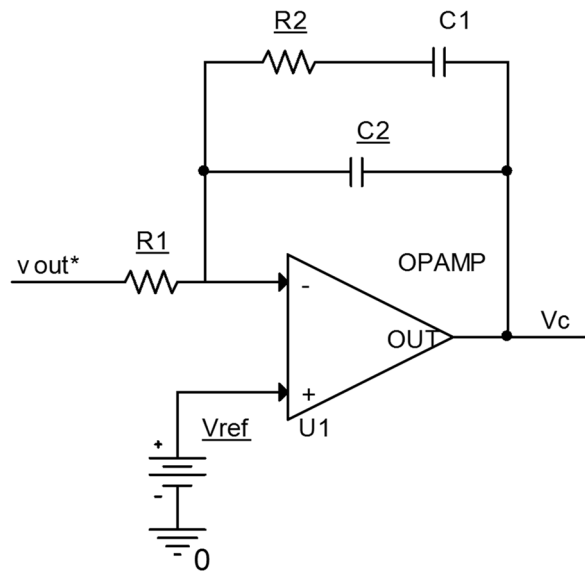


Figura 3.9 Amplificador de error tipo 2

La función de transferencia de este amplificador de error se puede expresar con la siguiente ecuación suponiendo que  $C_2 \ll C_1$

$$G_R(s) = - \frac{s + \frac{1}{C_1 R_2}}{R_1 C_2 s (s + \frac{1}{C_2 R_2})}$$

Para realizar el diseño se deben seguir las siguientes indicaciones:

Elegir la frecuencia de cruce deseada del lazo abierto total. Normalmente menor que la frecuencia de conmutación. En este caso se utilizará una frecuencia de corte de 50kHz ( $3,14 \cdot 10^4 \text{ rad/s}$ )

Para esta frecuencia, la planta junto con la etapa de PWM y la etapa de divisor de tensión tienen una ganancia de -22,5dB y un ángulo de fase de -117°.

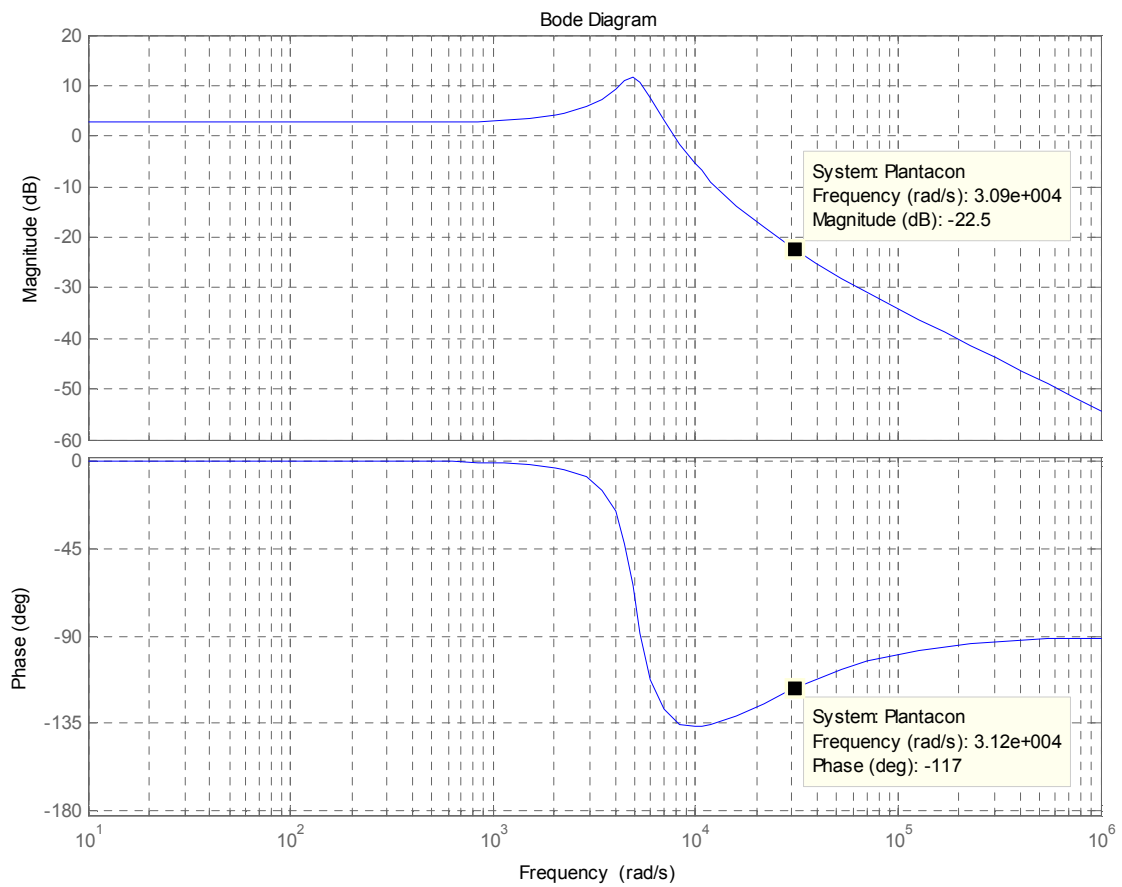


Figura 3.10 Respuesta de Planta, PWM y divisor de tensión

$$22,5\text{dB} = 20\text{Log}(A) \rightarrow A = 13,34$$

$$\frac{R_2}{R_1} = 13,34$$

Introduciendo  $R_1 = 1\text{k}\Omega$  se obtiene que  $R_2 = 13,34\text{k}\Omega$

$$\theta_{\text{comp}} = \theta_{\text{MF}} - \theta_{\text{Buck}} = 50 - (-117) = 167^\circ$$

Se procede a calcular el factor k:

$$k = \tan\left(\frac{\theta_{\text{comp}}}{2}\right) = 8,78$$

$$C_1 = \frac{k}{2\pi R_2 f_{co}} = \frac{8,78}{2\pi \cdot 13,34 \cdot 10^3 \cdot 5000} = 20,95 \text{ nF}$$

$$C_2 = \frac{1}{2\pi k R_2 f_{co}} = \frac{1}{2\pi \cdot 8,78 \cdot 13,34 \cdot 10^3 \cdot 5000} = 271,77 \text{ pF}$$

El regulador resultante es el siguiente:

$$G_R(s) = -\frac{s + \frac{1}{C_1 R_2}}{R_1 C_2 s \left(s + \frac{1}{C_2 R_2}\right)} = -\frac{3,68 \cdot 10^6 (s + 3578,2)}{s(s + 275,83 \cdot 10^3)}$$

Con este regulador, la función de transferencia de lazo abierto completo queda:

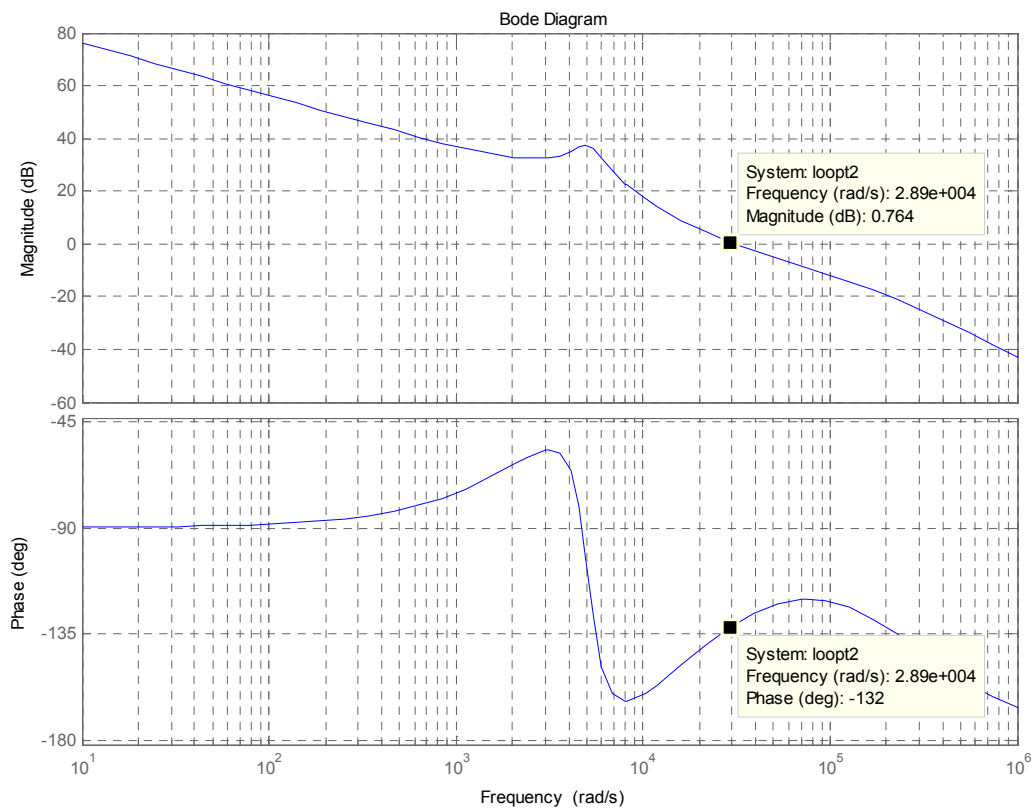


Figura 3.11 Respuesta de lazo completo con realimentación tipo 2

| Frecuencia de cruce             | Margen de Fase |
|---------------------------------|----------------|
| $3,14 \cdot 10^4 \text{ rad/s}$ | 50             |

Se comprueba que la frecuencia de corte es aproximadamente la que le se exige a las ecuaciones de  $3,14 \cdot 10^4 \text{ rad/s}$  y que para ésta existe un margen de fase de aproximadamente 50, por lo que se comprueba que los cálculos están bien realizados.

### Primer método para amplificador de error tipo 3:

El controlador para el amplificado de error está situado después de la etapa de muestreo y antes de la etapa PWM, en nuestro caso el que se diseña es de tipo 3 que se va a diseñar es el siguiente:

$$G_R(s) = -\frac{\omega_i}{s} \frac{\left(1 + \frac{s}{\omega_{z1}}\right) \left(1 + \frac{s}{\omega_{z2}}\right)}{\left(1 + \frac{s}{\omega_{p1}}\right) \left(1 + \frac{s}{\omega_{p2}}\right)}$$

Para diseñar el regulador hay diferentes métodos, se puede tomar como guía las siguientes especificaciones:

- La frecuencia de cruce de esta etapa se suele elegir una década por encima de la frecuencia de resonancia en la etapa de potencia para que la frecuencia de corte de la ganancia de lazo esté entre la quinta y la décima parte de la frecuencia de conmutación.

- Elegir el primer polo del compensador para que cancele el cero que aparece por la ESR del condensador.

- Seleccionar un polo de alta frecuencia para que atenúe el ruido de conmutación. Se recomienda que se coloque a la mitad de la frecuencia de conmutación.

- El primer cero que se coloca debe estar por debajo del punto más alto de la etapa de potencia, estabilizará más a cuanto menos frecuencia se coloque a costa de reducir la frecuencia de cruce.

- Buscar un margen de fase superior a 50° para asegurar la estabilidad.

Teniendo en cuenta la ecuación de la planta:

$$G_P(s) = \frac{(5,5 \cdot 10^{-5}s + 1)374,94 \cdot 10^6}{(s^2 + 1639,6s + 25,947 \cdot 10^6)}$$

El polo que debe tener el regulador para anular el efecto de la ESR es:

$$\frac{1}{\omega_{p1}} = 5,5 \cdot 10^{-5} \rightarrow \omega_{p1} = 1,82 \cdot 10^4 \text{ rad/s}$$

El polo que debe tener el regulador para que atenúe el ruido de conmutación se aconseja que sea a frecuencia mitad a la de conmutación:

La frecuencia de conmutación es 50kHz ( $314,16 \cdot 10^3 \text{ rad/s}$ ) por lo tanto se colocará a  $\omega_{p2} = 1,57 \cdot 10^5 \text{ rad/s}$

El primer cero que se coloca debe estar por debajo de la frecuencia donde está el punto más alto en el diagrama de Bode de la etapa de potencia. Debe de ser el que menos frecuencia de los que se va a asignar:

$$\omega_{z1} = 10^3 \text{ rad/s}$$

El  $\omega_i$  y  $\omega_{z2}$  se deben colocar de forma que se cumpla un margen de fase superior a  $50^\circ$  y que la frecuencia de cruce de la ganancia de lazo debe ser entre la quinta parte de la frecuencia de conmutación y la décima. Se va a seleccionar un cero ( $\omega_{z2}$ ) que esté entre  $\omega_{p1}$  y  $\omega_{z1}$ :

$$\omega_{z2} = 8 \cdot 10^3$$

Para que las condiciones en lazo cerrado se introducirá  $\omega_i = 7500$ , que hace que la frecuencia de corte en 0db para la función del lazo completo esté entre los márgenes anteriormente indicados.

Entonces la ecuación del regulador calculado es la siguiente:

$$G_R(s) = -\frac{7500}{s} \frac{\left(1 + \frac{s}{10^3}\right) \left(1 + \frac{s}{8 \cdot 10^3}\right)}{\left(1 + \frac{s}{1,82 \cdot 10^4}\right) \left(1 + \frac{s}{1,57 \cdot 10^5}\right)}$$

El explicado es un proceso iterativo, hay que ir realizando pruebas haciendo variaciones de la frecuencia a la que se colocan los distintos polos y ceros del regulador.

Introduciendo los comandos anteriormente explicados se comprueba el lugar de las raíces y el estudio en frecuencia del regulador diseñado.

La respuesta del controlador en frecuencia será la siguiente:

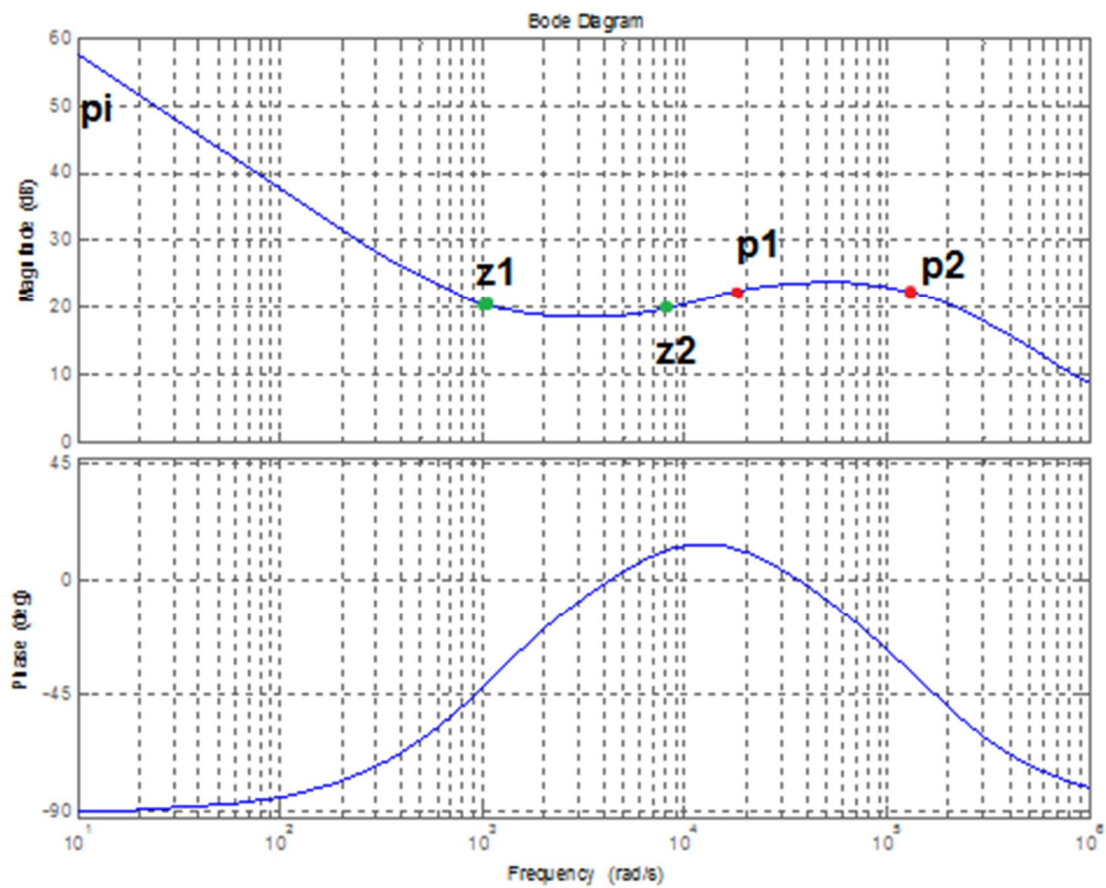


Figura 3.12 Respuesta en frecuencia de amplificador de error tipo 3, método 1

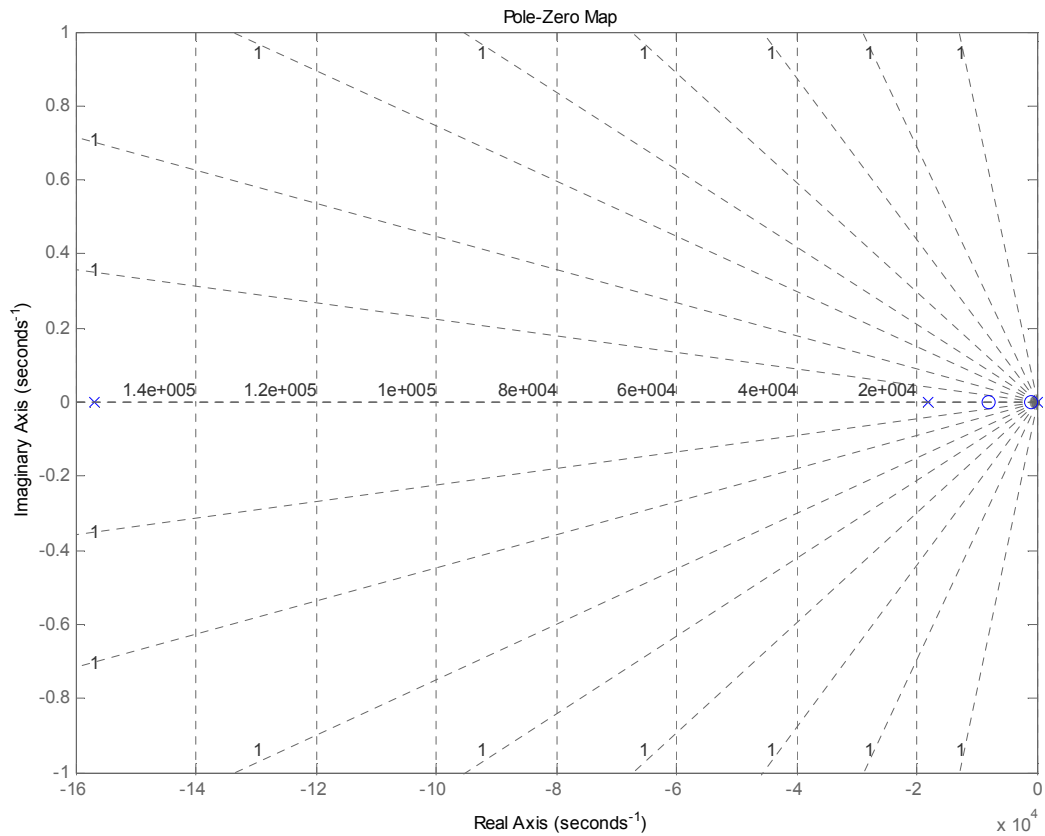


Figura 3.13 Lugar de las raíces de amplificador de error tipo 3, método 1

A continuación se comprueba la respuesta en frecuencia del lazo:

$$G_{\text{Loop}}(s) = A_V(s) * G_P(s) * k_r * G_{\text{PWM}}(s)$$

$$G_{\text{Loop}}(s) = \frac{33120,3s^2 + 2,98 \cdot 10^8 s + 2.65 \cdot 10^{11}}{6,369 \cdot 10^{-6} s^4 + 1,01 s^3 + 1804,87 s^2 + 2,595 s}$$

La respuesta en frecuencia del lazo y su representación en el lugar de las raíces:

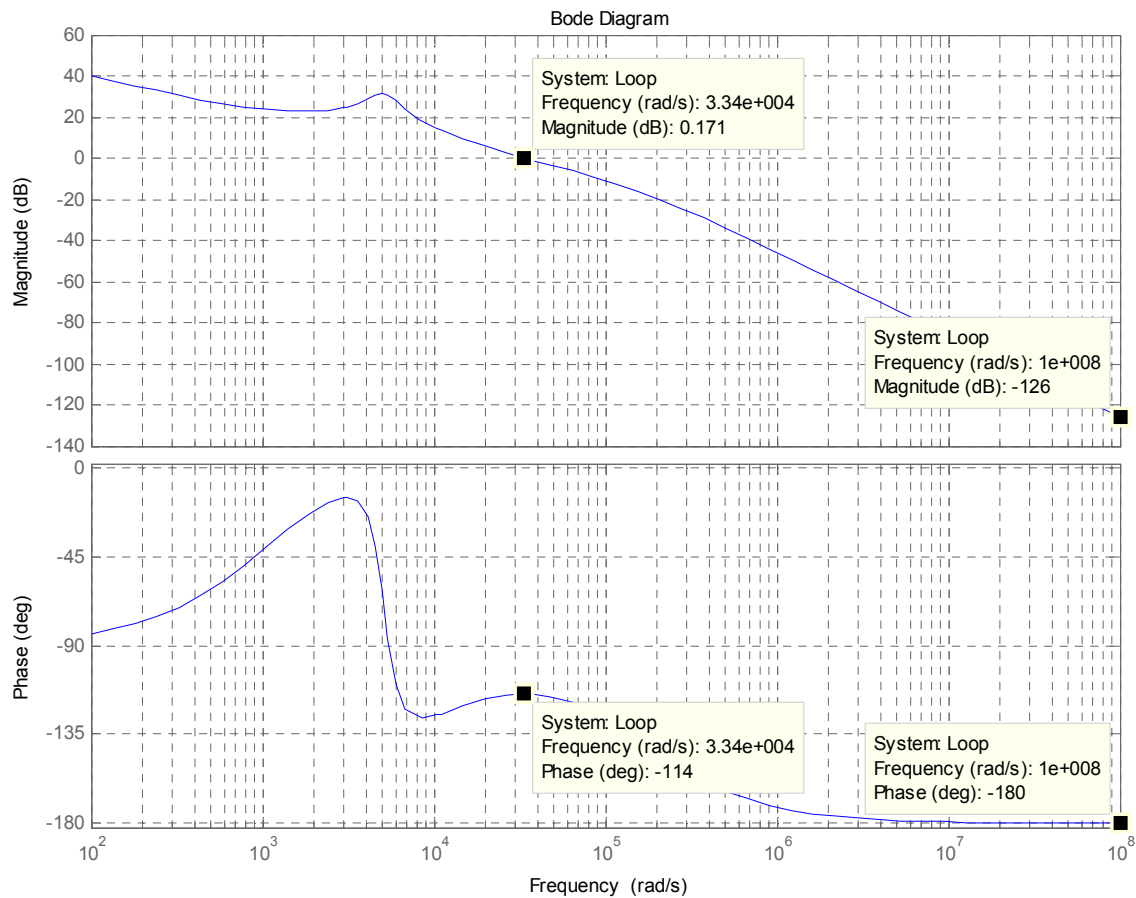


Figura 3.14 Respuesta en frecuencia de lazo de realimentación tipo 3 método

1

Se comprueba que nuestro margen de fase es de  $66^\circ$ . El MF positivo es signo de estabilidad. El MG positivo es signo de estabilidad, en nuestro caso es de 126 dB. Tras estas simulaciones se ha encontrado que el regulador cumple los requisitos de diseño.

Como cumple las condiciones se procede a calcular los componentes del amplificador de error de tipo 3:

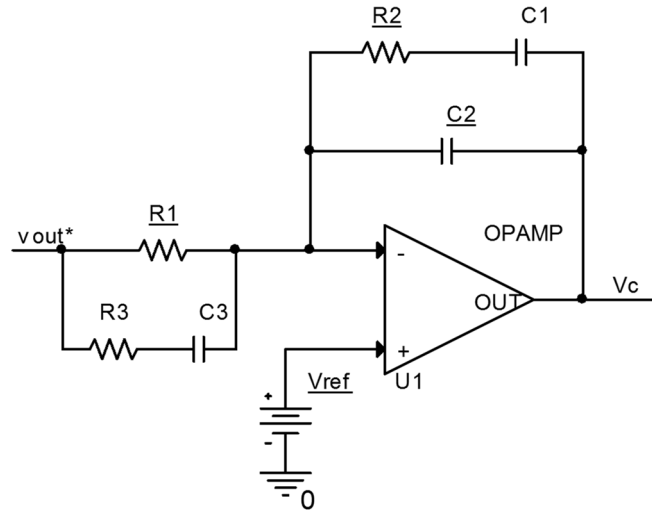


Figura 3.15 Amplificador de error tipo 3

La ecuación será teniendo en cuenta que  $R_1 \gg R_3$  y  $C_1 \gg C_2$ , tras la simplificación se obtiene la siguiente expresión:

$$Gr(s) = - \frac{(1 + sR_1C_3)(1 + sR_2C_1)}{(1 + sR_3C_3)(1 + sR_2C_2)} \frac{1}{sR_1C_1}$$

Comparando la ecuación anterior y la función de transferencia del regulador calculada se obtiene que:

$$\omega_i = \frac{1}{R_1C_1}; \quad \omega_{z1} = \frac{1}{R_2C_1}; \quad \omega_{p1} = \frac{1}{R_2C_2}; \quad \omega_{z2} = \frac{1}{R_1C_3}; \quad \omega_{p2} = \frac{1}{R_3C_3}$$

$$R_1C_1 = \frac{1}{7500}$$

$$R_2C_1 = 10^{-3}$$

$$R_2C_2 = \frac{1}{1,82 \cdot 10^4}$$

$$R_1 C_3 = \frac{1}{8 \cdot 10^3}$$

$$R_3 C_3 = \frac{1}{1,57 \cdot 10^5}$$

Como se puede comprobar se tienen 6 incógnitas y tan solo 5 ecuaciones, así que fijando a  $R_1$  el valor de  $10\text{k}\Omega$ :

| $R_1$              | $C_1$             | $R_2$                   | $C_2$               | $C_3$             | $R_3$          |
|--------------------|-------------------|-------------------------|---------------------|-------------------|----------------|
| $10\text{k}\Omega$ | $13,3 \text{ nF}$ | $75,19 \text{ k}\Omega$ | $730,75 \text{ pF}$ | $12,5 \text{ nF}$ | $509,6 \Omega$ |

Se considera que un valor es mucho mayor que otro si es más de 10 veces su valor, por tanto cumple sobradamente que  $R_1 \gg R_3$  y  $C_1 \gg C_2$  por lo que las ecuaciones se ajustan.

### Segundo método para amplificador de error tipo 3:

En [3] se explica otro método para el cálculo del regulador tipo 3, mucho más sencillo si no se dispone de herramientas como un ordenador. Se comienza con la premisa de que se colocarán los dos zeros a la misma frecuencia, que un polo se colocará en el origen y los dos restantes se colocarán también a la misma frecuencia.

$$\omega_z = \omega_{z1} = \omega_{z2}$$

$$\omega_p = \omega_{p1} = \omega_{p2}$$

Se debe decidir cuál es la frecuencia de cruce deseada y el MF. En este caso la frecuencia de cruce debe ser  $4200\text{Hz}$  ( $2,6 \cdot 10^4 \text{ rad/s}$ ), si se comprueba la representación de la planta teniendo también en cuenta la etapa PWM y la etapa de divisor de tensión se tiene que para  $2,6 \cdot 10^4 \text{ rad/s}$  hay  $-20,5\text{dB}$  y que el ángulo de fase es de  $-121^\circ$ .

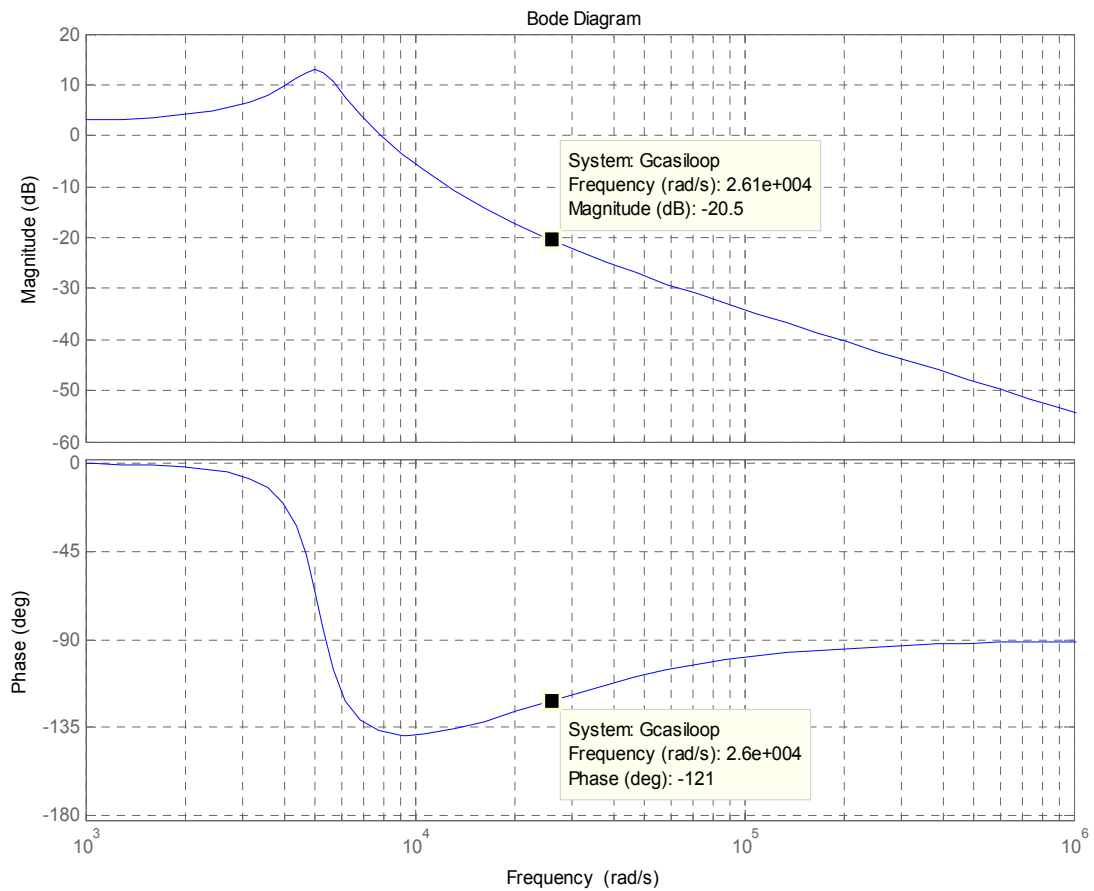


Figura 3.16 Respuesta de Planta, PWM y divisor de tensión

20,5 dB corresponden a una ganancia de 10,77.

Imponiendo que para esta frecuencia de cruce exista un margen de fase de 50 se debe hacer lo siguiente:

$$\theta_{\text{comp}} = \theta_{\text{MF}} - \theta_{\text{Buck}} = 50 - (-121) = 171^\circ$$

Calculando K:

$$K = \left( \tan\left(\frac{\theta_{\text{comp}} + 90}{4}\right) \right)^2 = \left( \tan\left(\frac{167 + 90}{4}\right) \right)^2 = 4,69$$

Fijando el valor de la primera resistencia a  $R_1 = 10k\Omega$

$$R_2 = \frac{|G(j\omega_{co})|R_1}{\sqrt{k}} = \frac{10,77 \cdot 10^4}{\sqrt{4,69}} = 49,7k\Omega$$

$$C_1 = \frac{\sqrt{k}}{2\pi R_2 f_{co}} = \frac{\sqrt{4,69}}{2\pi \cdot 49,7 \cdot 10^3 \cdot 4200} = 1,6nF$$

$$C_2 = \frac{1}{2\pi R_2 f_{co} \sqrt{k}} = \frac{1}{2\pi \cdot 49,7 \cdot 10^3 \cdot 4200 \cdot \sqrt{4,69}} = 352pf$$

$$C_3 = \frac{\sqrt{k}}{2\pi R_1 f_{co}} = \frac{\sqrt{4,69}}{2\pi \cdot 10^4 \cdot 4200} = 8,2nF$$

$$R_3 = \frac{1}{2\pi C_3 f_{co} \sqrt{k}} = \frac{1}{2\pi \cdot 8,2 \cdot 10^{-9} \cdot 4200 \cdot \sqrt{4,69}} = 2,1k\Omega$$

$$\omega_z = \frac{\omega_{co}}{\sqrt{k}} = \frac{2,6 \cdot 10^4}{\sqrt{4,69}} = 12,42 \cdot 10^3$$

$$\omega_p = \omega_{co} \sqrt{k} = 3 \cdot 10^4 \sqrt{4,3} = 58,26 \cdot 10^3$$

$$G_R(j\omega) = -\frac{1}{C_2 R_3} \frac{(j\omega + \omega_z)^2}{j\omega(j\omega + \omega_p)^2} = -1,35 \cdot 10^6 \cdot \frac{(j\omega + 12,42 \cdot 10^3)^2}{j\omega(j\omega + 58,26 \cdot 10^3)^2}$$

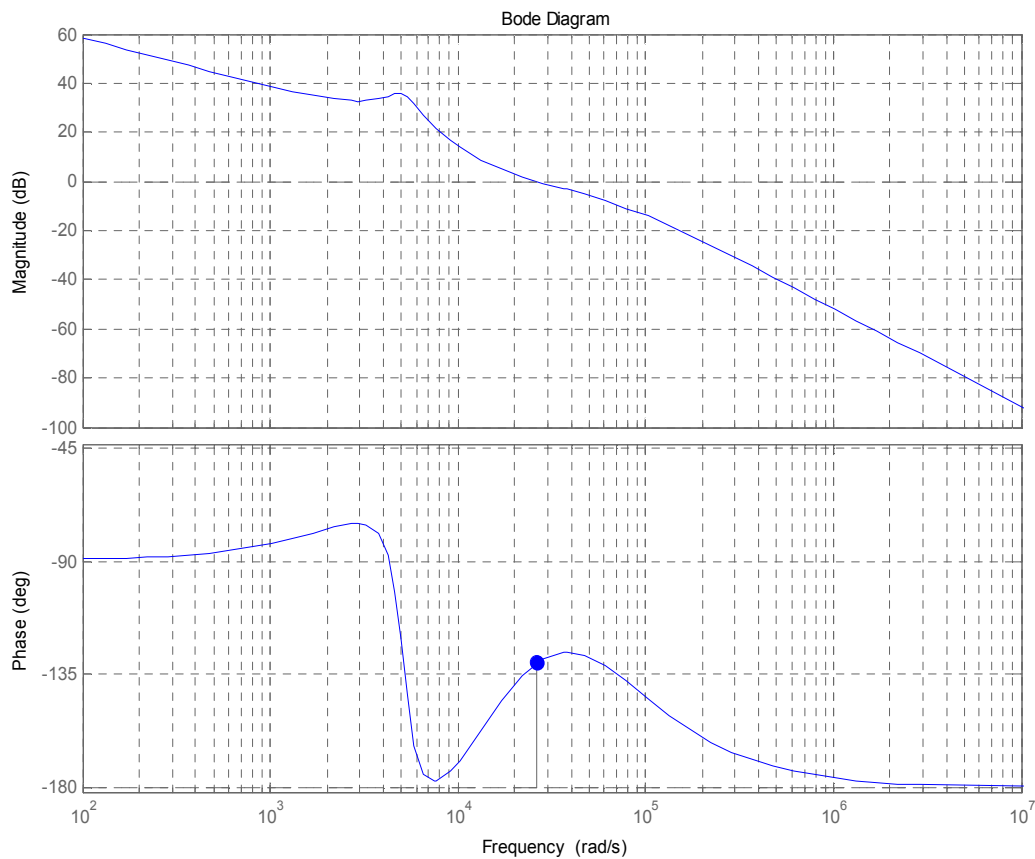


Figura 3.17 Respuesta de lazo completo con realimentación tipo 3, método 2

La potencia de los componentes a utilizar de esta etapa se comprueba de la forma siguiente:

Dado que la tensión en la entrada negativa del amplificador inversor es de aproximadamente 1,25V, al igual que la salida del divisor de tensión, la diferencia entre ambas tenderá a 0. Por tanto la potencia de las resistencias utilizadas en la impedancia de entrada que se utilizarán será de 0,6W.

Dado que el error se corrige, la salida tiende a ser de 0V y por tanto en los componentes de la impedancia de salida que realimenta al amplificador operacional caerán 1,25V de la patilla negativa. La corriente media en los condensadores es nula y por tanto se utilizarán resistencias de una potencia de 0,6W.

### 3.1.5 Conclusión de memoria de cálculo

El Anexo presente número 1 se ha enfocado en el cálculo de la etapa de potencia, los diferentes diseños de amplificadores de error, divisor de tensión y etapa PWM. También se ha mostrado cómo hay que afrontar la respuesta en frecuencia del sistema mediante la utilización del programa Matlab.

Es de gran importancia que si se pretende diseñar un convertidor realimentado se utilice alguna herramienta informática ya que, aunque se podría diseñar manualmente, si no se utiliza el proceso sería de baja productividad.

Tras la realización de los cálculos se comprueba que en amplificador de error de tipo 1 es insuficiente para nuestra planta porque el máximo margen de fase que se logra obtener es de 0, lo que indica que habrá un mal comportamiento. A partir del amplificador de error de tipo 2 el comportamiento es satisfactorio y el margen de fase que se puede dejar puede ser superior a los 45 o 50 aconsejados. Se ha comprobado que a la hora de diseño el método de las 'Ks' es mucho más rápido que el método de colocar los ceros y los polos manualmente, ya que en éste último se pierde mucho tiempo representando y comprobando cada acción que se acomete de movilizar alguno de estos polos o ceros mencionados.

## ANEXO 2: SIMULACIONES

## Anexo 2. Simulaciones

### 3.2.1 Planta sin lazo de control

Lo primero que se debe comprobar es el funcionamiento de el diseño de la planta. A continuación se puede ver la simulación de la planta sin control, en lazo abierto, o dicho de otra forma, la salida sólo depende de la entrada:

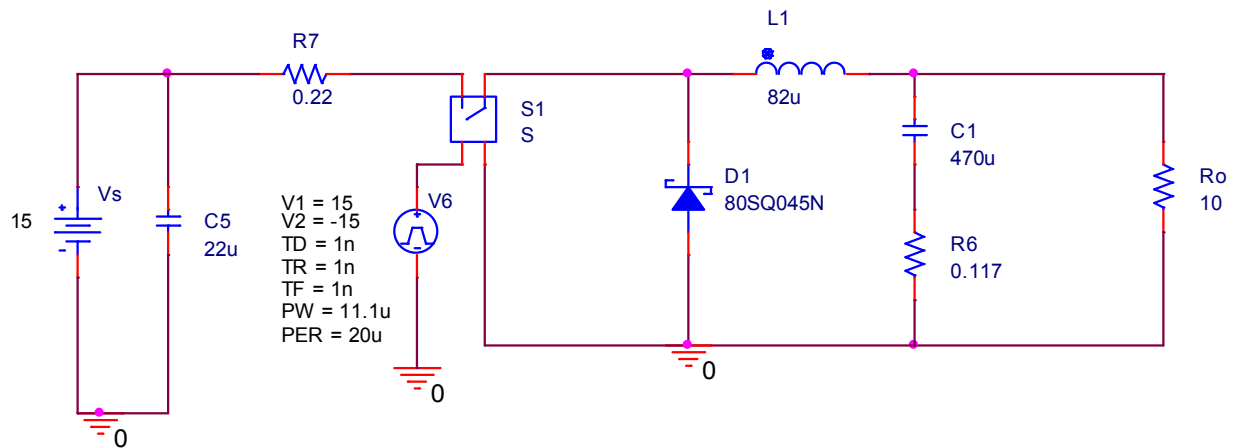


Figura 3.18 Circuito de simulación de Planta sin realimentar

Tensión de salida para una entrada de tensión continua de 15V:

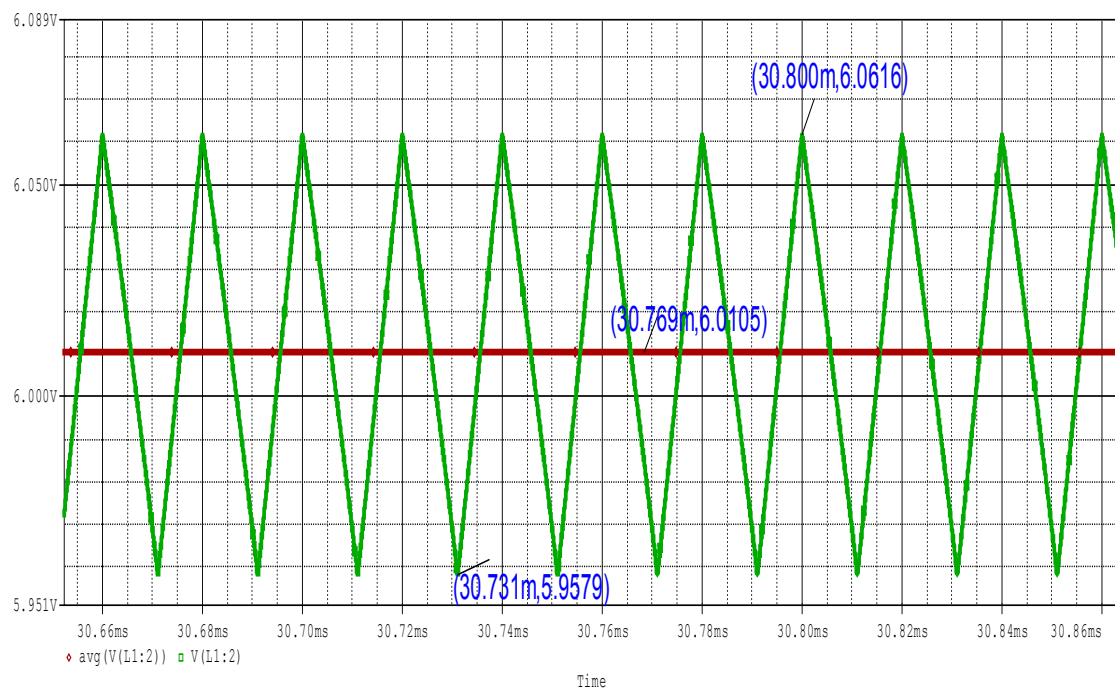


Figura 3.19 Simulación de tensión de salida en planta sin realimentación

| $V_o$ media | $V_o$ max | $V_o$ min |
|-------------|-----------|-----------|
| 6V          | 6,06V     | 5,96V     |

El rizado de salida será de  $\Delta V_o = 0,1V$  que corresponde a un rizado del 1,7%, que es inferior al rizado de salida del 2% para el que se diseñó. Se puede comprobar tras esta simulación que el rizado es pequeño y podría parecer una buena solución pero a continuación se verá por qué es necesario añadir el control a nuestro convertidor.

Las características de sobrepasamiento y tiempo de establecimiento en el momento de conexión de la planta sin realimentación son los siguientes:

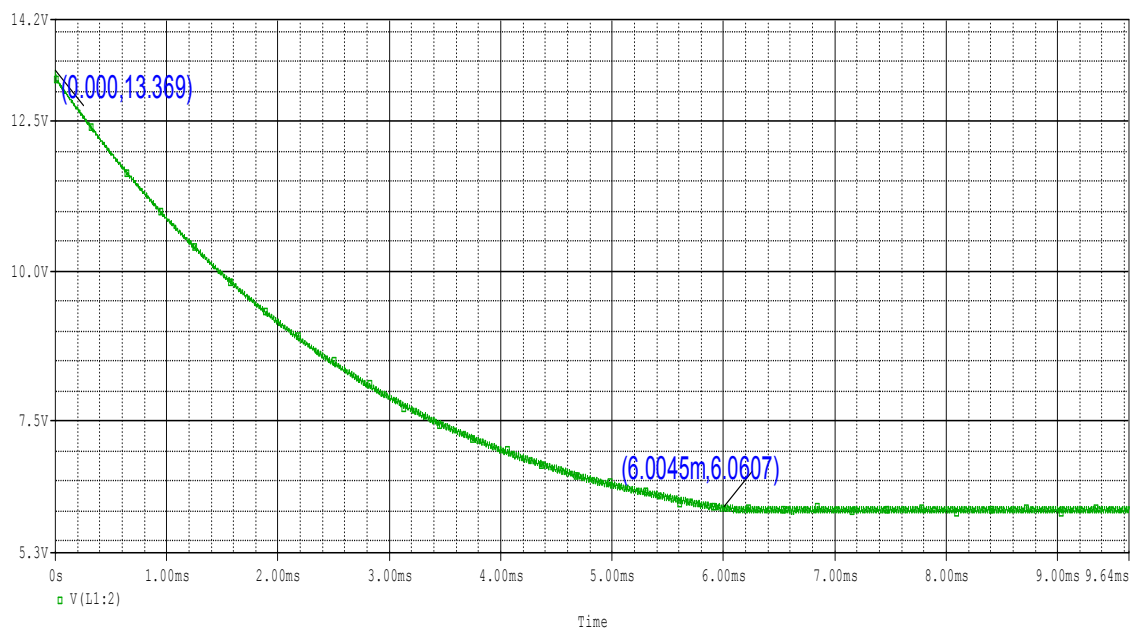


Figura 3.20 Simulación de tensión de salida en planta sin realimentación, golpe de conexión

| Mp   | $t_{est}$ |
|------|-----------|
| 123% | 6ms       |

Se comprueba tras esta simulación que el sobrepasamiento en lazo abierto es muy grande. El circuito es incapaz de responder ante variaciones en la tensión de entrada, resistencias parásitas o ruido para mantener la salida a 6V ya que no existe realimentación.

Además si se fuerza un cambio de resistencia de salida que no sea el calculado para hacer un funcionamiento de corriente discontinua (el calculado de 10  $\Omega$  se sustituirá por una de 33  $\Omega$ ) el comportamiento del circuito manteniendo el ciclo de trabajo y los demás componentes cambia así:

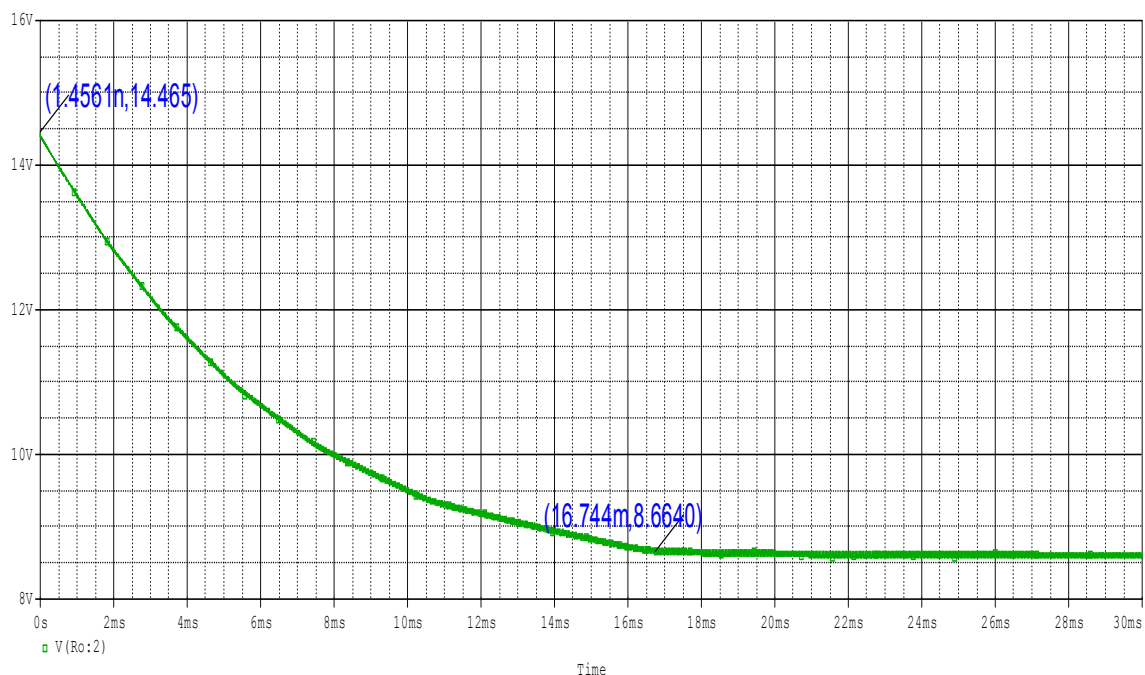


Figura 3.21 Simulación de tensión de salida en planta sin realimentación en corriente discontinua

Se comprueba que la tensión de salida deja de ser los 6V deseados pasando a una tensión de 8,66V.

A continuación, en la corriente que circula por el diodo, se puede demostrar que para 33  $\Omega$  está trabajando con corriente discontinua ya que contiene en las bajadas la misma pendiente hasta los 0A.

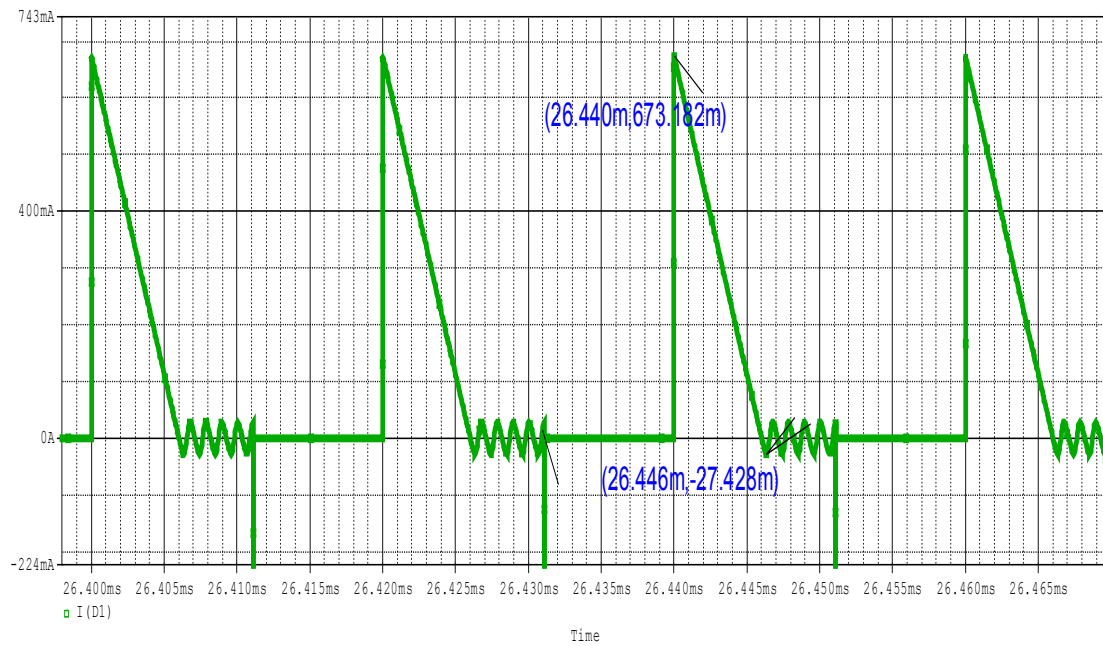


Figura 3.22 Simulación de corriente discontinua en diodo de planta sin realimentación

También se puede comprobar en la corriente de la bobina cómo pasa por cero en cada periodo:

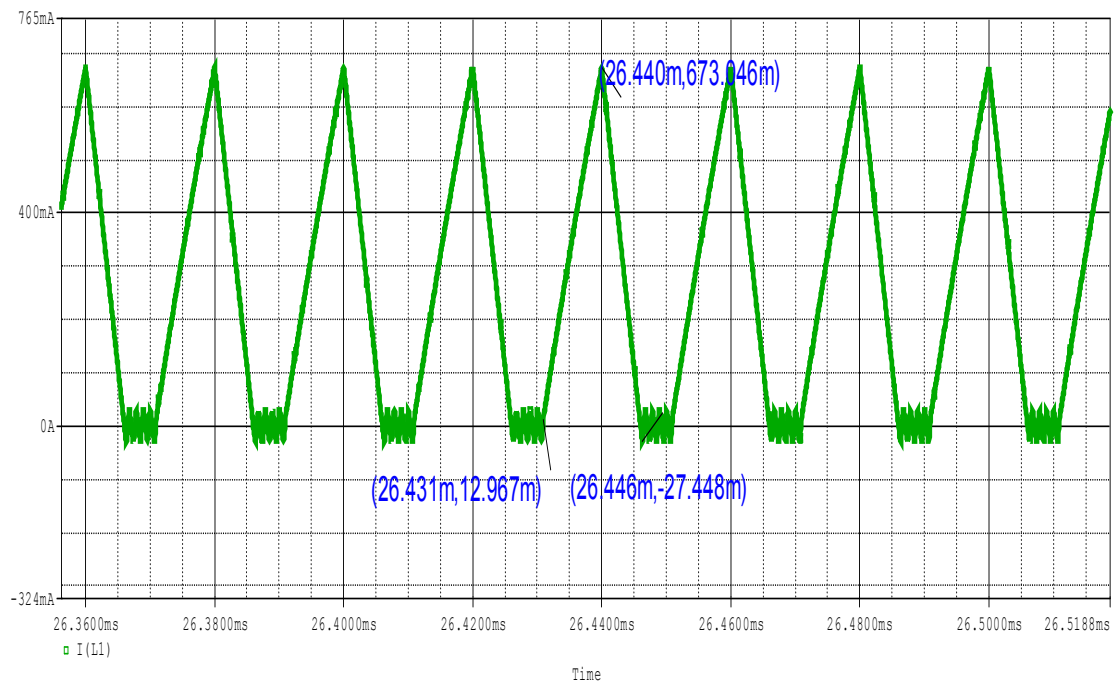


Figura 3.23 Simulación de corriente discontinua en la bobina de planta sin realimentación

En las dos siguientes capturas se puede comprobar cómo para  $10\ \Omega$  se está realmente trabajando en corriente permanente:

A continuación, en la corriente que circula por el diodo, se puede comprobar que para  $10\ \Omega$  está trabajando con corriente continuada ya que abandona la pendiente de bajada para luego bajar en vertical hasta los 0A

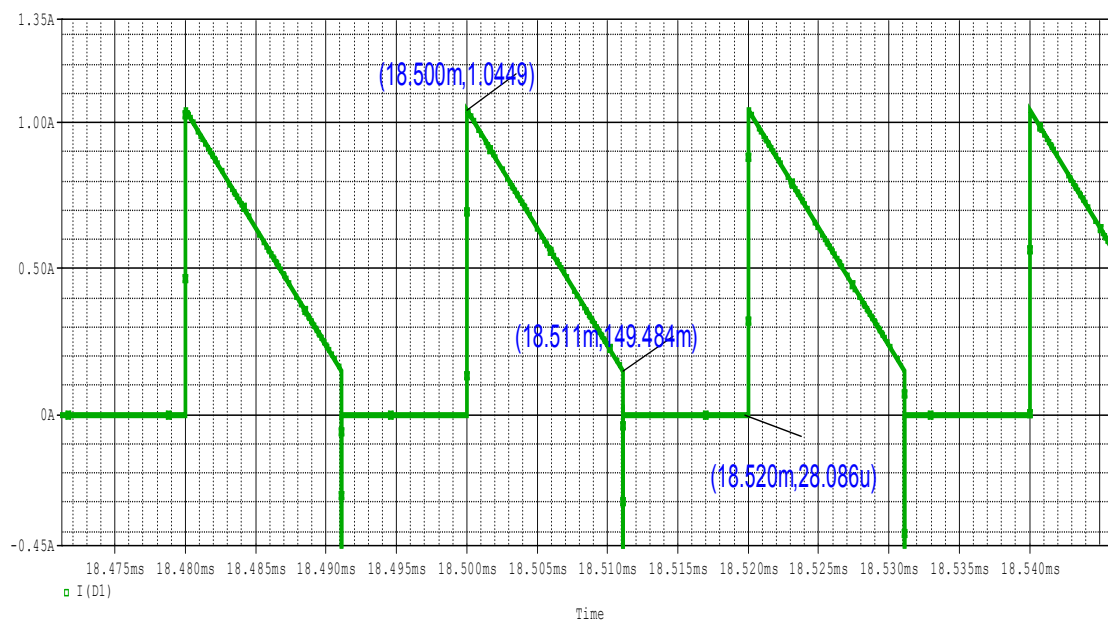


Figura 3.24 Simulación de corriente continuada en el diodo de planta sin realimentación

La corriente en la bobina no pasa por 0, lo que indica que la corriente es continuada:

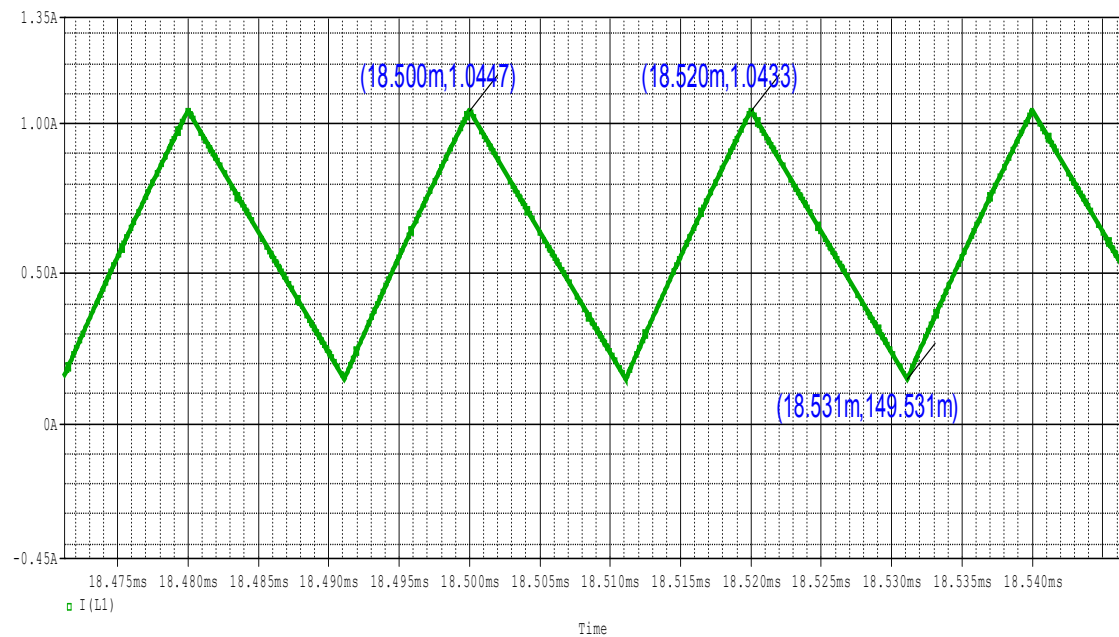


Figura 3.25 Simulación de corriente continuada en la bobina de planta sin realimentación

En resumen, tras estas simulaciones se comprueba que un convertidor sin realimentación es una mala solución porque no es capaz de responder ante variaciones de la tensión de entrada o del cambio en la resistencia de la carga, lo que hace dudar de su fiabilidad de mantener una tensión de salida constante. Además el sobrepasamiento es muy grande, lo que podría estropear algunos componentes.

Para tratar de arreglar los problemas que surgen en el lazo abierto se van a simular distintos lazos de control para comprobar sus funcionamientos en la planta calculada.

### 3.2.2 Simulación convertidor con lazo de control de tipo 1:

El convertidor con lazo de control tipo 1 posee en el amplificador de error un simple integrador como se puede ver a continuación.

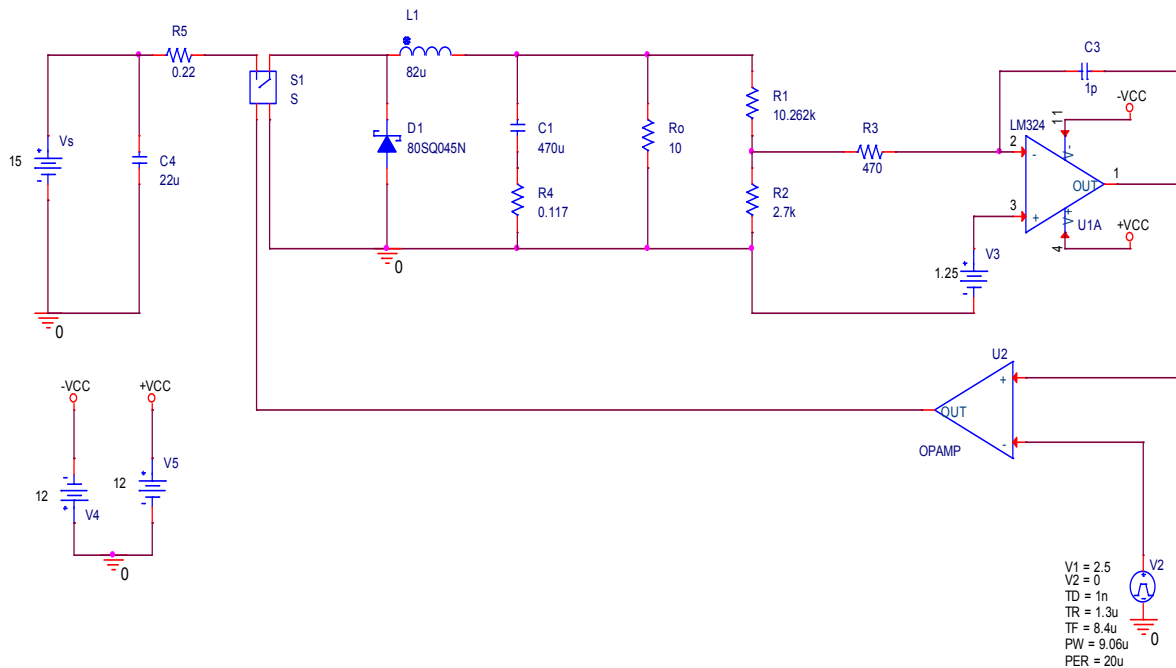


Figura 3.26 Circuito de simulación de planta con realimentación tipo 1

Salida del convertidor reductor para una entrada continua de 15V:

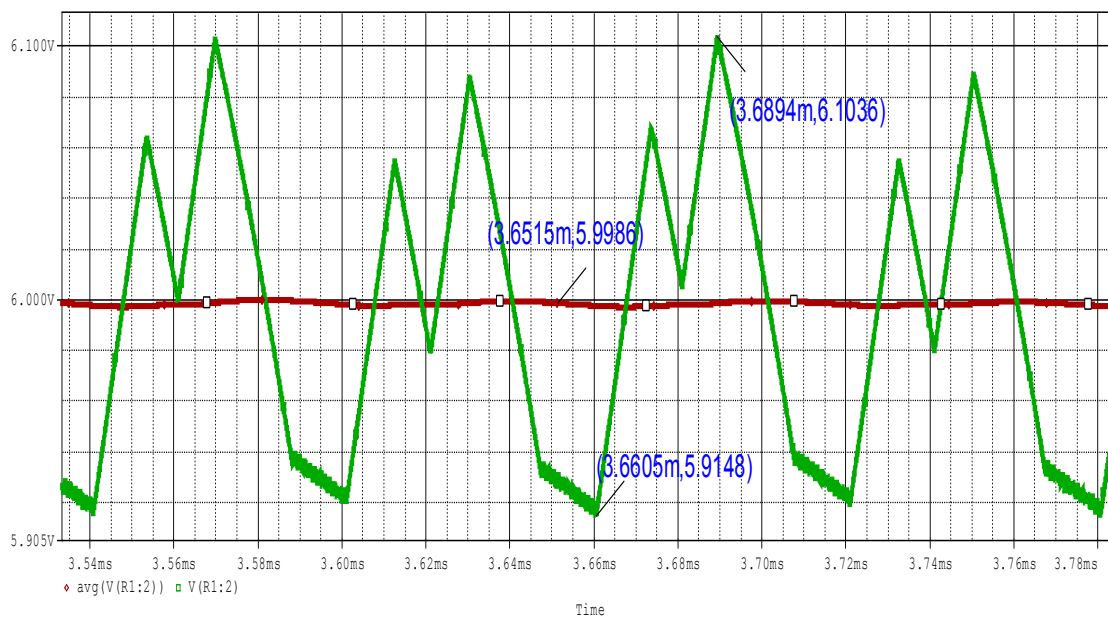


Figura 3.27 Simulación de tensión de salida de Buck en realimentación tipo 1

| $V_o$ media | $V_o$ max | $V_o$ min |
|-------------|-----------|-----------|
| 6V          | 6,1V      | 5,91V     |

El rizado de salida será de  $\Delta V_o = 0,19V$  que corresponde a un rizado del 3,15% y además se aprecia una tensión de salida muy irregular.

La corriente media en la bobina y sus fluctuaciones:

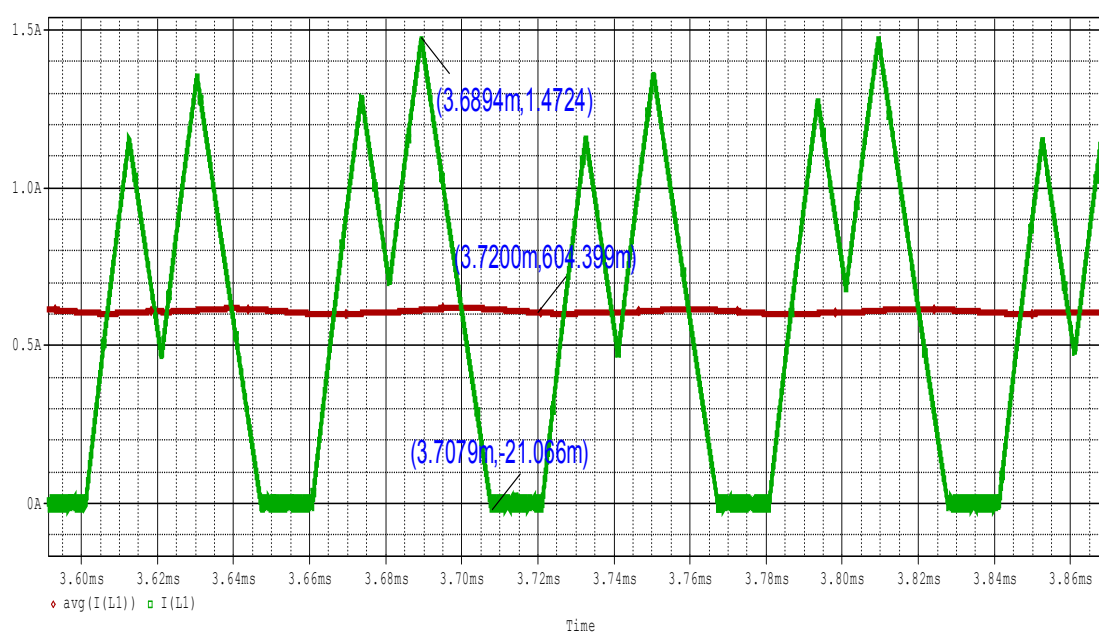


Figura 3.28 Simulación de corriente en la bobina de Buck con realimentación tipo 1

| $I_L$ media | $I_L$ max | $I_L$ min |
|-------------|-----------|-----------|
| 0,6A        | 1,47A     | -0,02A    |

El rizado de la corriente en la bobina será de  $\Delta I_L = 1,51A$ , se comprueba que la corriente puede alcanzar valores negativos en algunos momentos. Esto es una mala señal ya que el funcionamiento debe ser en corriente permanente (no debe cruzar el cero).

La tensión que cae en la bobina se puede ver a continuación:

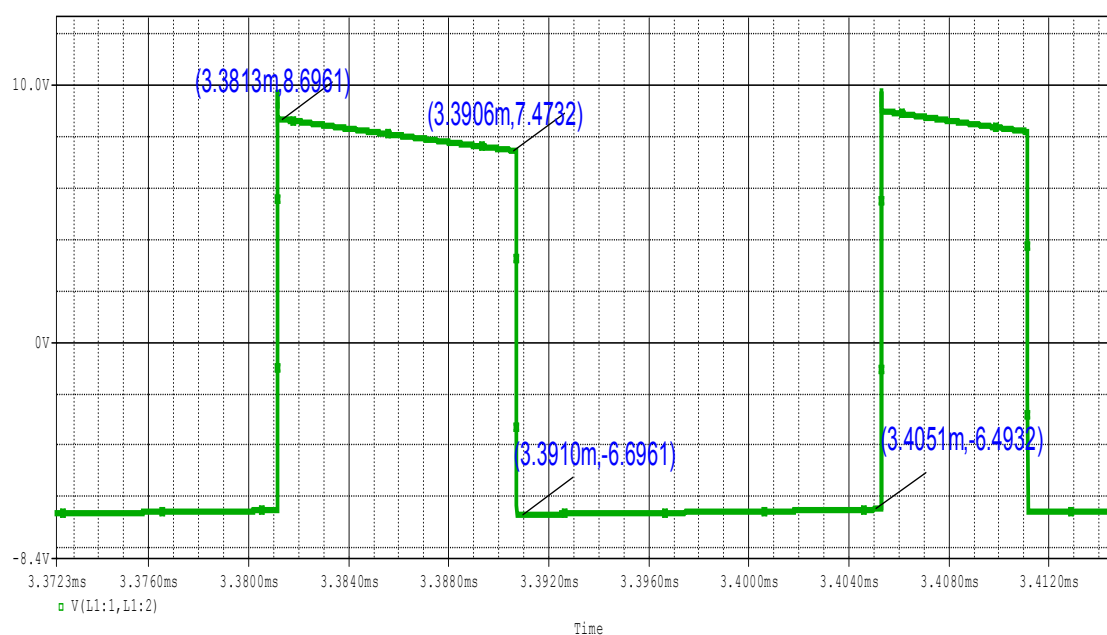


Figura 3.29 Simulación de tensión en la bobina de Buck con realimentación tipo 1

| $V_L$ max | $V_L$ min |
|-----------|-----------|
| 8,7V      | -6,7V     |

La tensión máxima en la bobina descontando los rebotes será de 8,7V, lo que corresponde idealmente a 15 voltios de entrada restando los 6V de salida y lo que cae en el conmutador. La tensión mínima corresponde idealmente a la tensión de salida cambiada de signo al añadirle la caída de tensión en el diodo.

La corriente en el diodo:

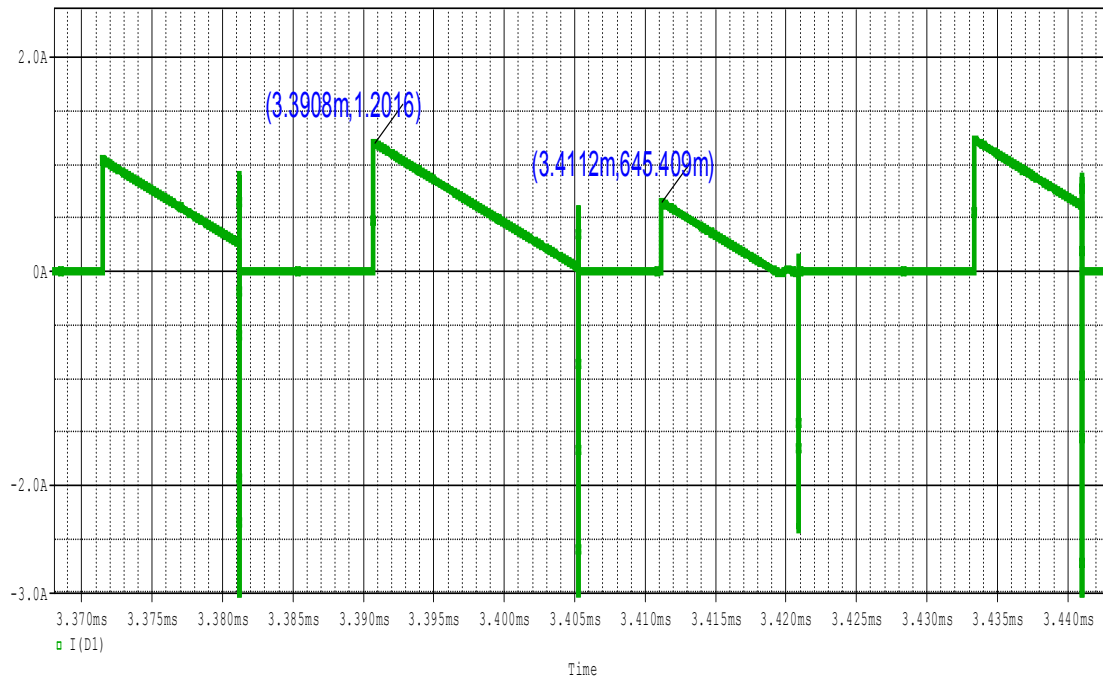


Figura 3.30 Simulación de corriente en el diodo para Buck con realimentación tipo 1

Confirmando la sospecha del funcionamiento en corriente discontinua se puede comprobar que la forma de onda en la corriente del diodo es una rampa que no deja de tener pendiente hasta que llega a la corriente nula. De existir funcionamiento en corriente permanente abandonaría la pendiente de bajada antes de llegar a 0A y desde ahí caería en vertical hasta el valor de 0A. La corriente máxima es de 1,2 A.

Tensión en el diodo:

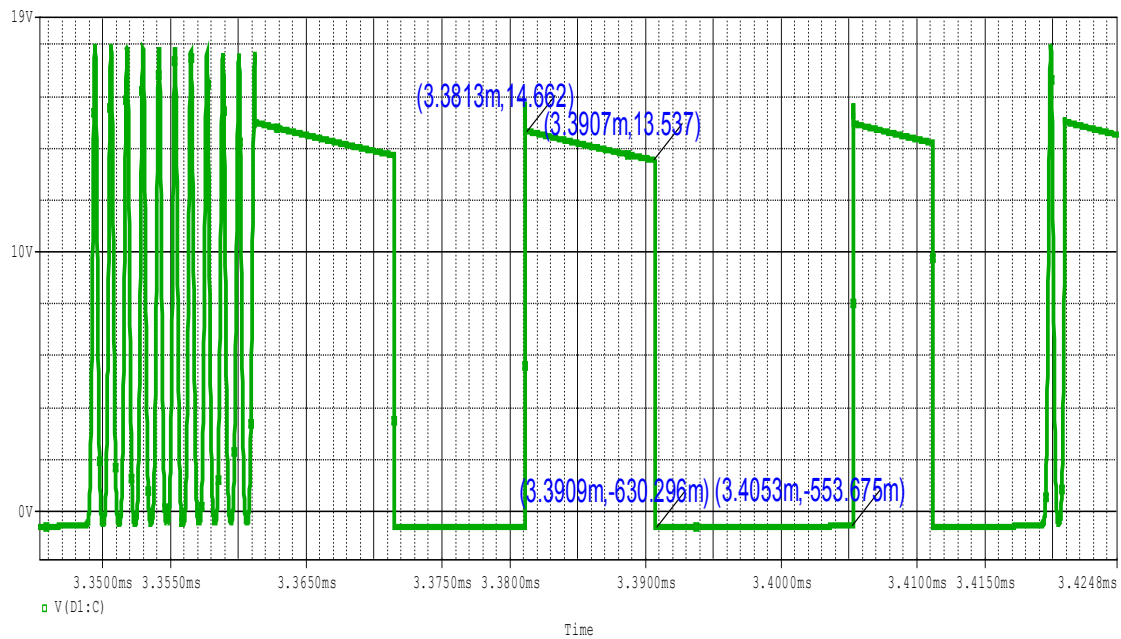


Figura 3.31 Simulación de tensión en el diodo para Buck con realimentación tipo 1

La parte más baja de la onda es la tensión de codo del diodo, de -0,5V , cuando el conmutador primero se encuentra en estado abierto. Los rebotes suceden en el momento de la conmutación. La parte más alta corresponde a la tensión que se introduce a la entrada de 15V menos la tensión que cae en el conmutador.

En el conmutador principal se encuentran las siguientes formas de ondas:

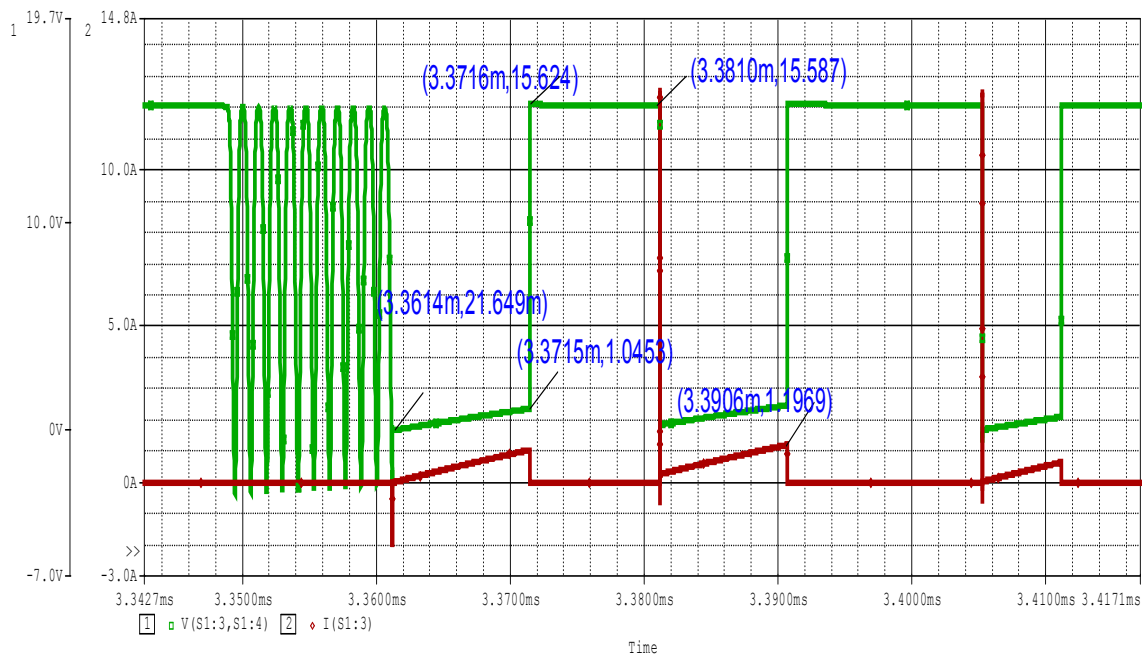


Figura 3.32 Simulación de tensión y corriente en el conmutador con realimentación tipo 1

La señal con forma cuadrada es la tensión que cae en el conmutador, que va desde una máxima de 15,6V que corresponde a la tensión de entrada con la tensión de codo del diodo cuando el conmutador está en posición de corte hasta un mínimo cuando está pasando al modo saturación donde caen entre 0,02 y 1,05V. La corriente máxima es 1,2 A.

La corriente en el condensador:

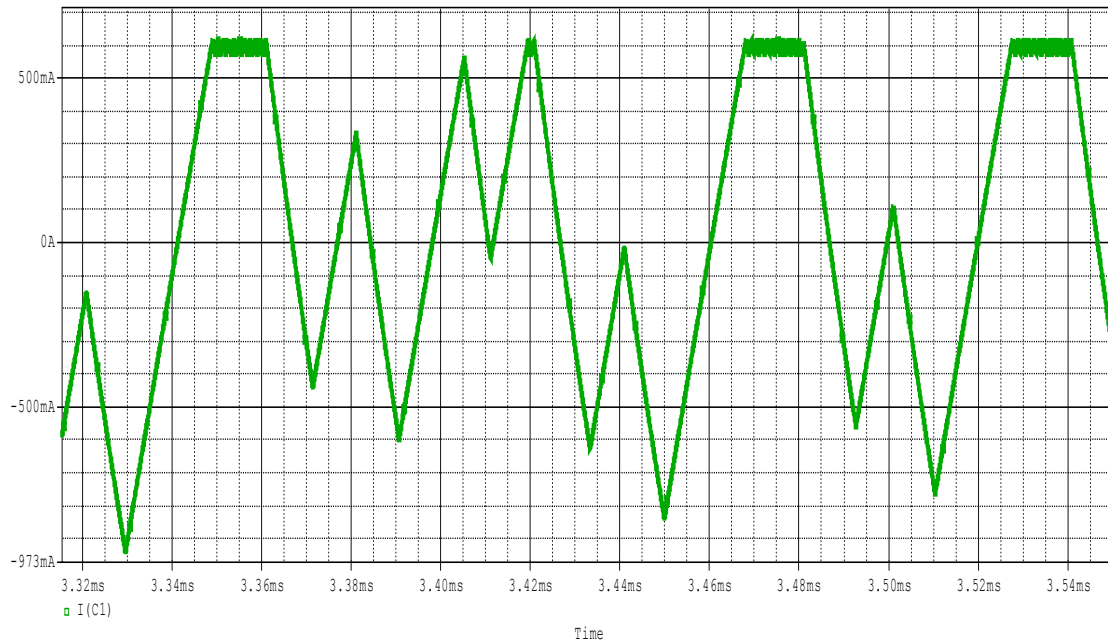


Figura 3.33 Simulación de corriente en el condensador con realimentación tipo 1

La corriente en el condensador es muy irregular, cuando si estuviese en corriente permanente se debería apreciar una señal más regular más parecida a una señal triangular.

A continuación se muestra la etapa de PWM:

Se muestran las entradas y salida del comparador, donde la señal cuadrada es la salida con la que se ataca al conmutador de la etapa de potencia y las dos restantes son las entradas. La señal rampa es la entrada negativa y la restante es la señal de la entrada positiva que como se puede comprobar, es oscilante.

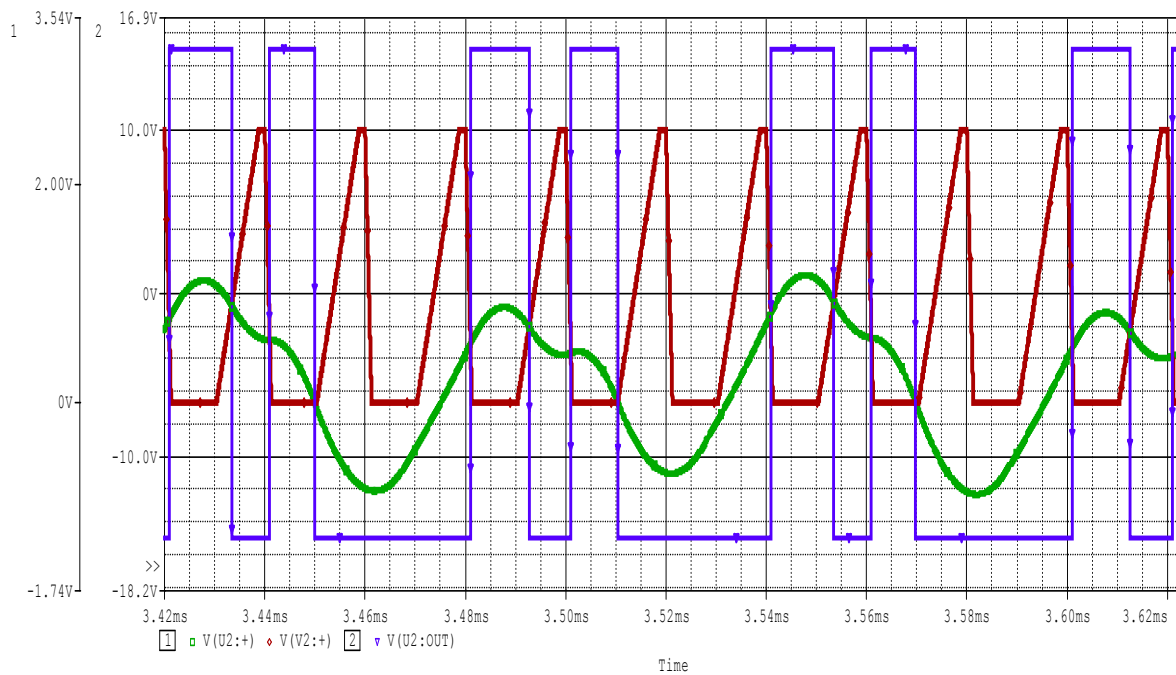


Figura 3.34 Simulación de etapa PWM con realimentación tipo 1

En resumen, las simulaciones del convertidor diseñado con lazo de realimentación de tipo 1 confirman el mal funcionamiento que se esperaba tras su diseño, se puede ver que no funciona en corriente permanente. Se esperaba una mala respuesta ya que lo máximo que se podía conseguir era un margen de fase de 0 cuando lo recomendado es que éste sea mayor de 45.

### 3.2.3 Simulación convertidor con lazo de control de tipo 2:

El convertidor con lazo de control tipo 2 posee en el amplificador de error componentes adicionales que hacen que no sea un simple integrador como en el caso anterior, sino que posea además del polo en el origen que daba el integrador un cero y un poco adicional, como se puede ver a continuación.

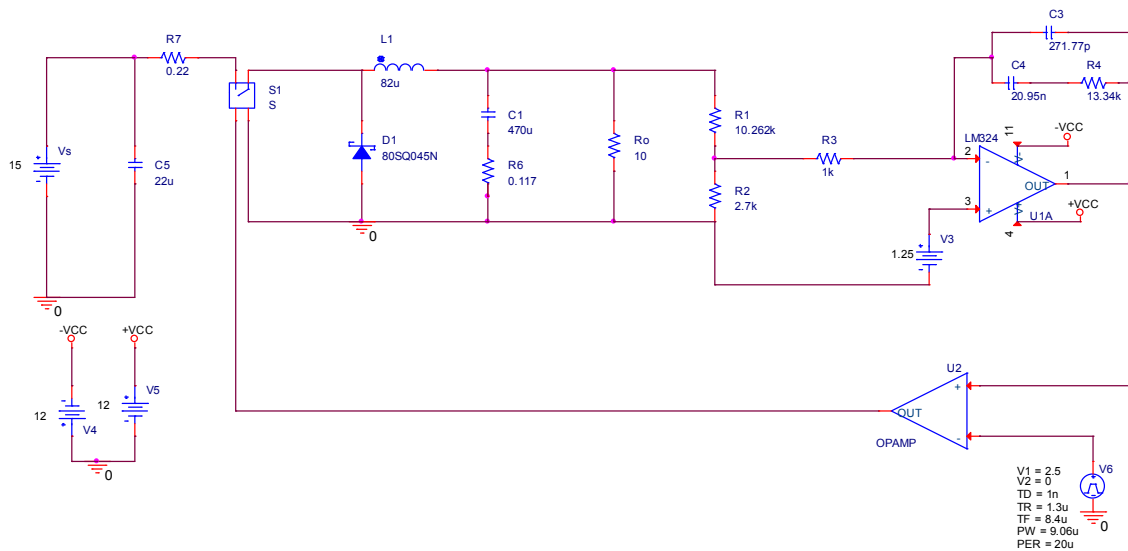


Figura 3.35 Simulación de circuito Buck con realimentación tipo 2

Salida para una entrada continua de 15V:

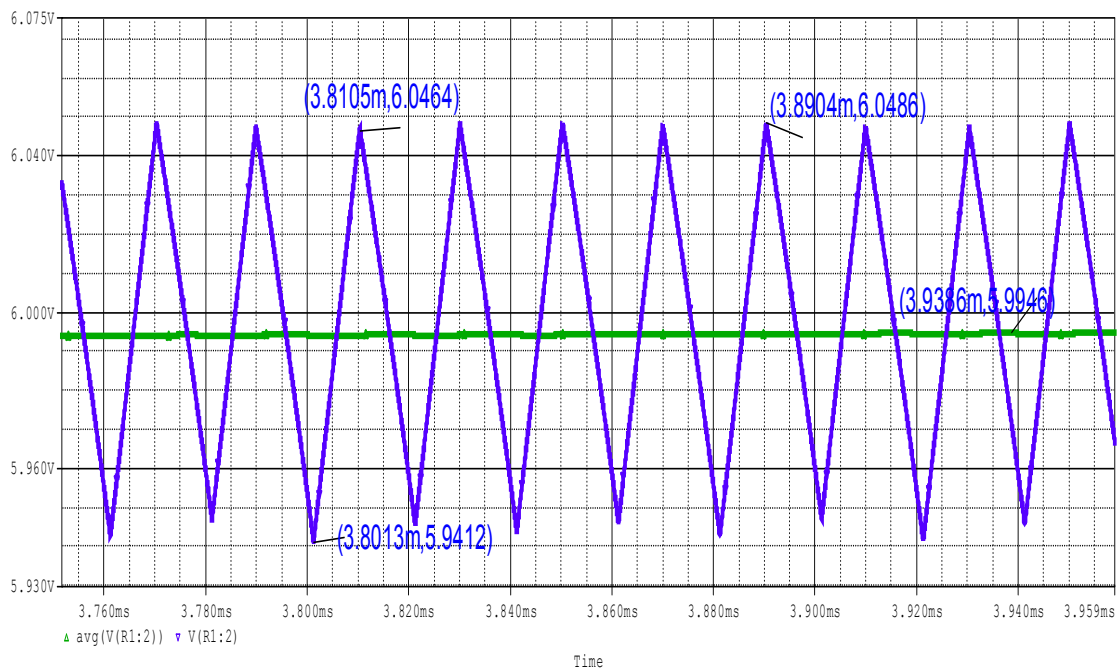


Figura 3.36 Simulación de tensión de salida de circuito Buck con realimentación tipo 2

| $V_o$ media | $V_o$ max | $V_o$ min |
|-------------|-----------|-----------|
| 6V          | 6,05V     | 5,94V     |

El rizado de salida será de  $\Delta V_o = 0,11V$  que corresponde a un rizado del 1,83%, menor al 2% para el que se diseñó la planta. Además se aprecia una señal muy regular, lo que puede orientar a un funcionamiento en corriente permanente. Si se comprueba el tiempo de subida de la señal rampa se encuentra que el valor de multiplicar el Duty Cycle al periodo, en este caso  $9,2 \mu s$ .

El sobrepasamiento y tiempo de estabilización de la tensión de salida será:

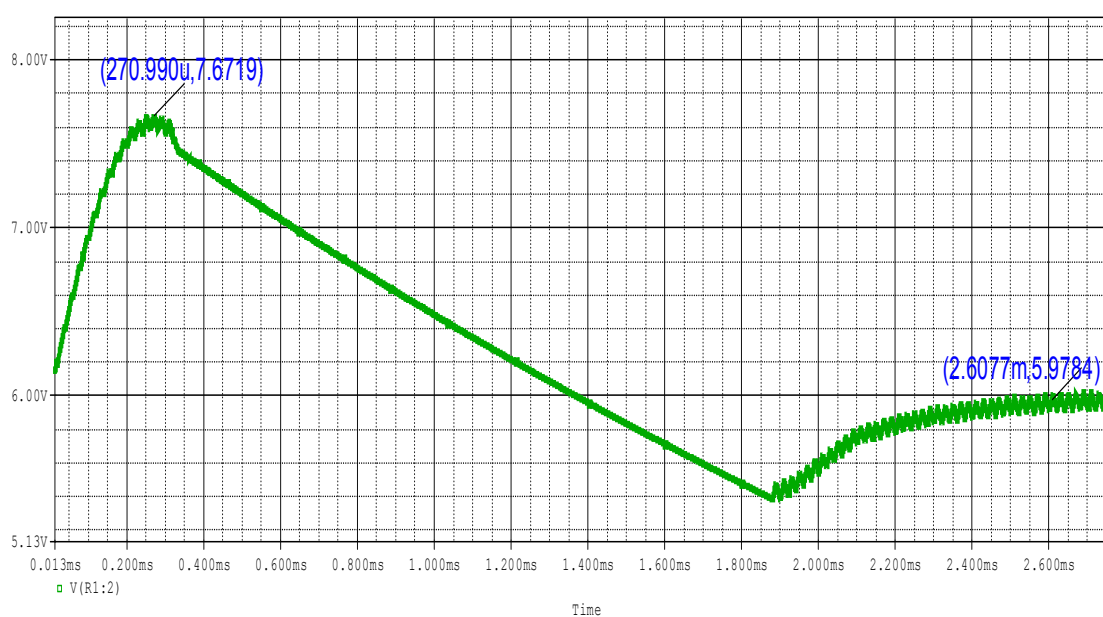


Figura 3.37 Simulación de tensión de salida de buck realimentado tipo 2, golpe de conexión

| Mp    | $t_{est}$ |
|-------|-----------|
| 27,8% | 2,6 ms    |

Se aprecia muy significativamente el cambio que implica en el sobrepasamiento y en el tiempo de estabilización tener un lazo de control. La respuesta es mucho menos peligrosa para la carga de salida y además se ajustará a la tensión de salida.

La corriente media en la bobina y sus fluctuaciones se pueden ver a continuación:

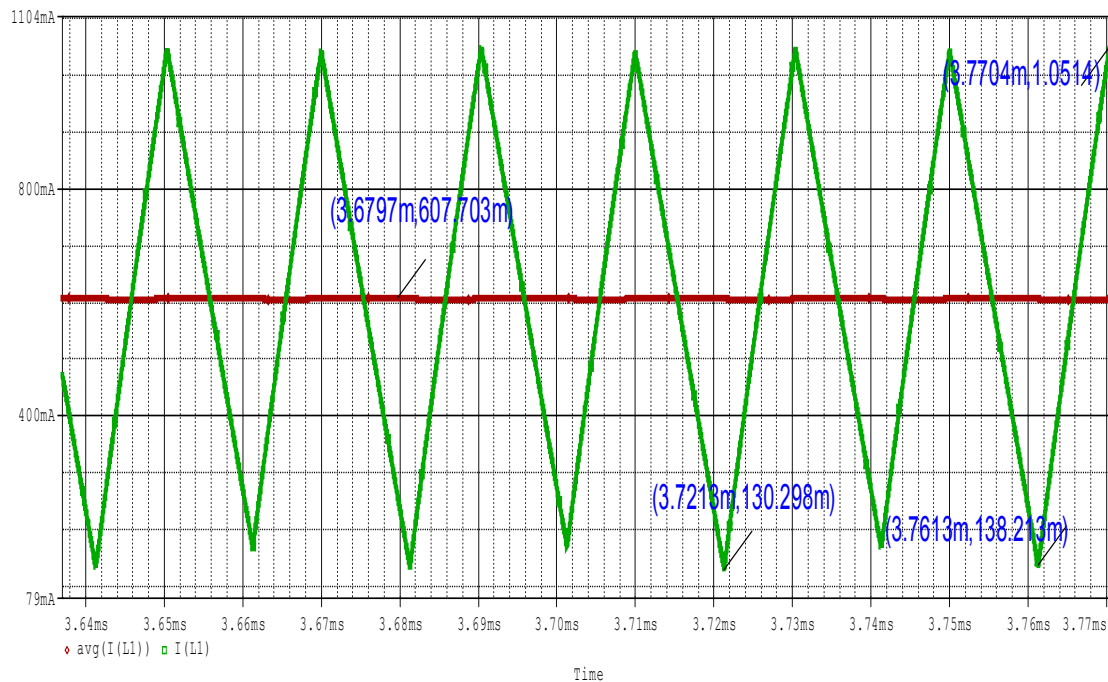


Figura 3.38 Simulación de corriente en la bobina de Buck realimentado tipo 2

| $I_L$ media | $I_L$ max | $I_L$ min |
|-------------|-----------|-----------|
| 0,6A        | 1,05A     | 0,13A     |

El rizado de la corriente en la bobina será de  $\Delta I_L = 0,92A$ , se comprueba que la corriente no alcanza valores negativos en ningún momento. Esto es una buena señal ya que el funcionamiento debe ser en corriente permanente (sin cruces en cero).

La tensión que cae en la bobina:

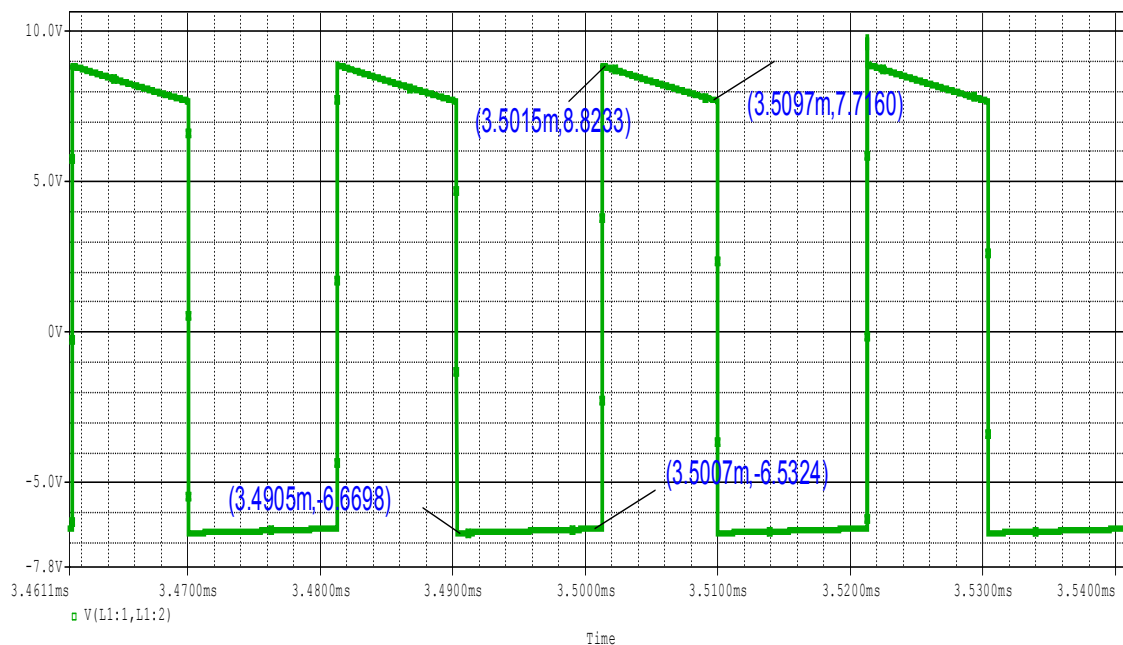


Figura 3.39 Simulación de tensión en la bobina para realimentación tipo 2

| $V_L$ max | $V_L$ min |
|-----------|-----------|
| 8,82V     | -6,67V    |

La tensión máxima en la bobina será de 8,82V, lo que corresponde idealmente a 15 voltios de entrada restando los 6V de salida y lo que cae en el conmutador. La tensión mínima corresponde idealmente a la tensión de salida cambiada de signo, la diferencia se debe a la tensión que cae en el diodo polarizado en conducción.

Tensión en diodo:

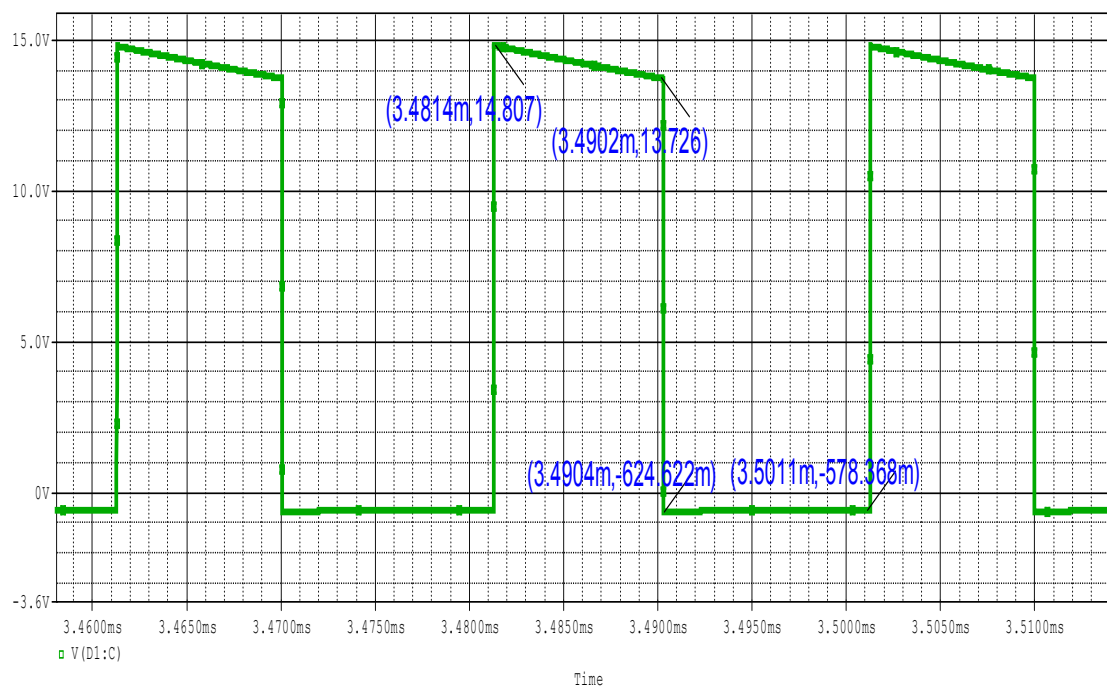


Figura 3.40 Simulación de tensión en el diodo para Buck realimentado tipo 2

La parte más baja de la onda es la tensión de codo del diodo (0,58V aproximadamente), cuando el conmutador principal se encuentra en estado abierto. La parte más alta es la tensión de entrada, una vez el conmutador principal se cierra(14,8V).

La corriente en el diodo:

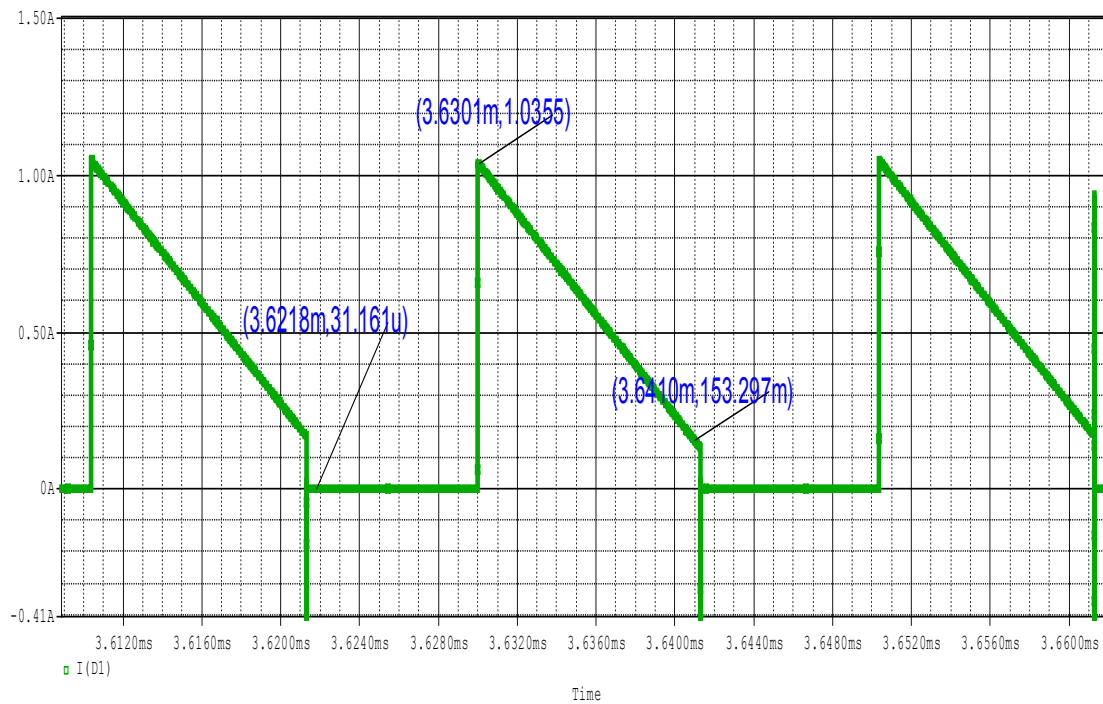


Figura 3.41 Simulación de corriente en el diodo para realimentación tipo 2

La corriente que circula por el diodo confirma que el funcionamiento que se está teniendo es en corriente permanente, ya que como se explicó anteriormente abandona la pendiente negativa para caer en vertical hasta los 0A. La corriente máxima es de 1,04A

En el conmutador principal conmutando:

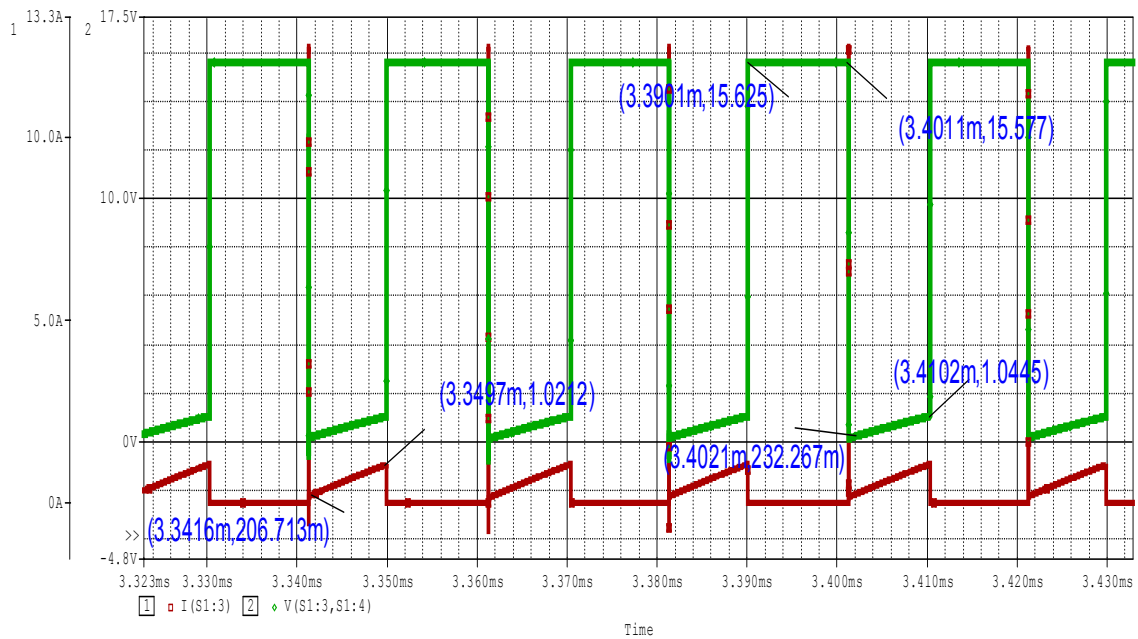


Figura 3.42 Simulación de tensión y corriente en el conmutador para realimentación tipo 2

La señal con forma cuadrada es la tensión que cae en el conmutador, que va desde una máxima de 15,6V que corresponde a la tensión de entrada con la tensión de codo del diodo cuando el conmutador está en posición de corte hasta un mínimo cuando está pasando al modo saturación donde caen entre 0,23 y 1,04V. La corriente máxima es 1,02 A cuando está en conducción .

La corriente en el condensador:

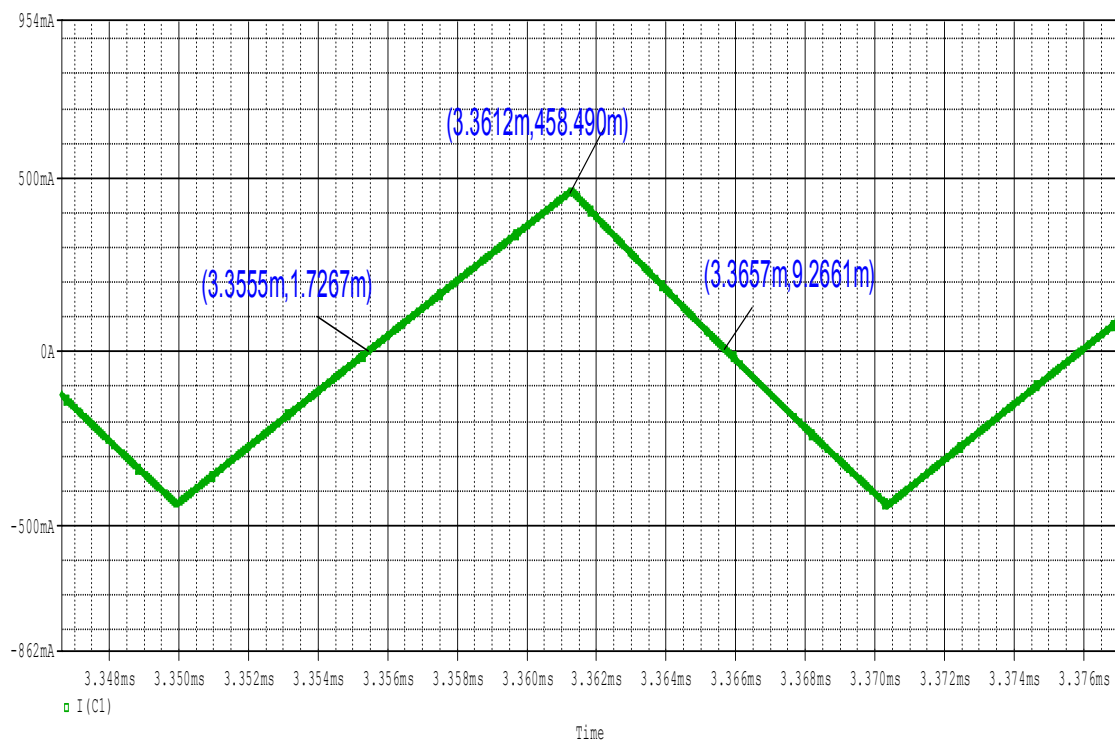


Figura 3.43 Simulación de corriente en el condensador para realimentación tipo 2

La distancia desde 0A hasta el pico superior indica la mitad del incremento de corriente, de 0,46 A, lo que hace un rizado de corriente en la bobina de 0,92 A. Si se mide el tiempo desde un cruce en 0 hasta el siguiente se obtiene la mitad del periodo que para una frecuencia de 50KHz es 10,2 $\mu$ s.

A continuación se muestra la etapa de PWM:

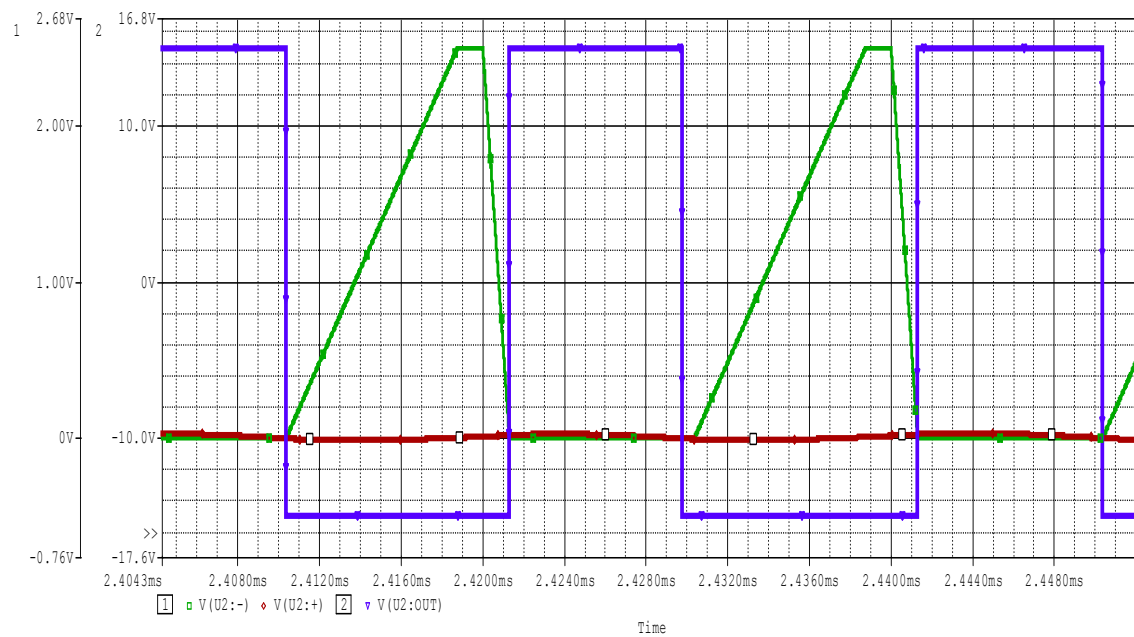


Figura 3.44 simulación de etapa PWM en realimentación tipo 2

Se muestran las entradas y salida del comparador, donde la señal cuadrada es la salida con la que se ataca al conmutador de la etapa de potencia y las dos restantes son las entradas. La señal rampa es la entrada negativa y la restante es la señal de la entrada positiva.

### 3.2.4 Simulación convertidor tipo 3 con método 1:

El convertidor con lazo de control tipo 3 posee en el amplificador de error componentes adicionales a los simulados anteriormente, lo que hace que posea en total 3 polos y dos ceros. Dos polos y dos ceros más que en el lazo de control de tipo 1 y un polo más un cero más que en el de tipo 2. Este convertidor ha sido diseñado por el método manual, al que se ha llamado método 1 para diferenciarlo del método que se explica en [3]:

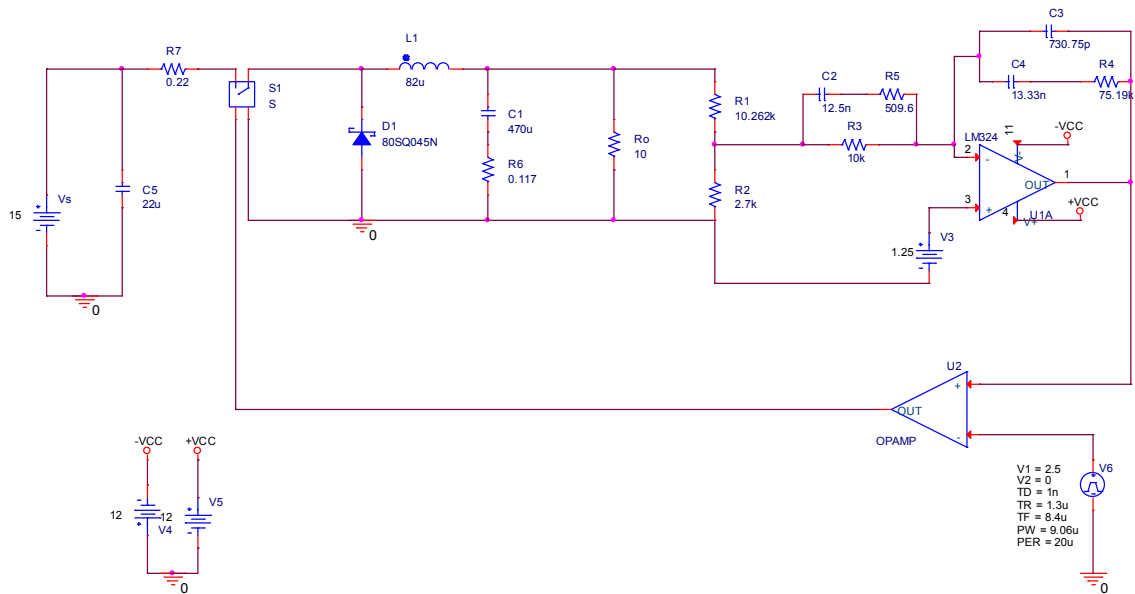


Figura 3.45 Circuito de simulación Buck con realimentación tipo 3, método 1

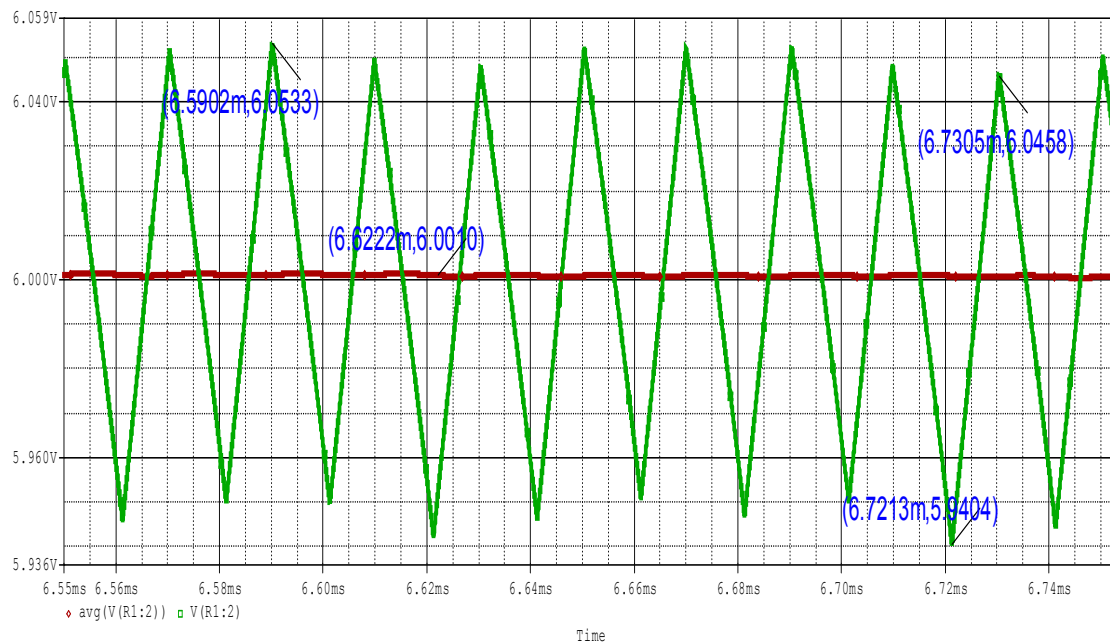


Figura 3.46 Simulación de tensión de salida de circuito Buck con realimentación tipo 3, método 1

Salida a entrada continua de 15V:

| $V_o$ media | $V_o$ max | $V_o$ min |
|-------------|-----------|-----------|
| 6V          | 6,05V     | 5,94V     |

El rizado de salida será de  $\Delta V_o = 0,11V$  que corresponde a un rizado del 1,83%, menor al rizado para el que se diseñó la planta del 2%. Además se aprecia una señal muy regular, lo que puede orientar a un funcionamiento en corriente permanente.

El sobrepasamiento y tiempo de estabilización:

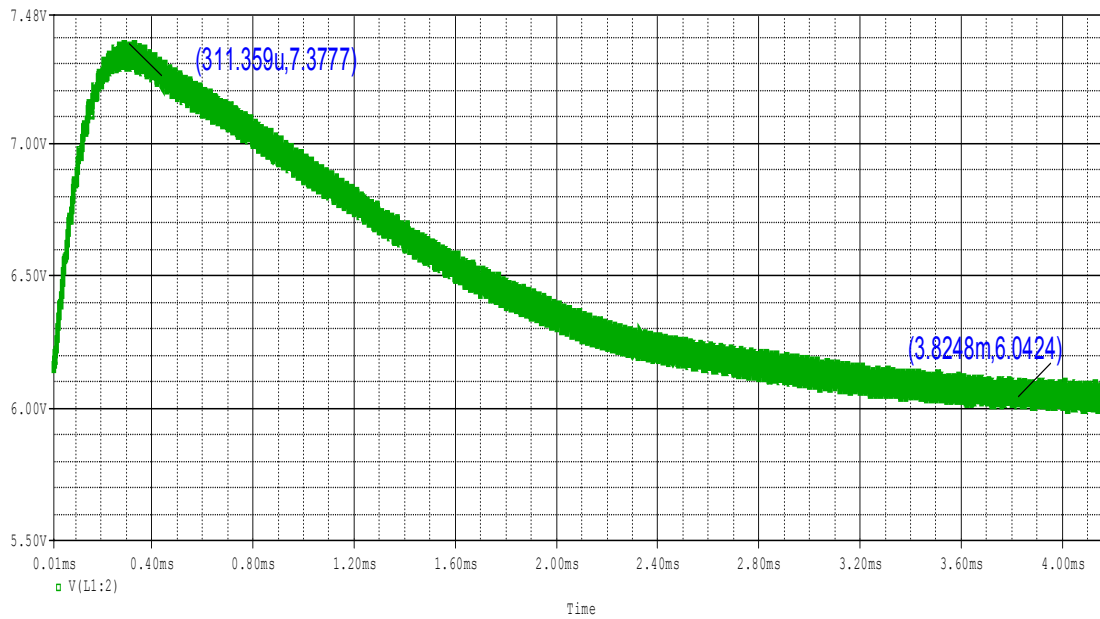


Figura 3.47 Simulación de tensión de salida de circuito Buck con realimentación tipo 3, método 1. Golpe de conexión

|     |           |
|-----|-----------|
| Mp  | $t_{est}$ |
| 23% | 3,8ms     |

El sobrepasamiento es mucho menor que en lazo abierto y también algo más bajo que en el lazo diseñado de tipo 2. El tiempo de establecimiento es más lento, esto es principalmente porque se diseñó para dejar un margen de fase mayor, lo que hace que sea más estable pero menos rápido como se explicó en el documento 2, en el apartado de influencia de cambio de parámetros para control.

La corriente media en la bobina y sus fluctuaciones:

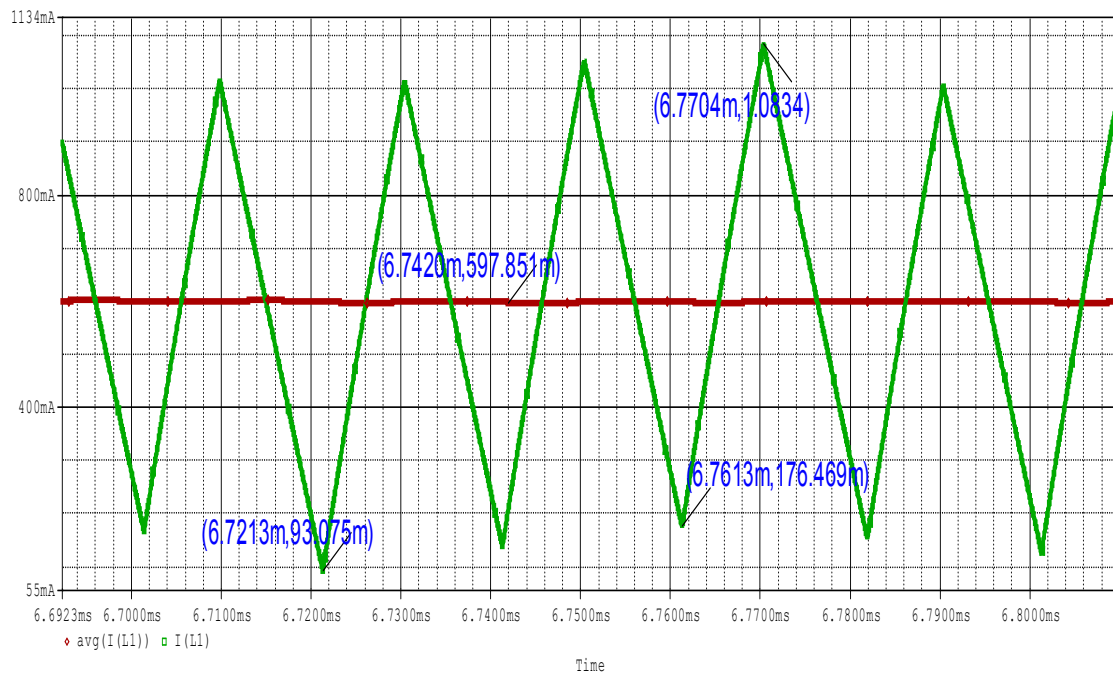


Figura 3.48 Simulación de corriente en la bobina de Buck realimentado tipo 3, método 1

| $I_L$ media | $I_L$ max | $I_L$ min |
|-------------|-----------|-----------|
| 0,6A        | 1,08A     | 0,09A     |

El rizado de la corriente en la bobina será de  $\Delta I_L = 0,99 \text{ A}$ , se comprueba que la corriente no alcanza valores negativos en ningún momento. Esto es una buena señal ya que el funcionamiento debe ser en corriente permanente (nunca negativa). Se puede comprobar que el  $t_{on}$  es  $8,7\mu\text{s}$ , calculado de la diferencia de tiempo de subida desde el nivel más bajo hasta el más alto.

La tensión que cae en la bobina:

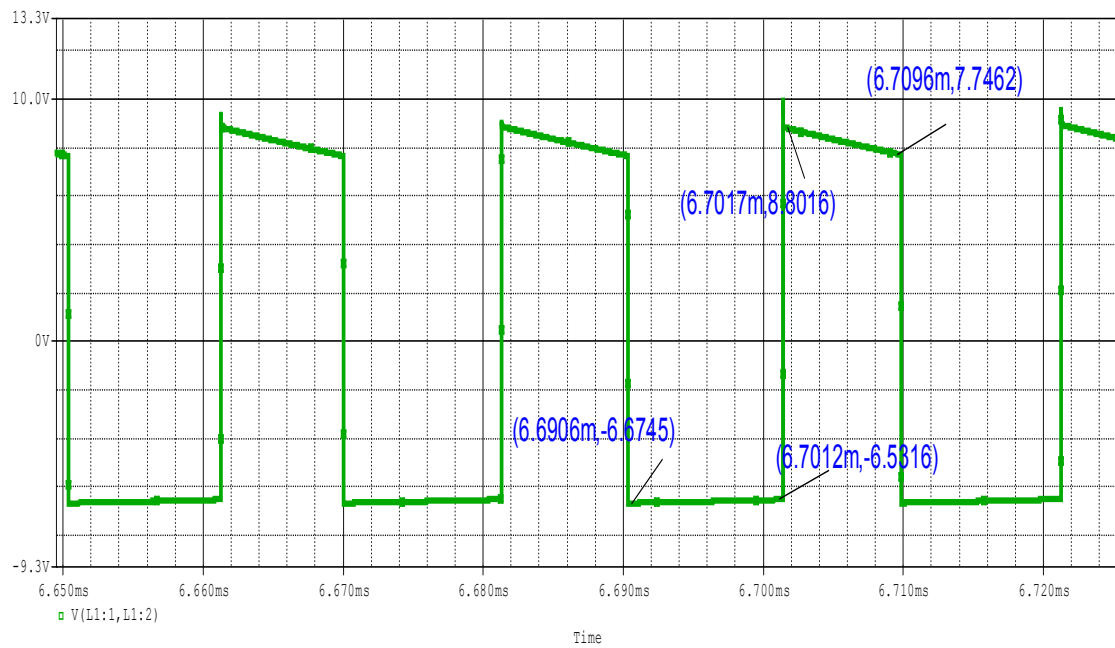


Figura 3.49 Simulación de tensión en la bobina para Circuito Buck con realimentación tipo 3 en método 1

| $V_L$ max | $V_L$ min |
|-----------|-----------|
| 8,81V     | -6,67V    |

La tensión máxima en la bobina descontando los rebotes será de 8,81V, lo que corresponde a 15 voltios de entrada restando los 6V de salida y las caídas en el conmutador principal. La tensión mínima corresponde idealmente a la tensión de salida cambiada de signo, la diferencia se debe a la tensión que cae en el diodo polarizado en conducción.

Tensión en el diodo:

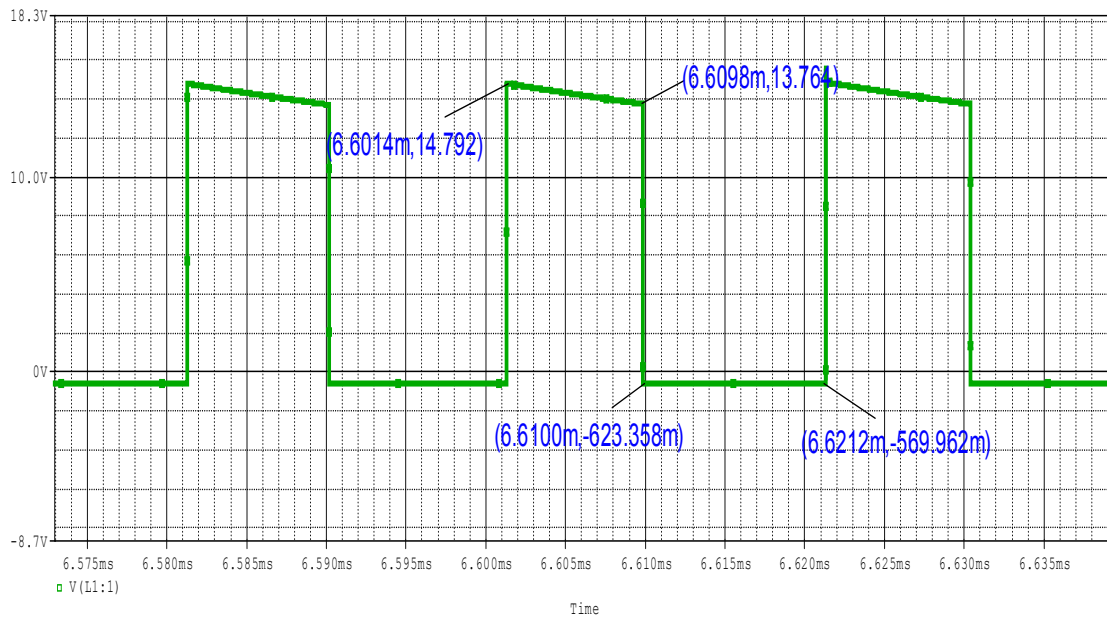


Figura 3.50 Simulación de tensión en el diodo para Circuito Buck con realimentación tipo 3 en método 1

La parte más baja de la onda es la tensión de codo del diodo (0,59V), cuando el conmutador principal se encuentra en estado abierto y el diodo en conducción. La parte más alta es la tensión de entrada teniendo en cuenta las pérdidas del conmutador en saturación, una vez el conmutador se cierra (14,79V).

Corriente en el diodo:

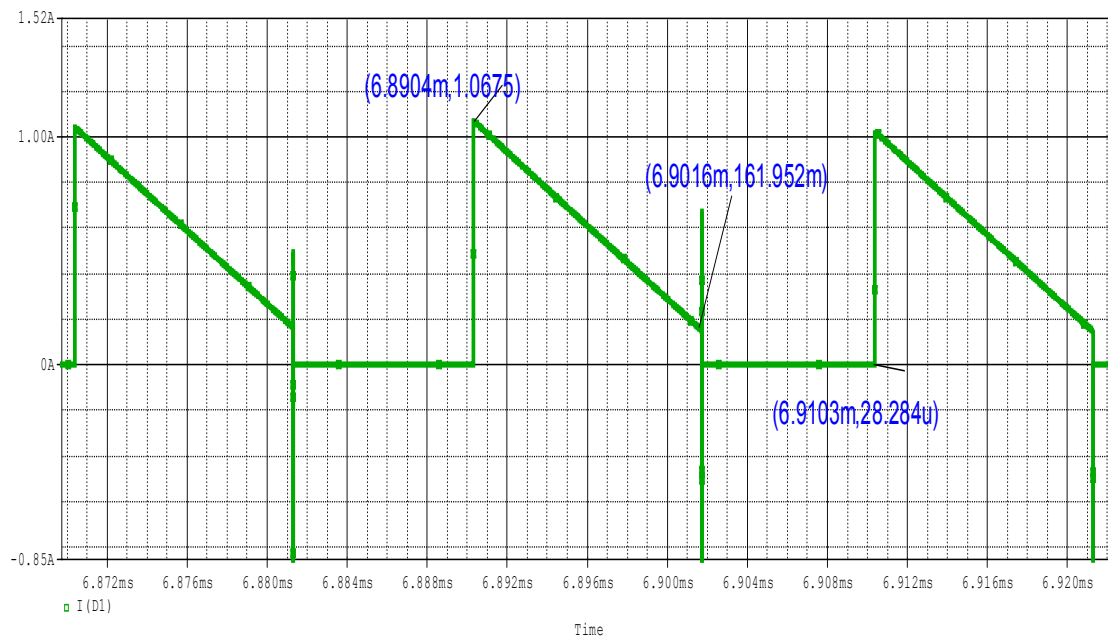


Figura 3.51 Simulación de corriente en el diodo para circuito Buck en realimentación tipo3 con método 1

La corriente que circula por el diodo confirma que el funcionamiento que se está teniendo es en corriente permanente, ya que como se explicó antes abandona la pendiente negativa para caer en vertical hasta los 0A. La corriente máxima es de 1,07A

Se comprueba cómo se comporta la tensión y corriente en el conmutador:

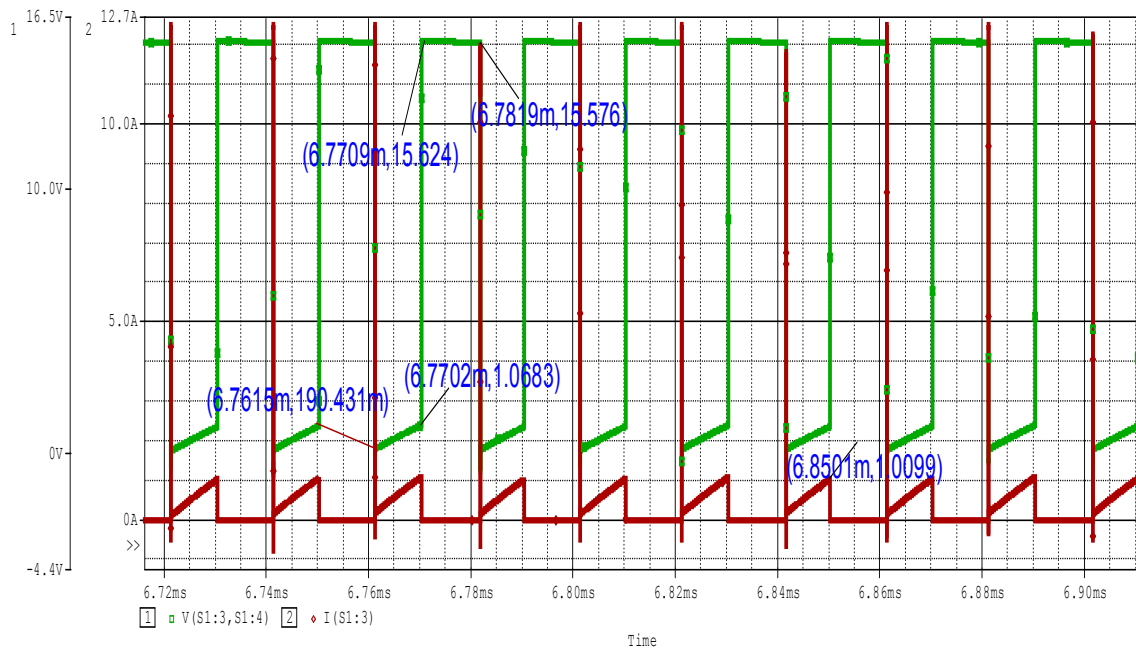


Figura 3.52 Simulación de tensión y corriente en el conmutador para buck realimentado tipo 3 en método 1

La señal con forma cuadrada es la tensión que cae en el conmutador, que va desde una máxima de 15,6V que corresponde a la tensión de entrada con la tensión de codo del diodo cuando el conmutador está en posición de corte hasta un mínimo cuando está pasando al modo saturación donde caen entre 0,2 y 1,06V. La corriente máxima es 1,01 A cuando está en conducción .

La corriente en el condensador:

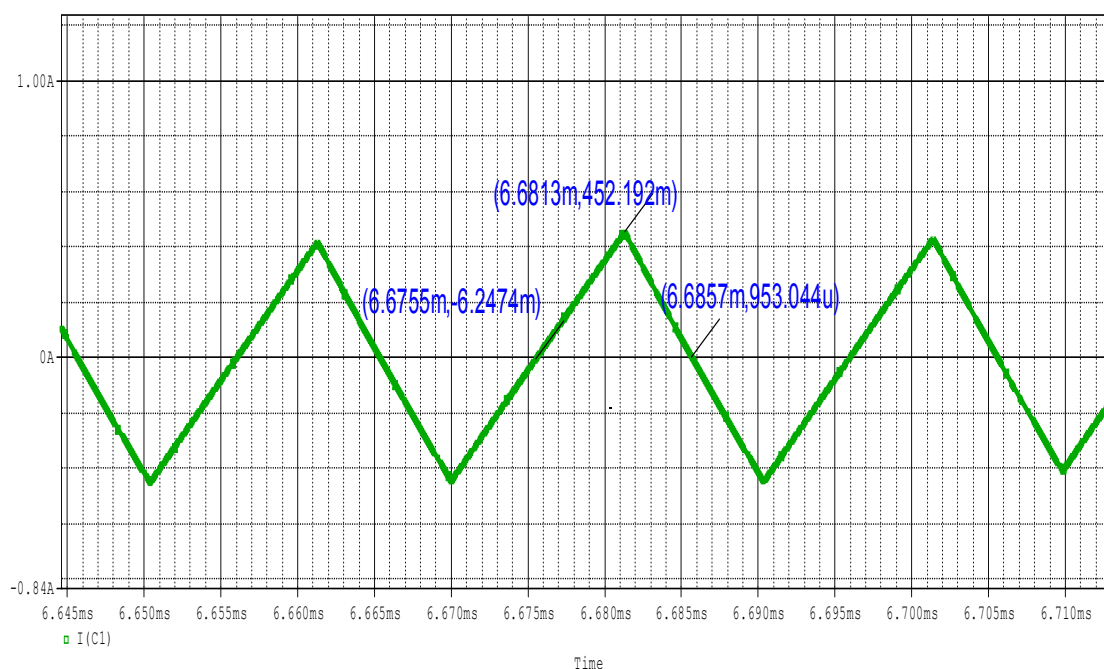


Figura 3.53 Simulación de corriente en el condensador para buck realimentado tipo 3 en método 1

La distancia desde 0A hasta el pico superior indica la mitad del incremento de corriente, de 0,45 A, lo que lleva a un rizado de corriente en la bobina de 0,9A. Si se mide el tiempo desde un cruce en 0 hasta el siguiente se obtiene la mitad del periodo que para una frecuencia de 50KHz da 10,2 $\mu$ s.

A continuación se muestra la etapa de PWM:

Se muestran las entradas y salida del comparador, donde la señal cuadrada es la salida con la que se ataca al conmutador de la etapa de potencia y las dos restantes son las entradas. La señal rampa es la entrada negativa y la restante es la señal de la entrada positiva.

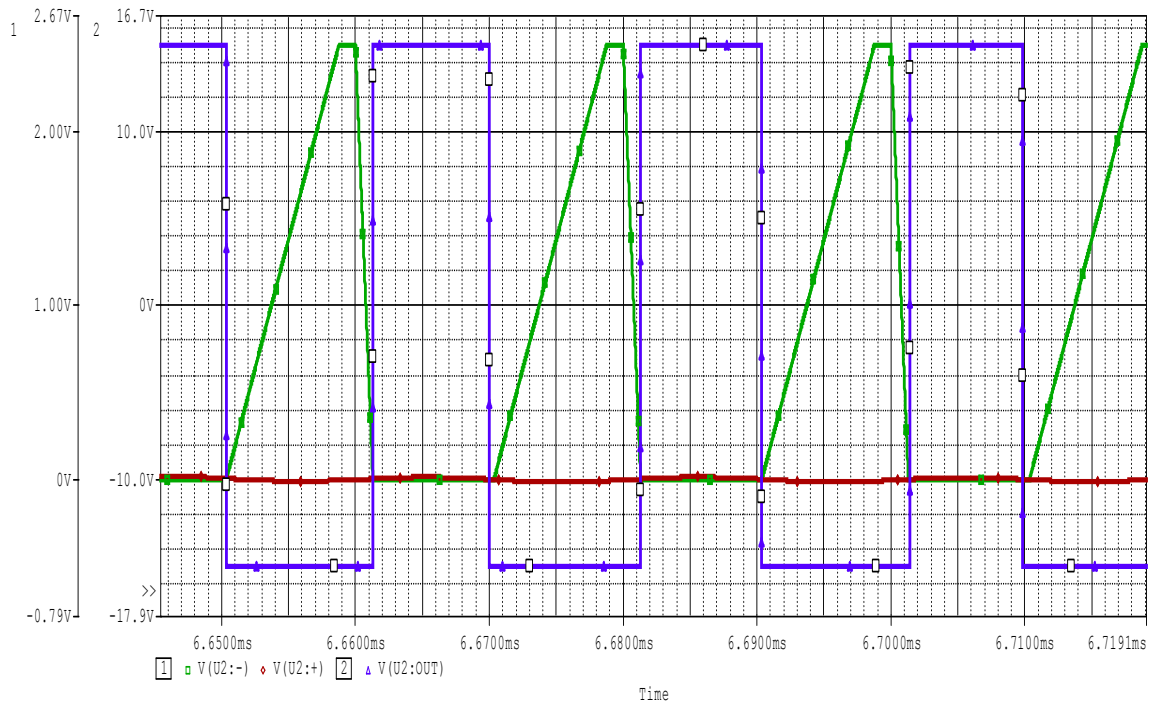


Figura 3.54 Simulación de etapa PWM de buck con realimentación tipo 3 en método 1

### 3.2.5 Simulación convertidor tipo 3 con método 2:

El convertidor con lazo de control tipo 3 posee en el amplificador de error componentes adicionales a los simulados anteriormente, lo que hace que posea en total 3 polos y dos ceros. Dos polos y dos ceros más que en el lazo de control de tipo 1 y un polo más un cero más que en el de tipo 2. Este convertidor ha sido diseñado por el método de las 'Ks', al que se ha llamado método 2 para diferenciarlo del método manual que aparece en [5].

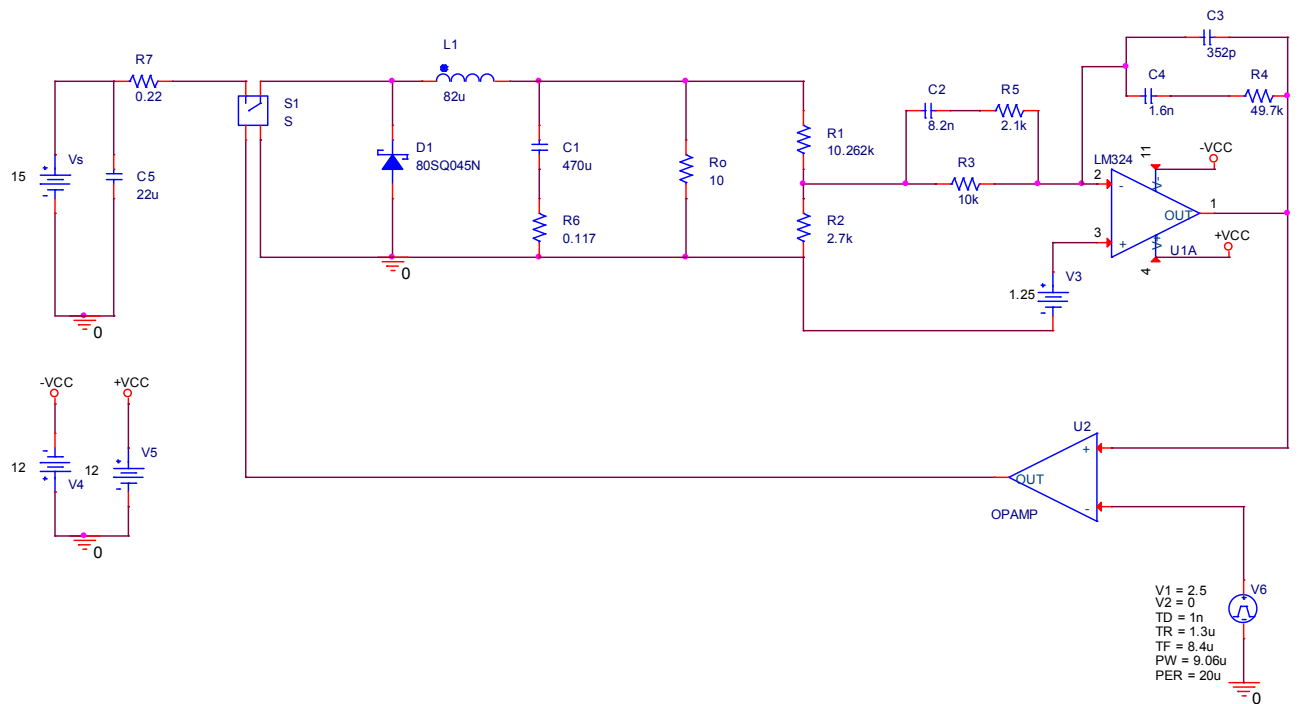


Figura 3.55 Circuito para simulación Buck con realimentación tipo 3 en método 2

Salida para una entrada continua de 15V:

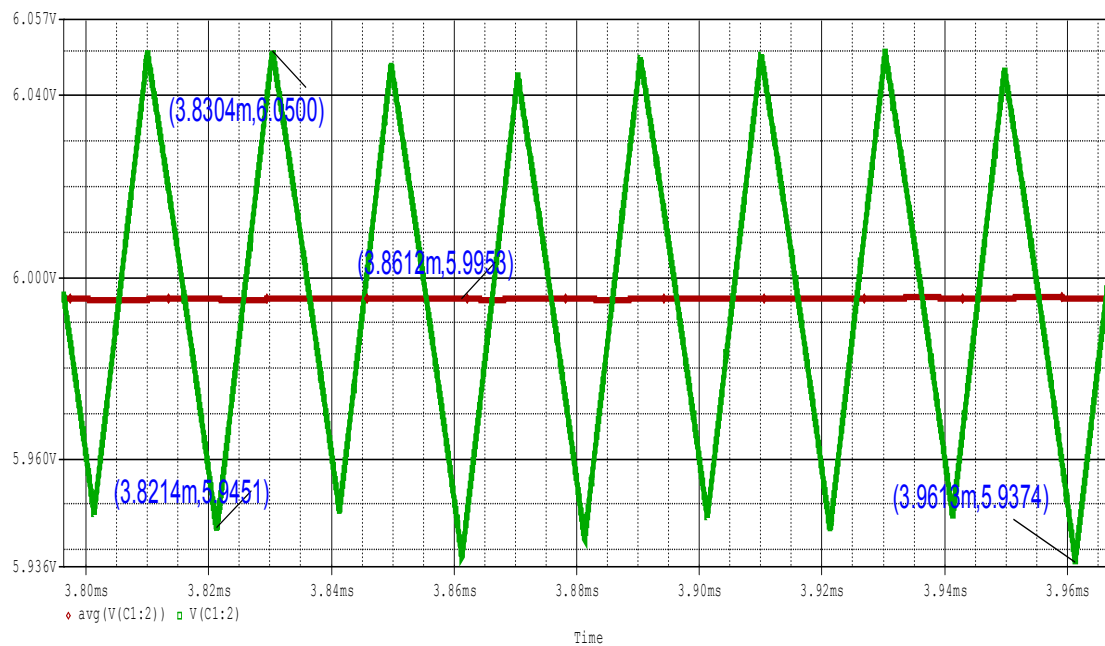


Figura 3.56 Simulación de tensión de salida para Buck en realimentación tipo 3 con método 2

| $V_o$ media | $V_o$ max | $V_o$ min |
|-------------|-----------|-----------|
| 6V          | 6,05V     | 5,94V     |

El rizado de salida será de  $\Delta V_o = 0,11V$  que corresponde a un rizado del 1,83%, inferior al 2% para el que se diseñó la planta. Además la forma de onda triangular tan regular orienta a pensar que está en funcionamiento de corriente permanente. El tiempo de mínimo a máximo es de 8,6  $\mu s$ , esto es  $D \cdot T$ .

#### Sobrepasamiento y tiempo de estabilización

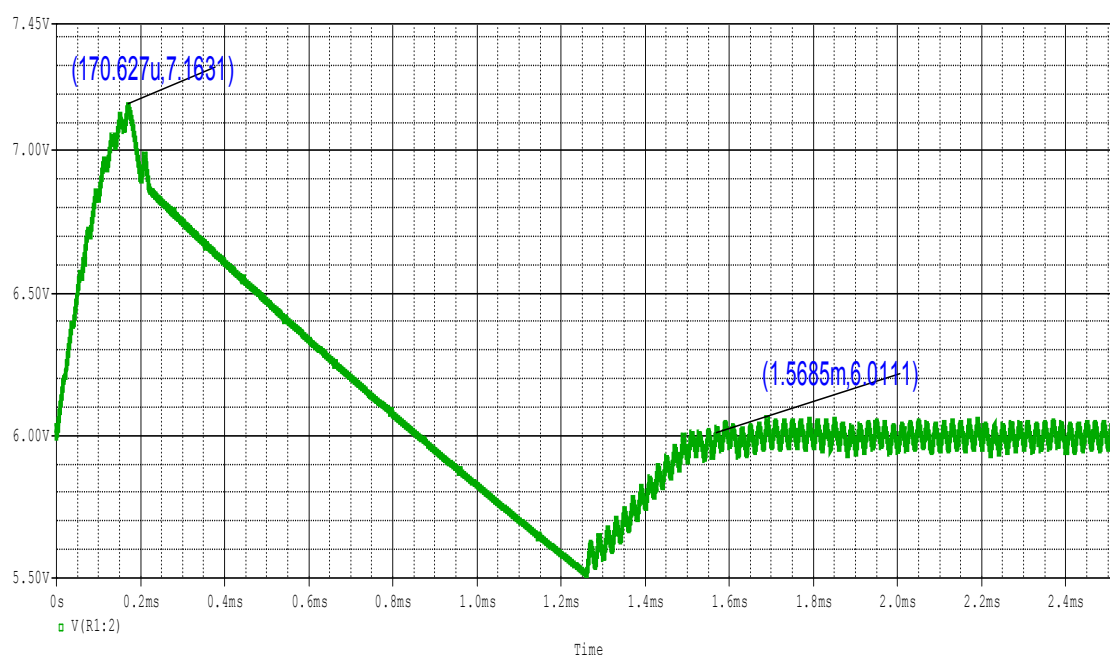


Figura 3.57 Simulación de tensión de salida para Buck en realimentación tipo 3 con método 2, golpe de conexión

| Mp    | $t_{est}$ |
|-------|-----------|
| 19,3% | 1,6 ms    |

El sobrepasamiento obtenido es menor que en el convertidor tipo 3 con método 1, que era el que menos sobrepasamiento tenía. El tiempo de asentamiento es menor que en los anteriores como se puede comprobar.

La corriente media en la bobina y sus fluctuaciones:

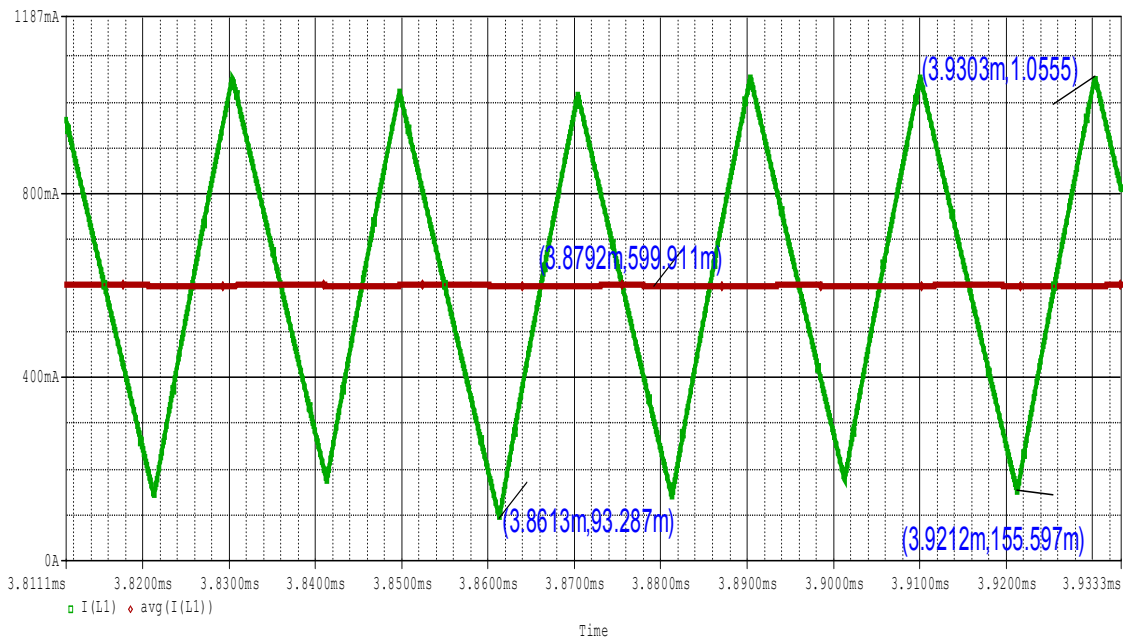


Figura 3.58 Simulación de corriente en la bobina para realimentación tipo 3 en método 2

| $I_L$ media | $I_L$ max | $I_L$ min |
|-------------|-----------|-----------|
| 0,6A        | 1,06A     | 0,09A     |

El rizado de la corriente en la bobina será de  $\Delta I_L = 0,97 A$  se comprueba que la corriente no alcanza valores negativos en ningún momento. Esto es una buena señal ya que el funcionamiento debe ser en corriente permanente (nunca cruza en cero). Se puede comprobar el  $t_{on} = 9,1\mu s$  haciendo la diferencia entre un pico superior y el pico inferior anterior a éste.

La tensión que cae en la bobina:

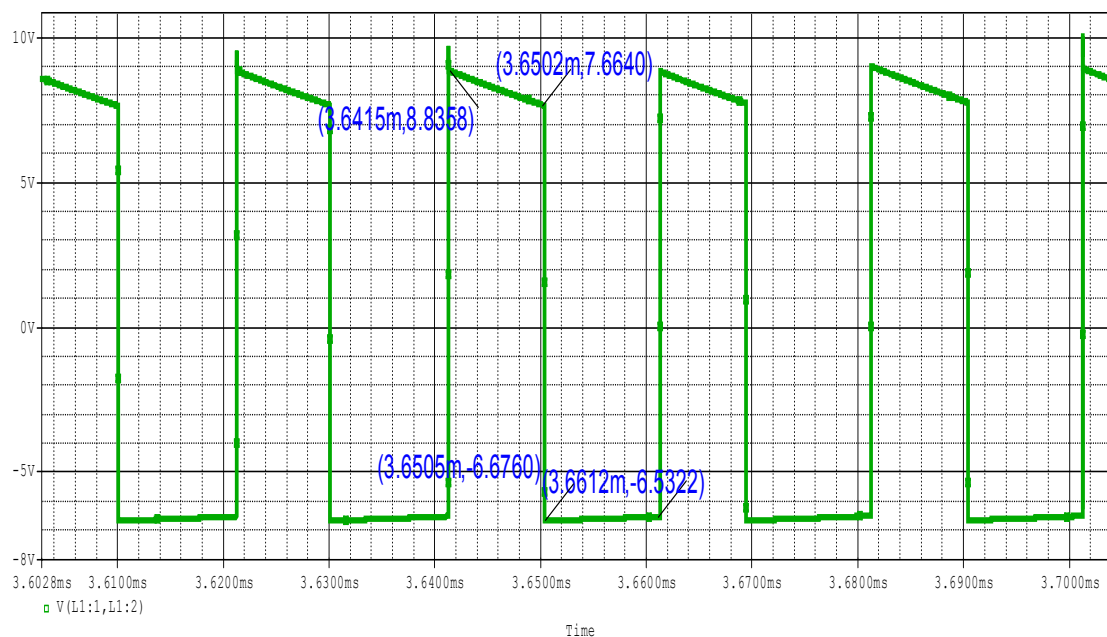


Figura 3.59 Simulación de tensión en la bobina para realimentación de tipo 3 en método 2

| $V_L$ max | $V_L$ min |
|-----------|-----------|
| 8,84V     | -6,53V    |

La tensión máxima en la bobina será de 8,84V, lo que corresponde idealmente a 15 voltios de entrada restando los 6V de salida. La tensión mínima corresponde idealmente a la tensión de salida cambiada de signo, la diferencia se debe a la tensión que cae en el diodo polarizado en conducción.

Tensión en el diodo:

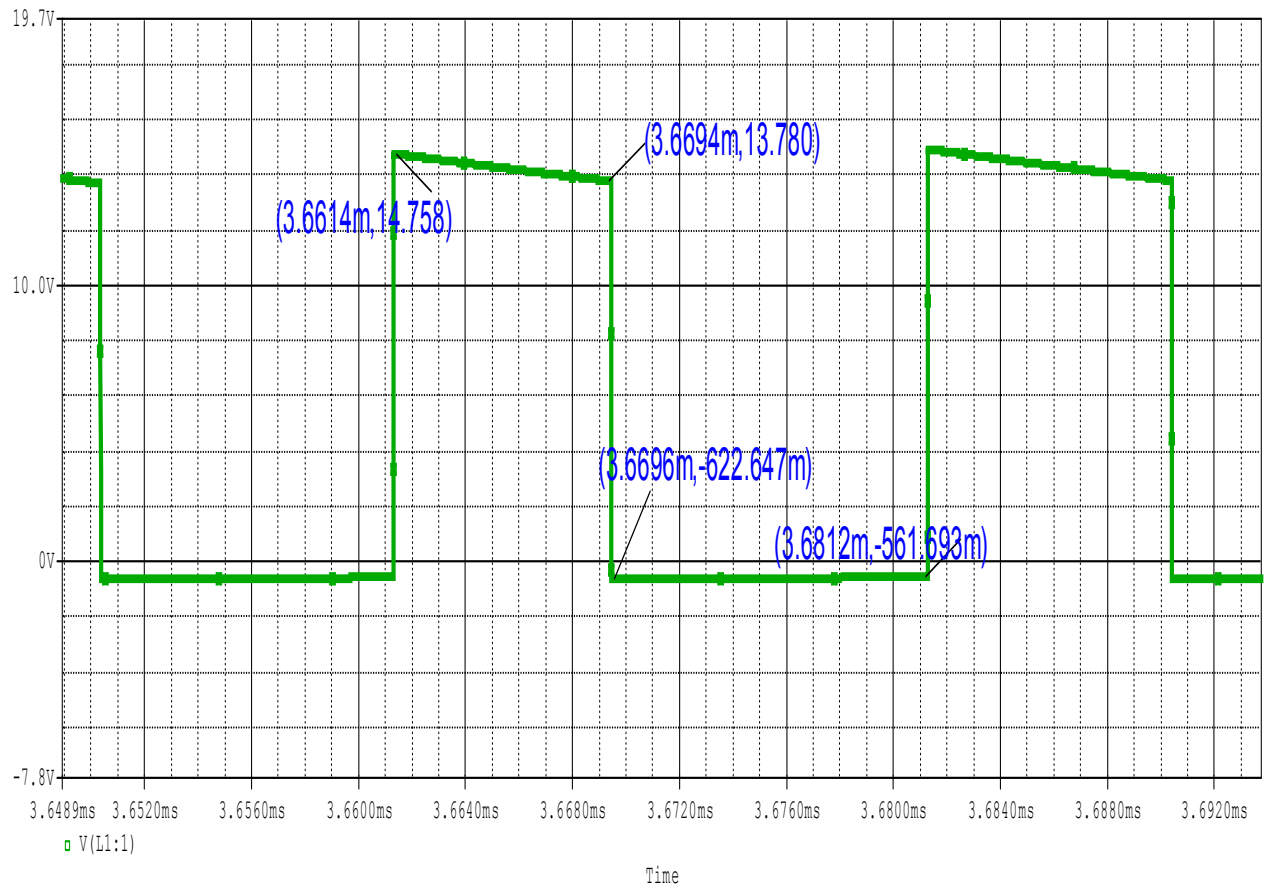


Figura 3.60 Simulación de tensión en el diodo para realimentación tipo 3, método 2

La parte más baja de la onda es la tensión de codo del diodo (0,62V), cuando el conmutador primero se encuentra en estado abierto. La parte más alta es la tensión de entrada, una vez el conmutador se cierra (14,76V). El  $t_{on} = 8\mu s$  y el  $t_{off} = 12\mu s$  llevan a un  $D=0,4$ .

Corriente en el diodo:

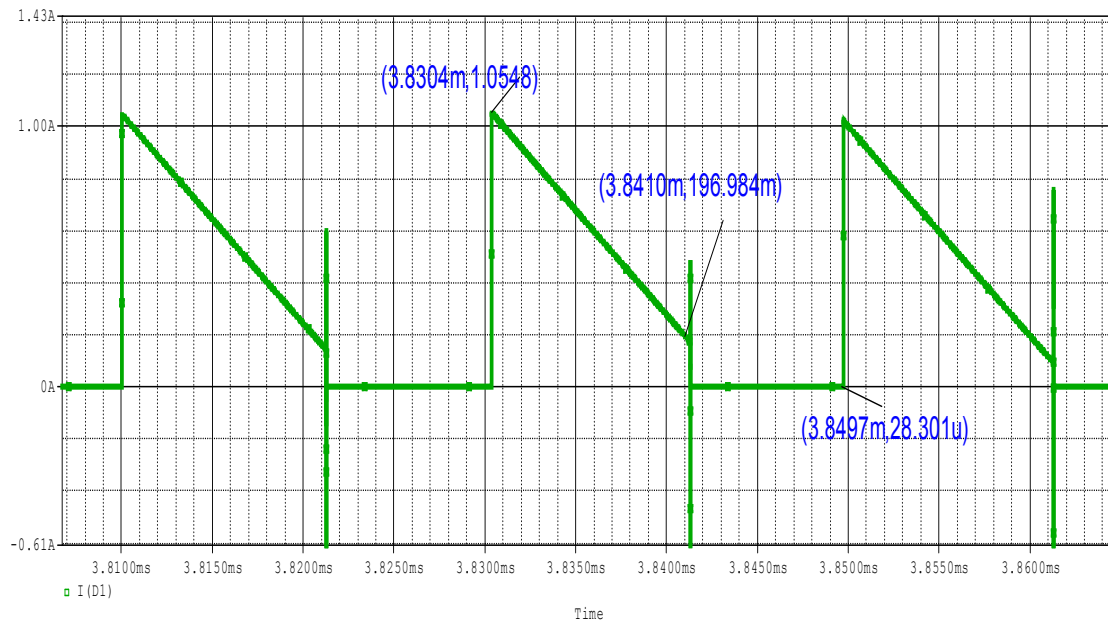


Figura 3.61 Simulación de corriente en el diodo para realimentación tipo 3 en método 2

La corriente que circula por el diodo confirma que el funcionamiento que se está teniendo es en corriente permanente, ya que como se explicó antes abandona la pendiente negativa para caer en vertical hasta los 0A. La corriente máxima es de 1,05A

La corriente en el condensador:

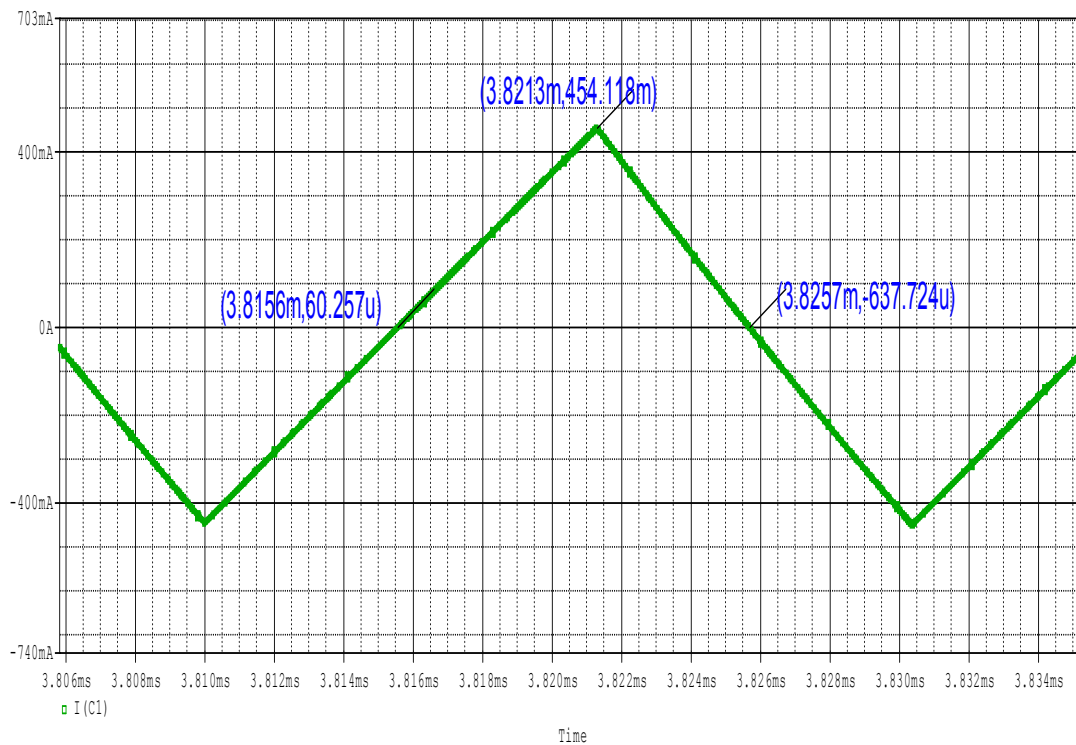


Figura 3.62 Simulación de corriente en el condensador para realimentación tipo 3 en método 2

Realizando la diferencia del tiempo de los dos cruces en 0A se puede encontrar la mitad del periodo, en este caso da  $10,1\mu s$ . Si medimos el pico dará la mitad de la fluctuación de corriente en la bobina, que en este caso es de 0,45 A.

Señal en el conmutador:

La señal con forma cuadrada es la tensión que cae en el conmutador, que va desde una máxima de 15,6V que corresponde a la tensión de entrada con la tensión de codo del diodo cuando el conmutador está en posición de corte hasta un mínimo cuando está pasando al modo saturación donde caen entre 0,22 y 1,04V. La corriente máxima es 1,06 A cuando está en conducción.

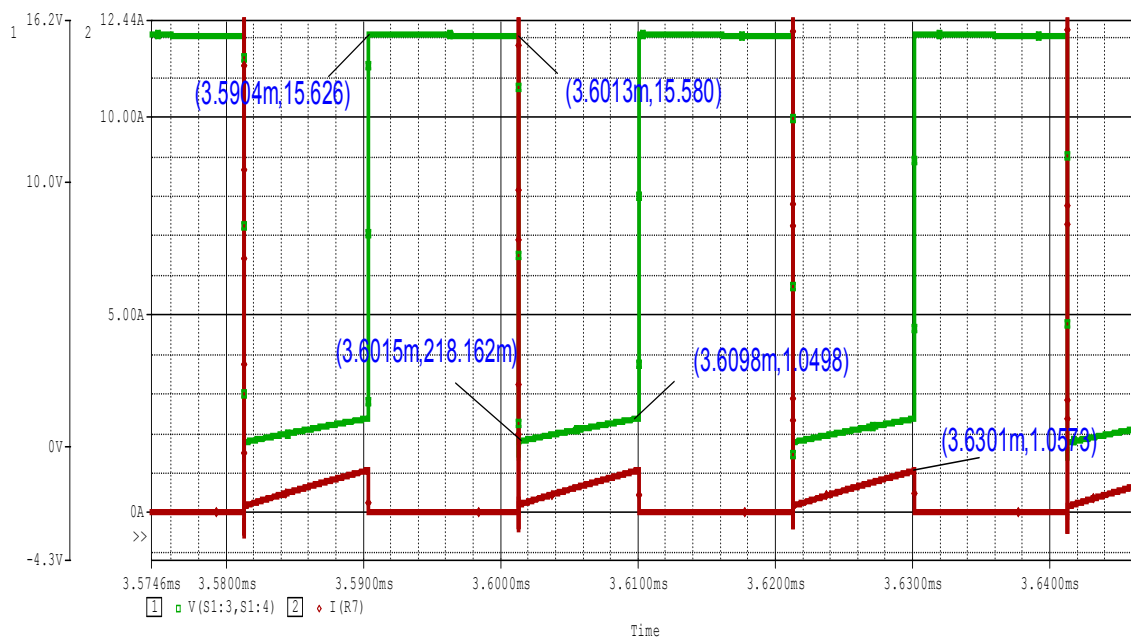


Figura 3.63 Simulación de tensión y corriente en el conmutador para realimentación tipo 3 en método 2

A continuación se muestra la etapa de PWM:

Se muestran las entradas y salida del comparador, donde la señal cuadrada es la salida con la que se ataca al conmutador de la etapa de potencia y las dos restantes son las entradas. La señal rampa es la entrada negativa y la restante es la señal de la entrada positiva.

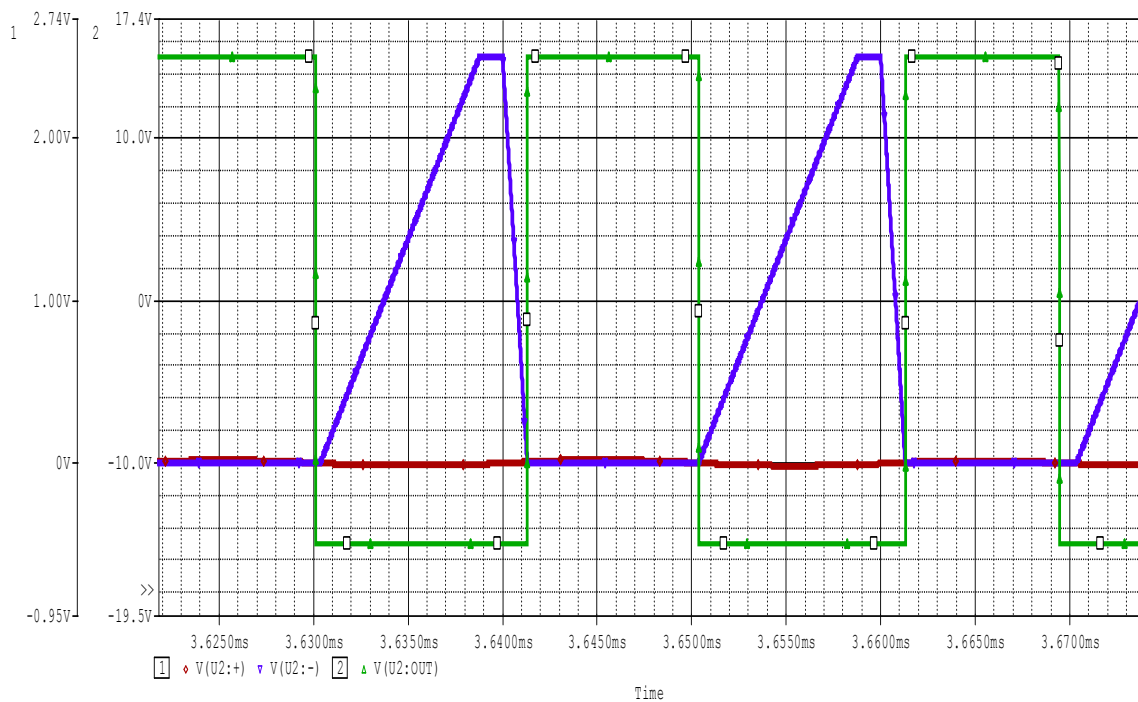


Figura 3.64 Simulación de etapa PWM para realimentación tipo 3 en método 2

### 3.2.6 Lazo de control tipo 3 con método 2 en corriente no permanente:

Se colocará una Resistencia de 33 ohm a la salida de la planta en vez de la de 10 ohm para comportamiento del lazo de control diseñado elegido para el funcionamiento de corriente discontinua.

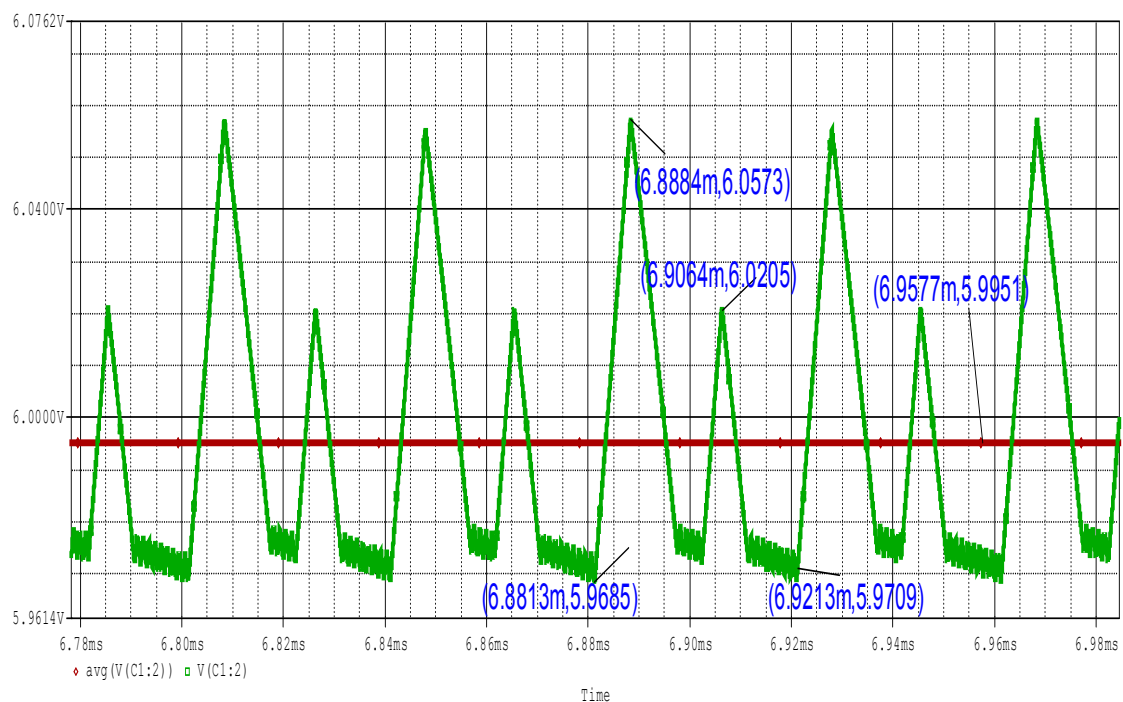


Figura 3.65 Simulación de tensión de salida para realimentación 3 en método 2 y corriente discontinua

| $V_o$ media | $V_o$ max | $V_o$ min |
|-------------|-----------|-----------|
| 6V          | 6,06V     | 5,97V     |

El rizado de salida será de  $\Delta V_o = 0,09V$  que corresponde a un rizado del 1,5%, inferior al 2% de referencia que se utilizó para diseñar el convertidor en lazo abierto para una resistencia de salida que hacía que su funcionamiento fuese en corriente permanente.

Corriente en la bobina:

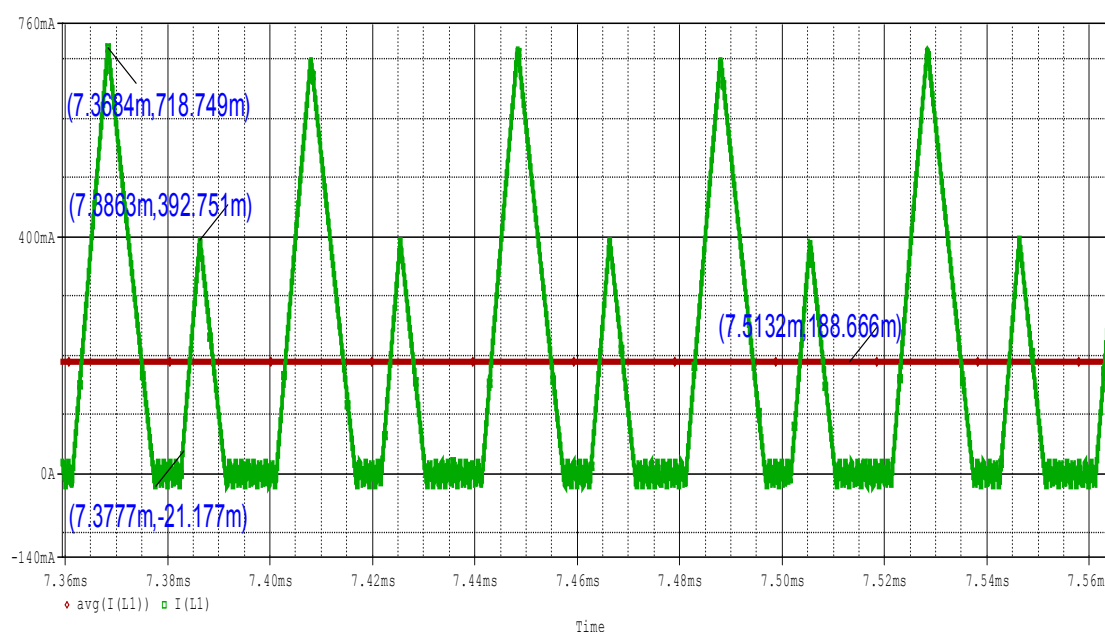


Figura 3.66 Simulación de corriente en la bobina para realimentación 3 en método 2 y corriente discontinua

| $I_L$ media | $I_L$ max | $I_L$ min |
|-------------|-----------|-----------|
| 0,19A       | 0,72A     | -0,02A    |

El rizado de la corriente en la bobina será de  $\Delta I_L = 0,74$ , se comprueba que la corriente alcanza valores negativos. Esto es así porque se está forzando el funcionamiento en corriente discontinuada.

Tensión en la bobina:

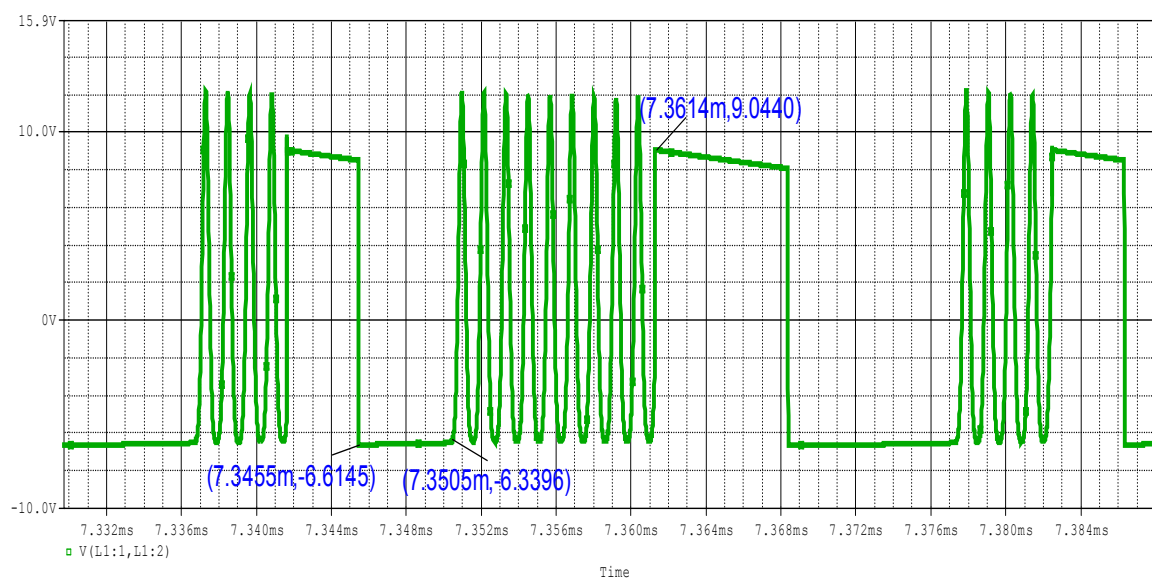


Figura 3.67 Simulación de tensión en la bobina para realimentación tipo 3 en método 2 y corriente discontinua

|           |           |
|-----------|-----------|
| $V_L$ max | $V_L$ min |
| 9,04V     | -6,6V     |

Tensión en el diodo:

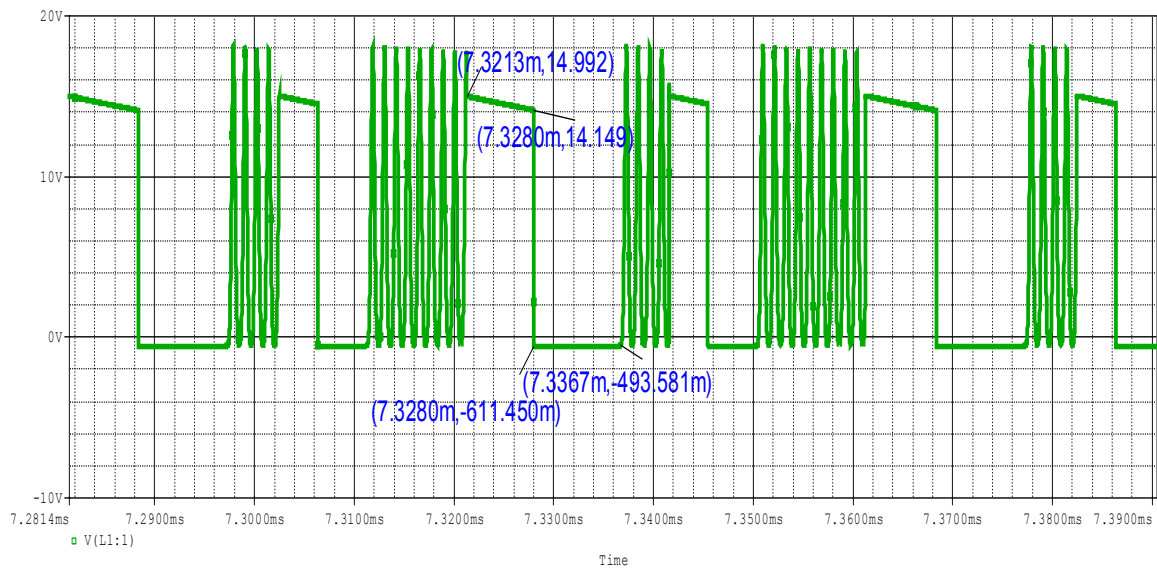


Figura 3.68 Simulación de tensión en el diodo para realimentación tipo 3 en método 2 y corriente discontinuada.

La parte más baja de la onda es la tensión de codo del diodo (0,61V), cuando el conmutador primero se encuentra en estado abierto. La parte más alta es la tensión de entrada, una vez el conmutador se cierra (15V).

Corriente en el diodo:

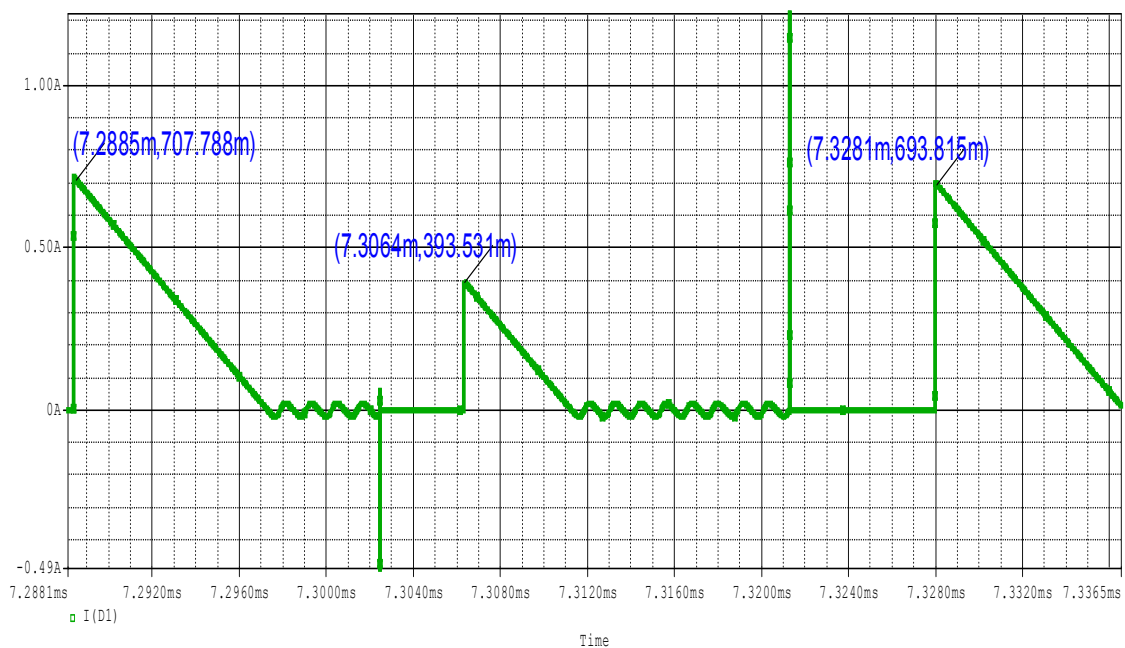


Figura 3.69 Simulación de corriente en el diodo para realimentación 3 en método 2 en corriente discontinua

La corriente que circula por el diodo confirma que el funcionamiento que se está teniendo es en corriente discontinua, ya que como se explicó antes no abandona la pendiente negativa hasta 0A. La corriente máxima es 0,71 A.

La corriente en el condensador será:

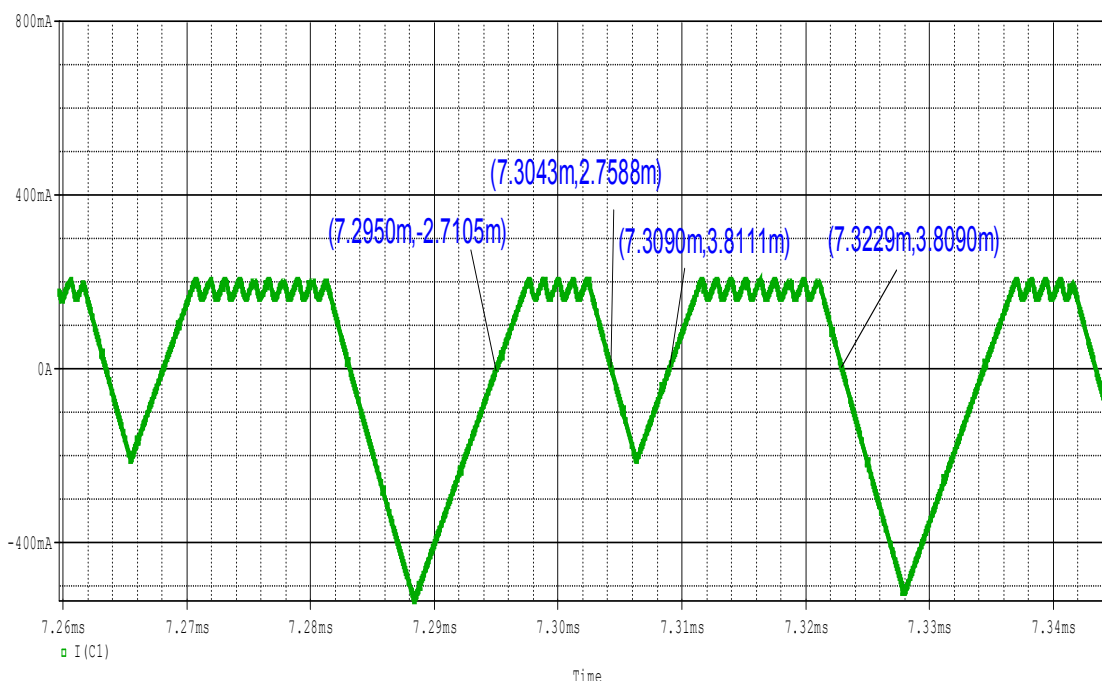


Figura 3.70 Simulación de corriente en el condensador para realimentación 3 en método 2 en corriente discontinua

### 3.2.7 Conclusión de las simulaciones:

Tras la realización de las simulaciones anteriormente presentadas se ha llegado a diversas conclusiones. La primera conclusión de este segundo Anexo es que la respuesta de la simulación por ordenador mediante la utilización del programa Orcad Pspice verifica que los cálculos cumplen las exigencias que pretendían. Se ha utilizado este programa porque como el diseño está enfocado a la docencia, éste es el más extendido entre el alumnado y el que mejor sabrán utilizar.

Se ha comprobado la necesidad de utilizar control para nuestro circuito Buck, conclusión a la que se ha llegado tras comprobar diversos factores:

El sobrepasamiento de la señal de salida es muy grande, lo que podría llegar a estropear algunos componentes. La señal llegaba a desviarse hasta un 123% de la tensión de salida a la que se iba a trabajar.

Al no estar realimentado, el circuito es incapaz de responder ante las variaciones que pueda haber en la tensión de entrada, las resistencias parásitas de algunos componentes o el ruido por el que se pueda ver afectado. Por tanto, una variación en la tensión de entrada se vería reflejado directamente en una variación en la tensión de salida sin corrección.

Se ha visto que al cambiar la resistencia de salida en lazo abierto que haga entrar en comportamiento de corriente no permanente, en nuestro caso de 10  $\Omega$  a 33  $\Omega$ , la respuesta de salida aumenta su valor de tensión ya que el cálculo se realizó para la primera, lo que si no es controlado podría desembocar en la ruptura de algún componente.

La finalidad de añadir el control a este circuito es dar solución a todos los problemas anteriormente expuestos:

Reducción del sobrepasamiento en la tensión de salida, que tras hacer las simulaciones, para una buena respuesta de salida se convertiría en cerca de un 20%.

Al estar realimentado, el circuito es capaz de responder ante las variaciones que pueda haber en la tensión de entrada, las resistencias parásitas, caídas de tensión en algunos componentes, etcétera. Por lo tanto, una variación en la tensión de entrada hará que se modifique la respuesta PWM que estimula nuestro conmutador generando un cambio en el Duty Cycle y por tanto en la tensión de salida hasta que ésta sea ajustada a la que se quiere.

Se ha comprobado que al variar la resistencia de salida, de la calculada de 10  $\Omega$  a 33  $\Omega$ , a pesar de abandonar el comportamiento de corriente permanente, la etapa de control diseñada ajusta la señal PWM para que la salida siga siendo del valor deseado de 6V.

Por tanto queda claro que un circuito Buck controlado es un sistema más robusto, a continuación se comprobó el funcionamiento de los lazos de control tipo 1, tipo 2 y tipo 3.

En el caso del convertidor con amplificador de error de tipo 1, el máximo margen de fase que se podía obtener era 0 cuando los diseñadores aconsejan que éste sea superior a 45 o 50. El circuito está al límite de la inestabilidad y requería de la utilización de un convertidor más robusto.

Para el caso del convertidor con amplificador de error de tipo 2 se comprueba que la respuesta ya empieza a ser la correspondiente. Cumple las condiciones impuestas tales como el rizado de tensión de salida, así como el funcionamiento en corriente en la bobina permanente.

En el caso del convertidor con amplificador de error de tipo 3 se realizaron dos diseños distintos, uno utilizando el método de colocar los polos y los ceros manualmente y el otro mediante la utilización del segundo método llamado el método de las 'Ks'. Se comprobó que la mejor respuesta era para el diseño del segundo método ya que, a pesar de que ambos cumplían las condiciones impuestas, éste tenía un menor sobrepasamiento y una respuesta más rápida. Por ello se simuló en él el comportamiento ante una variación en la carga de salida y se escogió como diseño a llevar a cabo en la práctica.

## **ANEXO 3: SELECCIÓN DE MATERIALES PARA PRÁCTICA EN PLACA BOARD**

## Anexo 3: Selección de Materiales para práctica en placa board

### 3.3.1 Etapa de potencia

#### LM78S40:

Este circuito integrado, visible en [18], posee 16 patillas de tipo DIP, por lo que se puede operar en las placar board que la universidad posee en los laboratorios y con las que los alumnos están habituados. A continuación se puede ver el patillaje del circuito integrado:

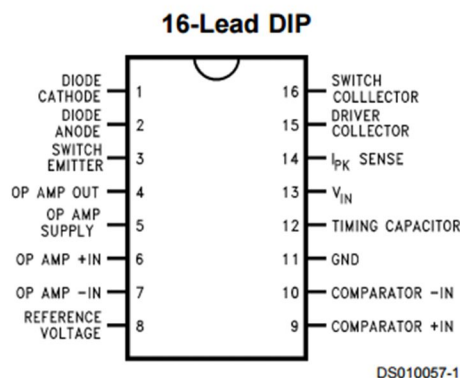


Figura 3.71 Patillaje de LM78S40

- La salida de tensión es regulable desde 1,25 a 40V. El circuito que se ha diseñado tiene una salida de 6 por lo que cumplimos los requisitos de tensión de salida. Para la tensión de entrada debe de ser desde 2,5 a 40V, se le hará funcionar a 15V por lo que cumplimos también los requisitos de tensión de entrada.
- La frecuencia que el circuito integrado tiene un margen desde 100Hz hasta 100KHz. Se hará que funcione a 50KHz por lo que se cumple el requisito de frecuencia.
- El circuito integrado puede soportar sin transistor externo 1,5A y nuestra corriente máxima es de tan solo 1A por lo que también se cumplen los requisitos de corriente.

El diagrama interno del circuito integrado LM78S40 es el que se presenta a continuación:

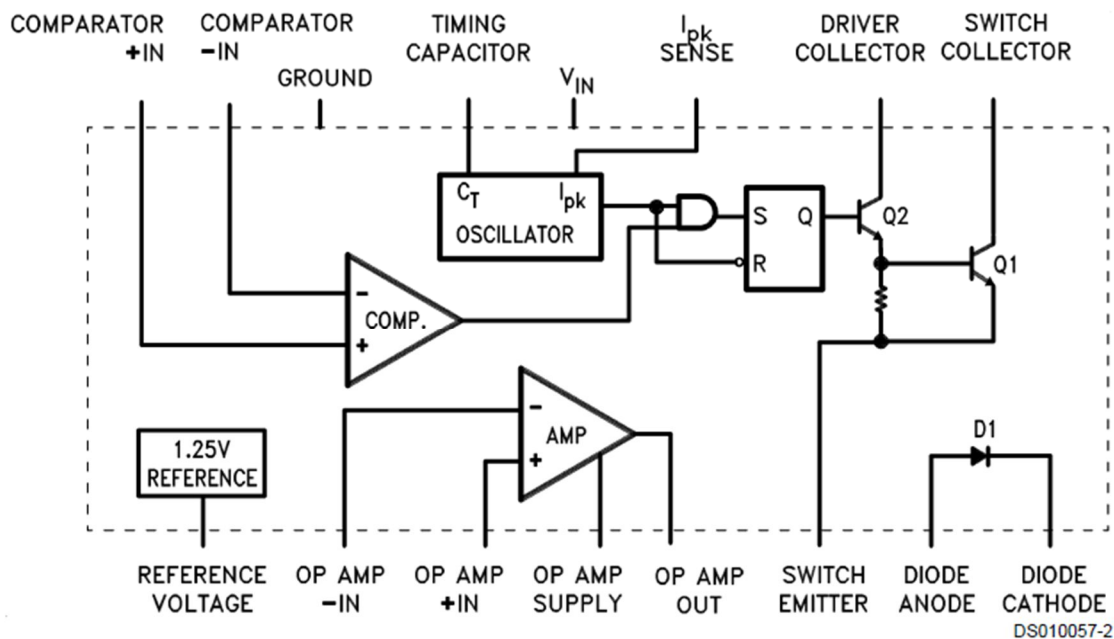


Figura 3.72 Interior de LM78S40

Este circuito integrado puede modificar el ciclo de trabajo mediante dos mecanismos: El límite de corriente sentido  $I_{pk}$  y por el comparador.

- El **comparador** modificará el tiempo que el PWM se sitúa en nivel bajo. Si la tensión de salida es demasiado alta, entonces el comparador va a nivel bajo; si el voltaje es el correcto permanecerá en nivel alto. La tensión rampa la genera el circuito integrado, por lo que no es necesario añadir una señal rampa externa. Se puede modificar mediante la utilización de un condensador entre la patilla 12 y tierra al que se llamará  $C_T$ . El fabricante facilita una gráfica donde se puede ver de qué valor aproximado debe ser nuestro condensador en el caso de que nuestra tensión de entrada fuese 5V y la temperatura ambiente de 25°C:

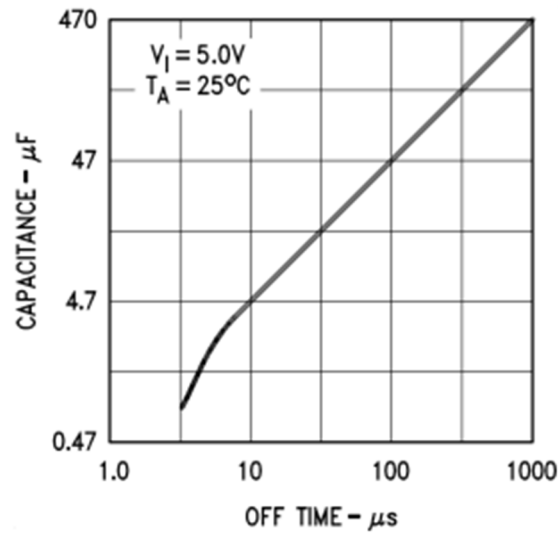


Figura 3.73 Capacidad del condensador frente a tiempo de respuesta a nivel bajo en LM78S40

- El **límite de corriente** modifica el tiempo de nivel alto. Se activa cuando la diferencia de tensión entre la patilla 13 y la patilla 14 es superior a 300mV. El circuito de limitación de corriente proporciona un rápido cambio a señal de nivel bajo en el conmutador. El fabricante proporciona una gráfica donde se puede comprobar esta diferencia de tensión que hace saltar el límite de corriente:

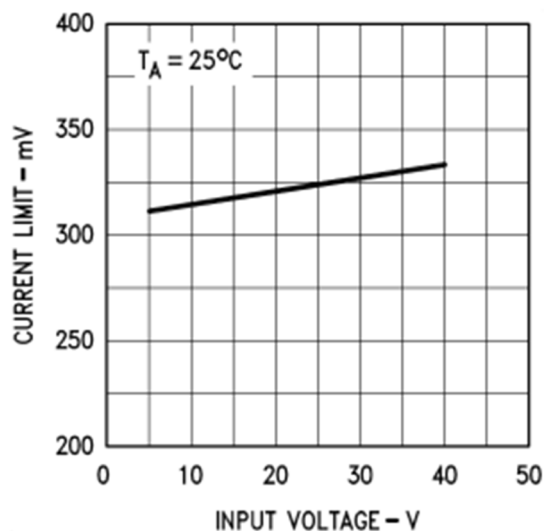


Figura 3.74 Tensión del limitador de corriente frente a tensión de entrada LM78S40

Para mantener la tensión de referencia constante el fabricante indica que se debe utilizar un condensador de  $C = 0,1\mu F$  conectado entre la patilla 8 y tierra. La tensión de referencia que genera el circuito integrado para el amplificador de error se toma normalmente como 1,25V pero se debe tener en cuenta que un cambio en la temperatura de unión afecta al nivel de esta tensión, el fabricante facilita un gráfico donde se puede comprobar su comportamiento para una tensión de entrada de 5V:

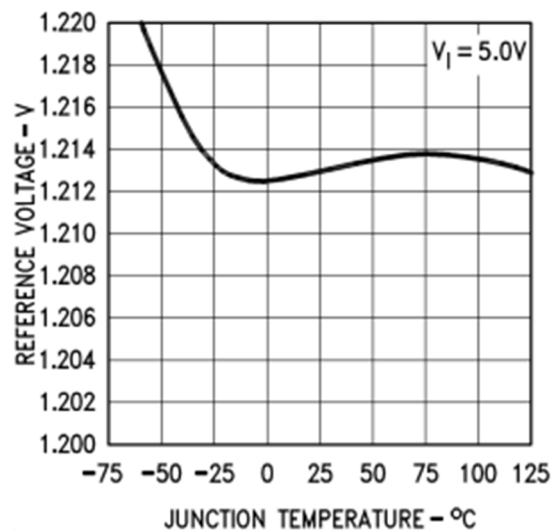


Figura 3.75 Tensión de referencia frente a temperatura de la unión en LM78S40

Posee un diodo y conmutador integrados, aunque existe la opción de utilizar dichos componentes de forma externa, lo que permite trabajar con mayores niveles de tensión y corriente o disminuir las pérdidas. El fabricante expresa que la caída de tensión en el conmutador será aproximadamente de 1,1 V y de 1,25V en el diodo en caso de usar los componentes internos. Como para una corriente superior de salida a 200mA se aconseja utilizar un diodo externo, así se hará. Para escoger dicho diodo se debe de tener en cuenta que deberá ser capaz de conmutar a altas frecuencias, de igual forma si se quiere utilizar un transistor externo.

El fabricante facilita una ecuación  $R_{sc} = \frac{0,33}{2 \cdot I_{oMAX}}$  con la que se escogerá una resistencia conectada entre la tensión de entrada y el sensado  $I_{pk}$  de la patilla 14 que limite la corriente máxima.

### Selección de diodo externo:

La hoja de características del circuito integrado recomienda que para corrientes de salida superiores a 200 mA se utilice un diodo externo para reducir la disipación de potencia. En nuestro caso se ha elegido un diodo Schottky 80SQ045N, ya que cumple las características necesarias.



Figura 3.76 Diodo 80SQ045N

- Soporta tensión inversa de 45V (Se calculó para 15V)
- Soporta una corriente directa de 8 A. (Fluirá 1A máximo)
- Tensión de codo de 0,55V.

### Inductancia de la etapa de potencia:

Se ha escogido una ELC-18E-L ya que su encapsulado facilita su utilización en placas de prototipo.



Figura 3.77 Inductancia ELC-18E-L

- Inductancia de  $82\mu\text{H} \pm 10\%$
- Resistencia máxima de  $0,04\ \Omega$  (Conviene que sea pequeña)
- 3,5A rms (La máxima corriente en la bobina es de 1A)

#### Condensador de filtro LC:

Se ha escogido un condensador electrolítico EEU-FC1A471. La elección de este condensador es importante ya que hay que tener localizado el valor de ESR antes del diseño de la etapa de control.



Figura 3.78 Condensador electrolítico EEU-FC1A471

- Capacidad:  $470\mu\text{F}$
- Tensión nominal: 10V (Debe aguantar más de 6V)
- ESR:  $0,117\Omega$

#### Condensador para estabilización de entrada:

La selección de este condensador tiene como finalidad mantener la tensión de entrada sin variaciones muy abruptas.



Figura 3.79 Condensador electrolítico de entrada.

- Capacidad:  $22\mu F$
- Tensión nominal: 50V (Debe aguantar más de 15V.)

### **Resistencia de salida**

Para el montaje del circuito en placa board se utilizará una resistencia de salida de tipo cerámico.



Figura 3.80 Resistencia cerámica

- Resistencia:  $10\Omega$
- Potencia: 11W

### **Resistencia de salida para funcionamiento en corriente discontinua**

Se necesitará una resistencia adicional a la de 10 ohmios para el montaje en placa board como ésta para hacer que la corriente del circuito deje de estar en funcionamiento permanente.

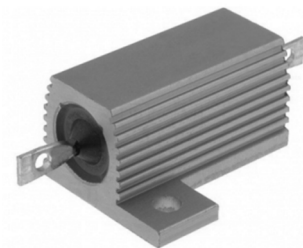


Figura 3.81 Resistencia de montaje en panel con carcasa de aluminio

- Resistencia:  $33\Omega$
- Potencia: 25W

### 3.3.2 Funcionamiento del CI

#### Resistencia de entrada para sensado de la corriente ( $R_{sc}$ ):

Esta resistencia limita la corriente máxima del circuito diseñado.



Figura 3.82 Resistencia para limitar corriente

- Resistencia:  $0,22\Omega$
- Potencia: 3W

#### Condensador de referencia

Necesario para mantener el voltaje de referencia a 1,25V conectado entre la referencia del CI y masa.

- Capacidad:  $0,1\mu F$

#### Condensador para señal sierra ( $C_t$ )

Necesario para mantener la frecuencia deseada a 50kHz.

- Capacidad:  $1nF$

### 3.3.3 Etapa de divisor de tensión

#### Resistencia:

- $R_1$  de 5,6 k  $\Omega$  y 0,6W

#### Potenciómetro:

-Potenciómetro de 10k $\Omega$  para ajustar  $R_1$  y 0,05W

#### Resistencia:

-Resistencia  $R_2$  de 2,7 k  $\Omega$  y 0,6W

### 3.3.4 Etapa de Amplificador de Error

Son necesarias las siguientes **resistencias**:

$$R_1 = 10k\Omega$$

$$R_2 = 51k\Omega$$

$$R_3 = 2,2k\Omega$$

Serán adquiridas de 0,6W dado que la corriente que circula por ellas es muy pequeña.

Son necesarios los siguientes **condensadores**:

$$C_1 = 1nF$$

$$C_2 = 330pf$$

$$C_3 = 10nF$$

### 3.3.5 Resumen de componentes

|                                 |    |
|---------------------------------|----|
| Circuito integrado: LM78S40     | X1 |
| Condensador 470uF 10V 0,117Ω    | X1 |
| Condensador 22 uF 50V           | X1 |
| Condensador 0,1μF               | X1 |
| Condensador 1nF                 | X2 |
| Condensador 330pf               | X1 |
| Condensador 10nF                | X1 |
| Diodo Schottky: 80SQ045N        | X1 |
| Inductancia 82uH  3,5A          | X1 |
| Potenciómetro de 10 k Ω   0,05W | X1 |
| Resistencia 10Ω  11W            | X1 |
| Resistencia 33Ω  25W            | X1 |
| Resistencia 0,22 Ω   3W         | X1 |
| Resistencia 10kΩ  0,6W          | X1 |
| Resistencia 51kΩ  0,6W          | X1 |
| Resistencia 2,2kΩ  0,6W         | X1 |
| Resistencia 5,6 k Ω  0,6W       | X1 |
| Resistencia 2,7 k Ω  0,6W       | X1 |

## **ANEXO 4: ANÁLISIS PRÁCTICO DEL DISEÑO**

## Anexo 4: Análisis práctico del diseño

A continuación se presentan las medidas prácticas tomadas en el laboratorio del montaje de circuito Buck con amplificador de error tipo 3 diseñado con el método de las 'Ks' contenido en [3], al que para orientación en el presente trabajo se ha denominado como método 2.

### 3.4.1 Análisis práctico en continuidad de corriente

Tensión de entrada en el canal 1 y salida en el canal 2 para entrada de 15V y resistencia de salida 10  $\Omega$ :

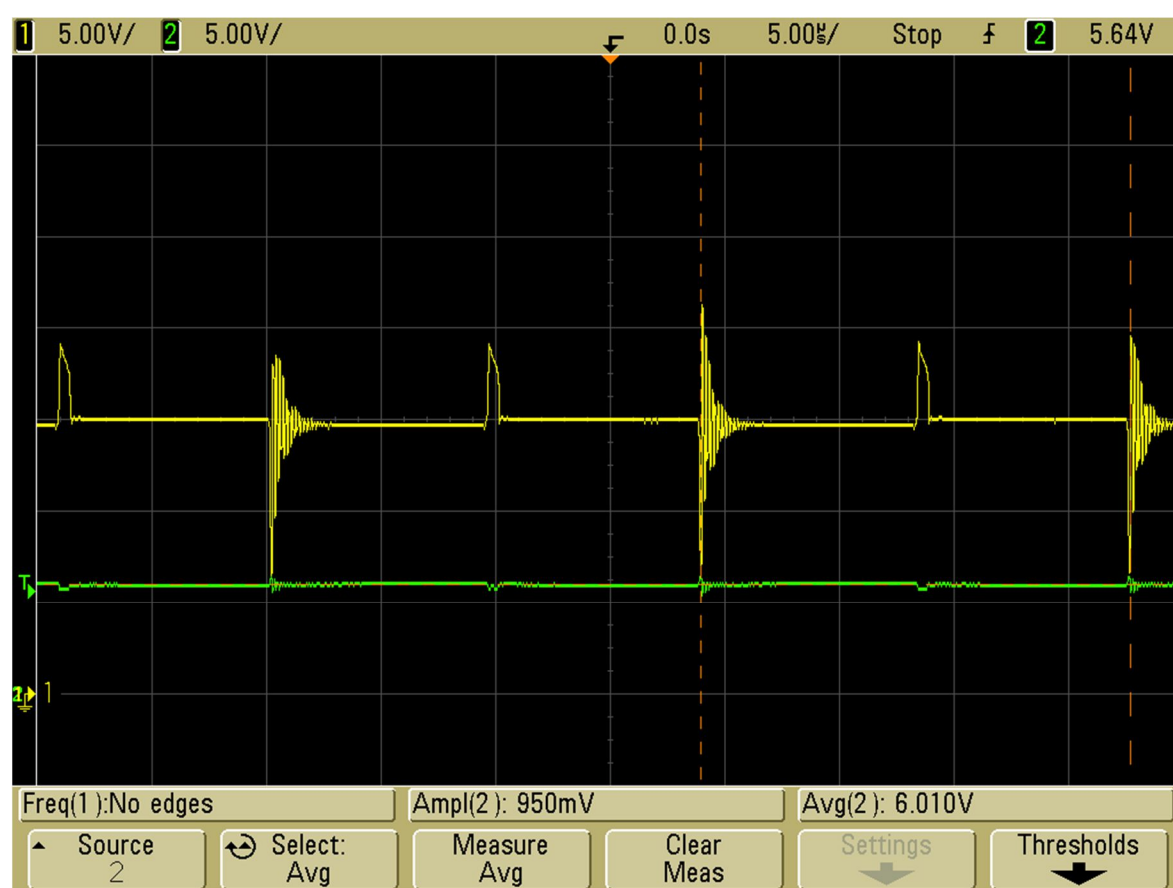


Figura 3.83. Tensión de entrada y de salida sin utilización de condensador a la entrada

| $V_s$ | $V_o$ | $\Delta V_o$ |
|-------|-------|--------------|
| 15V   | 6V    | 0,95V        |

Como se puede ver la entrada no es muy estable así que se añadirá un condensador de 22 $\mu$ F a la entrada que estabilice a ésta y así conseguir una mejor respuesta de salida. Tras añadir el condensador de 22 $\mu$ F a la entrada para estabilizar la tensión de entrada se tiene la siguiente respuesta:

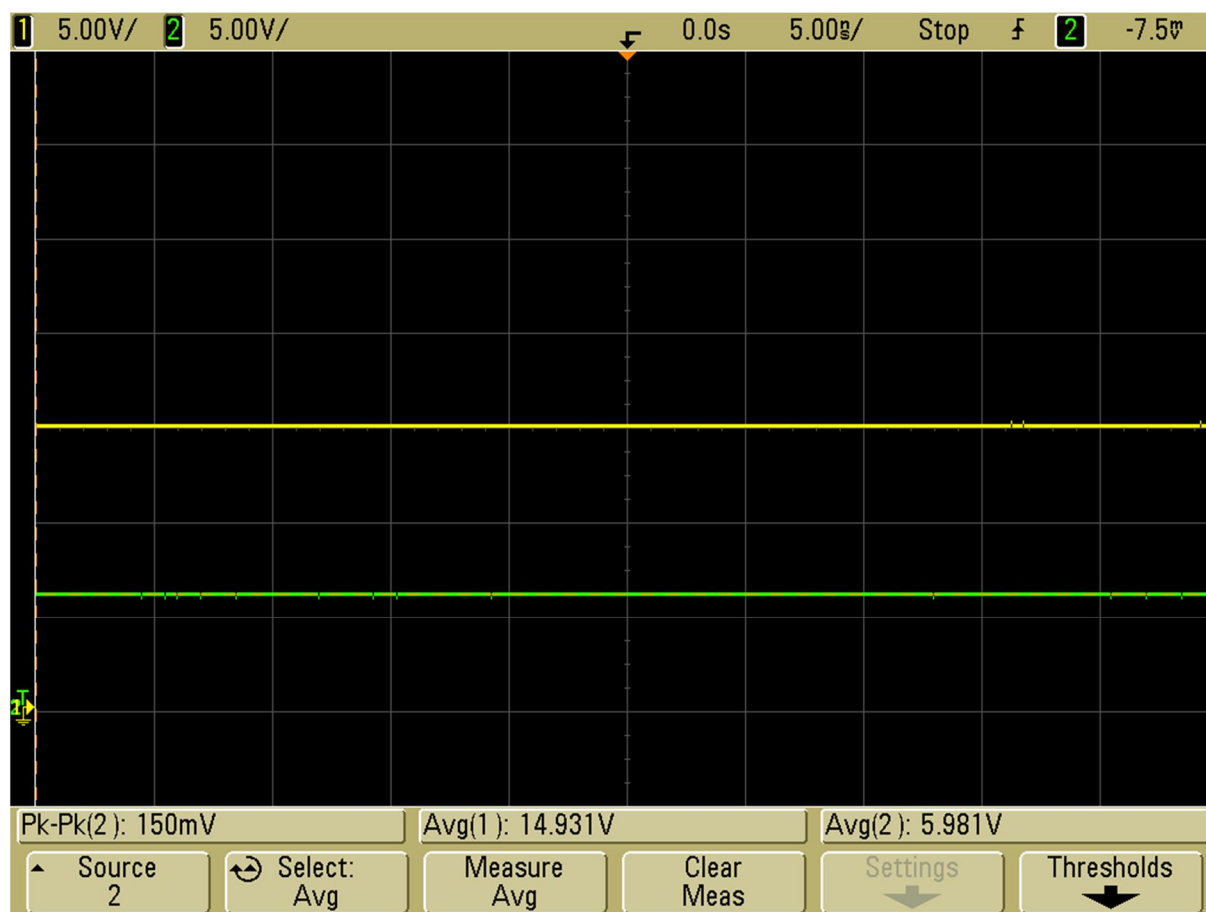


Figura 3.84. Tensión de entrada y de salida con utilización de condensador a la entrada

| $V_s$ | $V_o$ | $\Delta V_o$ |
|-------|-------|--------------|
| 15V   | 6V    | 0,15V        |

Se ve a simple vista el cambio de haber introducido el condensador tanto en la tensión de entrada como en la de salida ya que los rebotes no son tan agresivos. La tensión media de salida es de 6V como se esperaba. El rizado de salida des de

0,15V, lo que corresponde a un 2,5% que admitimos ya que la señal de entrada no es ideal como en los cálculos y las simulaciones.

A continuación se puede ver  $V_{osc}$ , la señal rampa, para un condensador de 1nF:

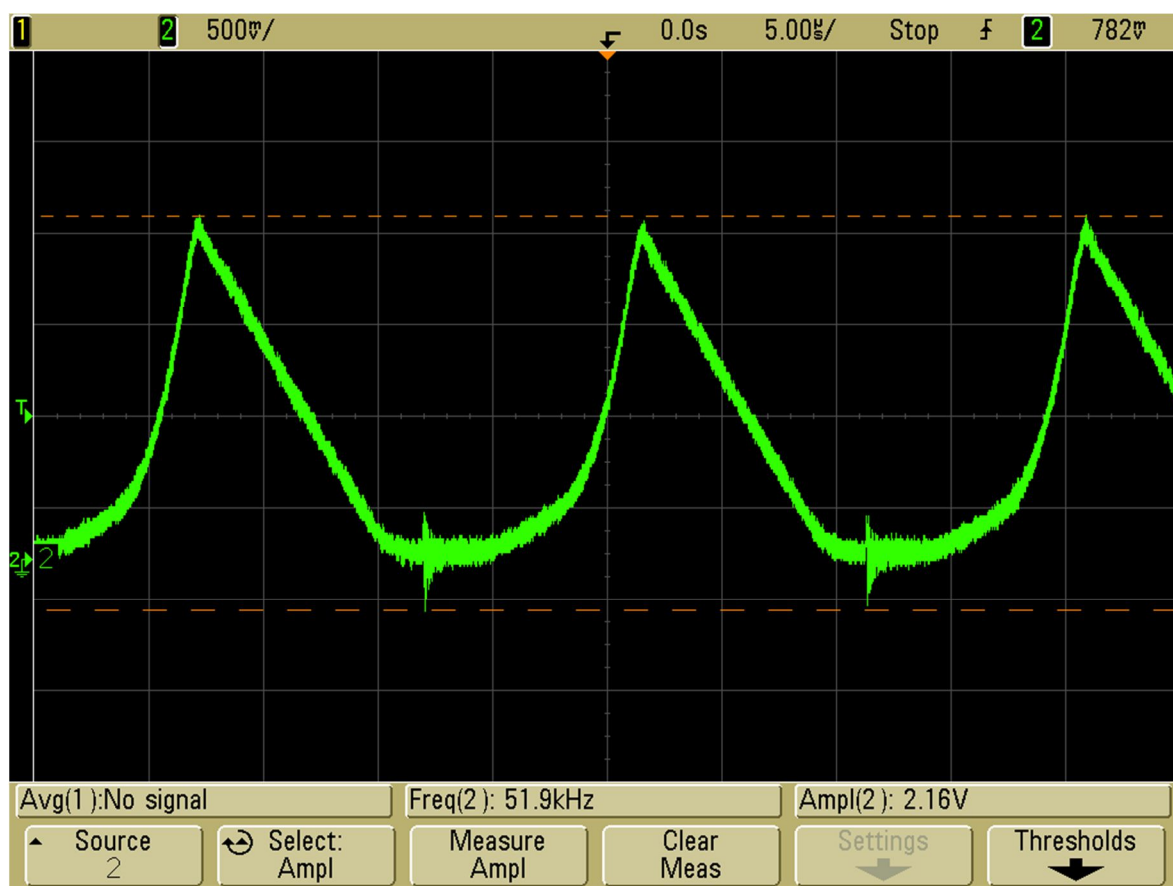


Figura 3.85. Tensión de señal rampa

| $V_{osc}$ | $F$      |
|-----------|----------|
| 2,15V     | 51,9 kHz |

Cambiando el nivel de entrada para comprobar hasta qué tensión la respuesta a la salida es la deseable:

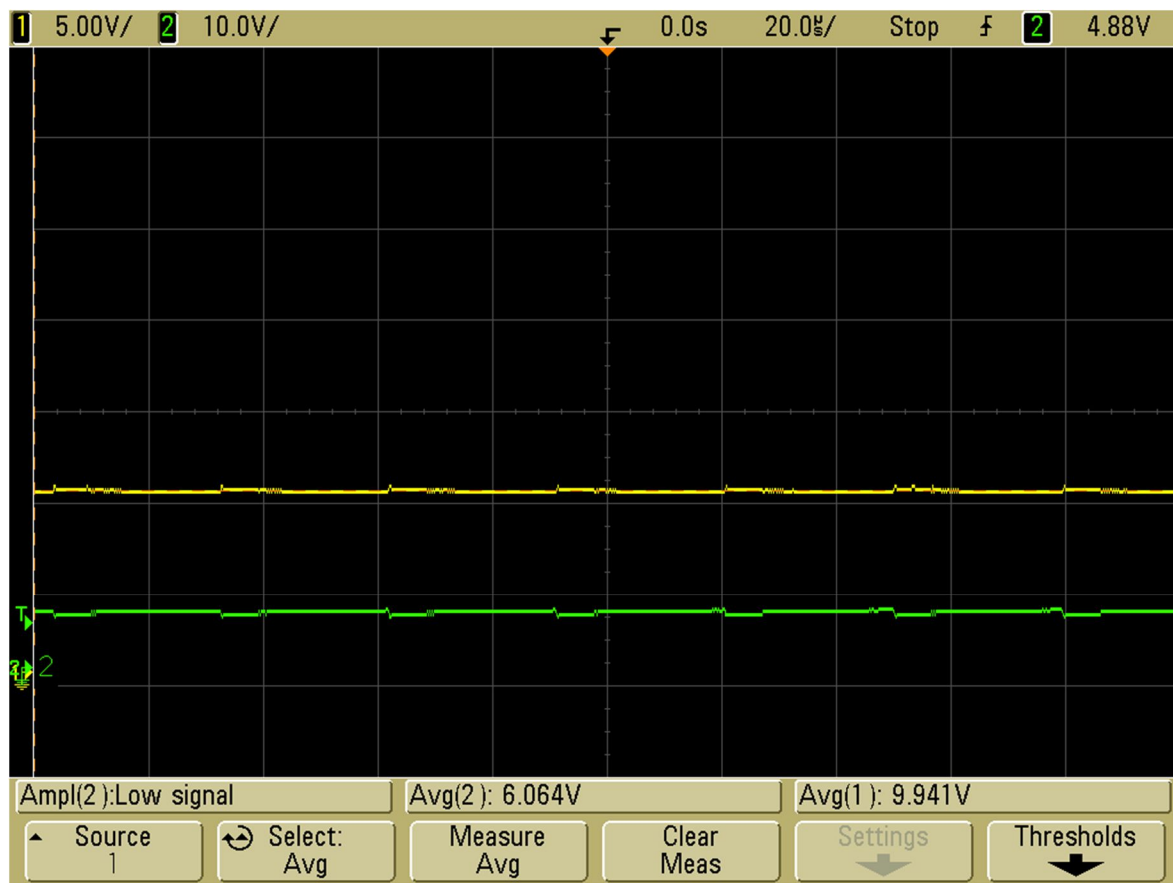


Figura 3.86. Tensión de salida al bajar a 10 voltios la entrada

Se comprueba que la última unidad de tensión que da una tensión de salida deseable son 10V, ya que al probar con una tensión menor la respuesta no llega a dar 6V de salida.

Tensión en diodo:

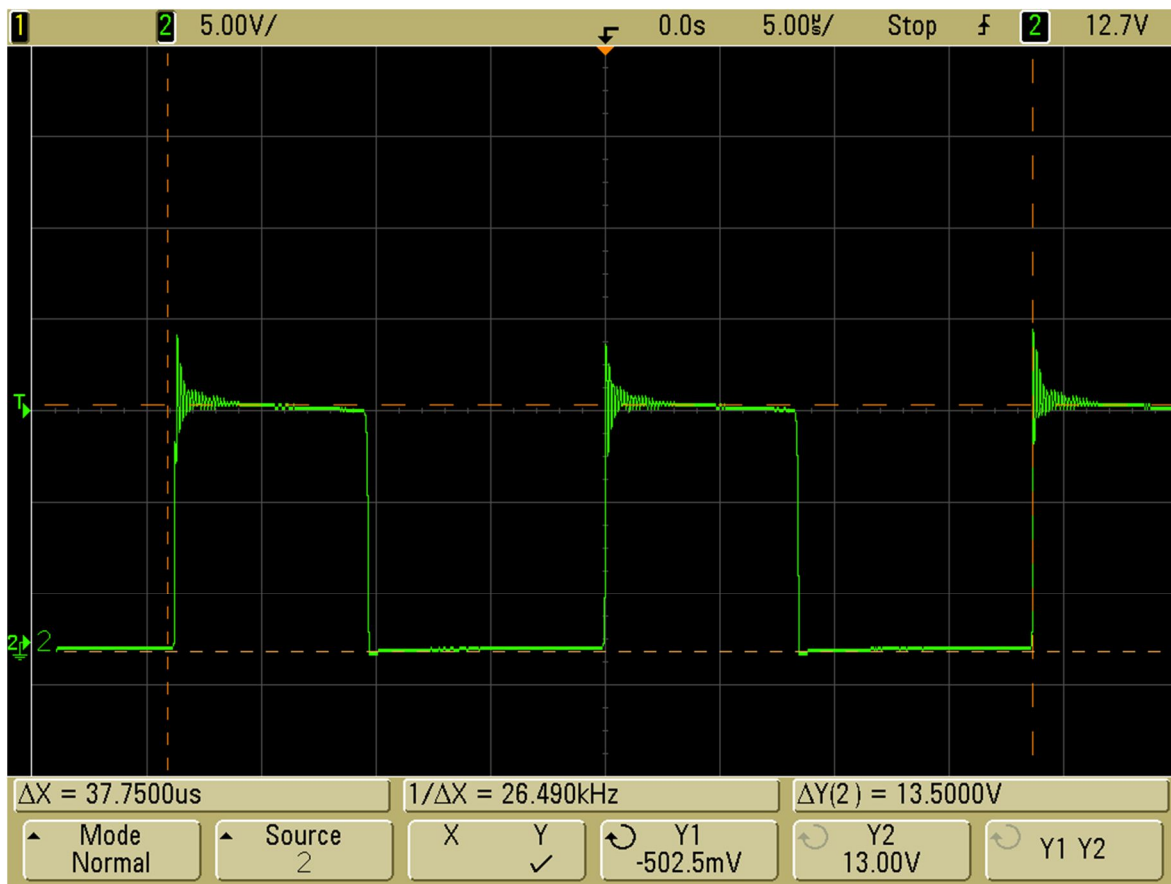


Figura 3.87. Tensión en el diodo

|             |           |
|-------------|-----------|
| $V_{corte}$ | $V_{sat}$ |
| 13,5V       | -0.5V     |

Cuando está en corte se comprueba que la tensión es 13,5V como se esperaba, esto es la tensión de entrada de 15V tras restarle la tensión que cae en los transistores de conmutación del circuito integrado y en la resistencia de sentido de corriente. Cuando se encuentra en saturación se percibe que la tensión que cae en el diodo es de 0,5V que es la tensión de codo que éste posee. Como se puede ver cada división en el eje X es de 5 $\mu$ s, como para el tiempo de saturación del conmutador principal se tienen 1,75 divisiones, el tiempo que estará encendido será de 8,76 $\mu$ s y el de apagado 2,25 divisiones 11,25  $\mu$ s. Muestran una frecuencia de 49,9 KHz.

|          |           |
|----------|-----------|
| $t_{on}$ | $t_{off}$ |
| 8,76μs   | 11,25 μs  |

Entonces el Duty Cycle es de:  $D = \frac{t_{on}}{t_{on}+t_{off}} = 0,44$

Para medir la corriente en el diodo y comprobar que se está trabajando en corriente permanente se colocará una resistencia de 0,5Ω en serie al diodo, como se muestra en el Plano 2 del documento 5 y se medirá la tensión:

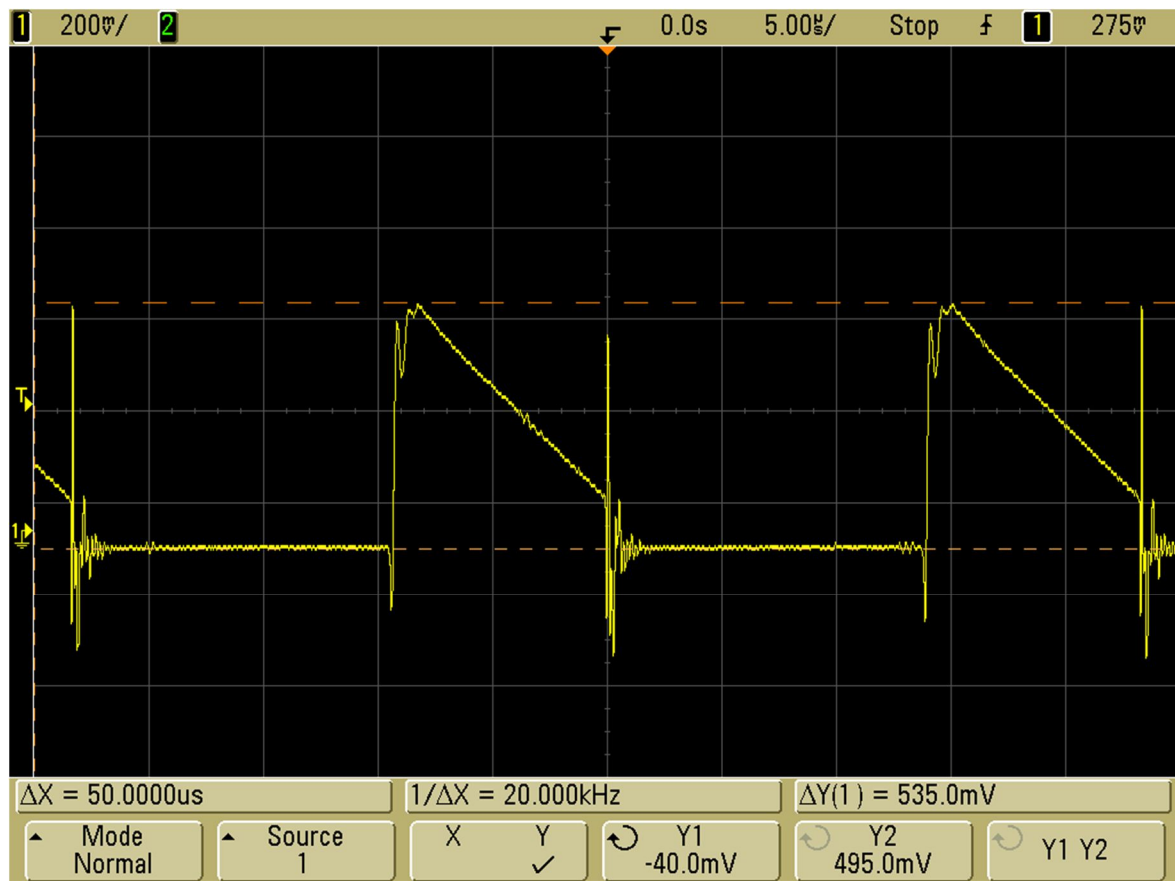


Figura 3.88. Corriente en el diodo

La tensión máxima que se mide en la resistencia de 0,5 Ω es de 0,54V.  
Utilizando la ley de Ohm se obtiene una corriente máxima de 1A.

La corriente que circula por el diodo confirma que el funcionamiento que se está teniendo es en corriente permanente, ya que abandona la tendencia de pendiente negativa para caer en vertical hasta los 0A.

La tensión en la bobina:

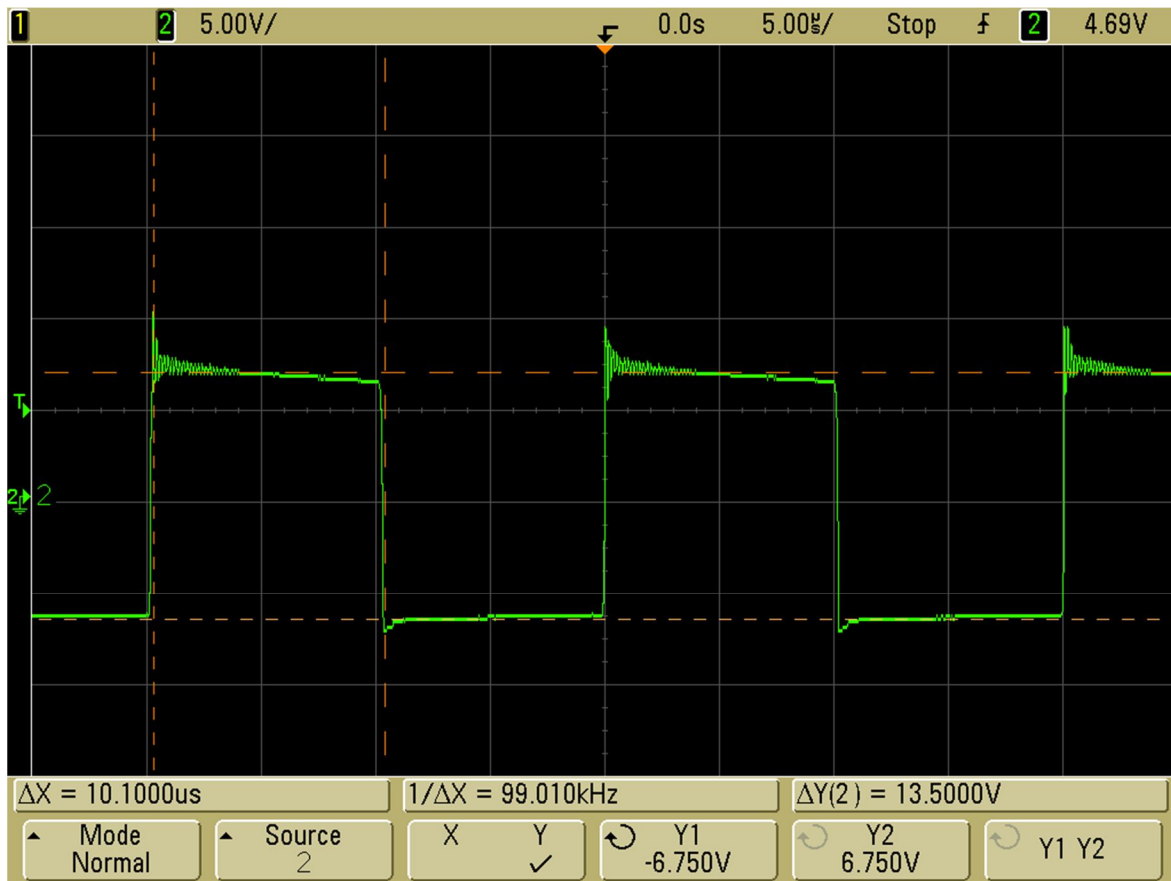


Figura 3.89. Tensión en la bobina

La tensión máxima en la bobina será de 6,75V, lo que corresponde idealmente a 15 voltios de entrada restando los 6V de salida y la caída en los transistores de conmutación y resistencia de sensado de corriente. La tensión mínima corresponde idealmente a la tensión de salida cambiada de signo, la diferencia se debe a la tensión que cae en el diodo polarizado en conducción, ya que no es ideal.

Para medir la corriente en la bobina y comprobar que se está trabajando en corriente permanente se colocará una resistencia de  $0,5\Omega$  en serie a la bobina como se muestra en el plano 2 del documento 5 y se medirá la tensión:

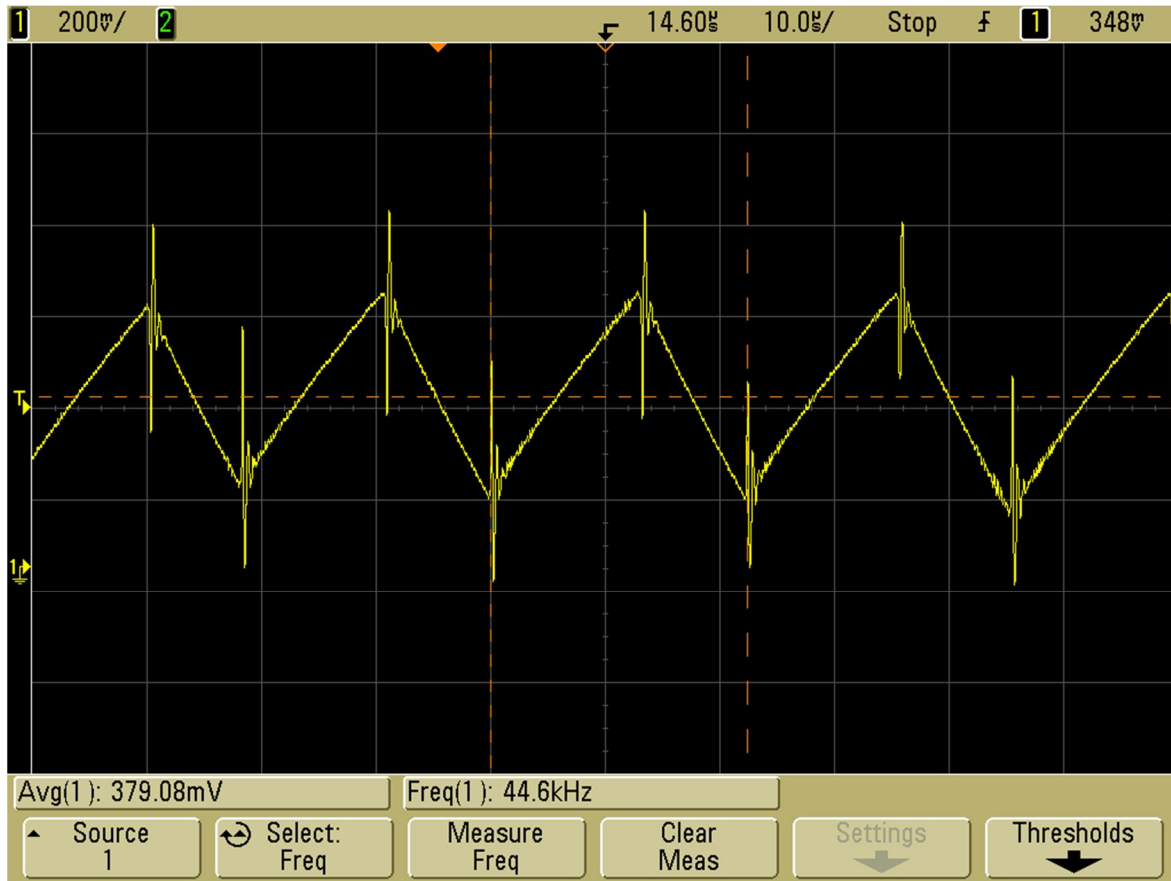


Figura 3.90. Corriente media en la bobina

La corriente media será, aplicando la ley de ohm:  $I_L = \frac{0,38}{0,5} = 0,75A$ , esta variación puede deberse a la influencia de la misma resistencia que se utiliza para medir, que desviará el circuito del punto linealizado, además de la resistencia interna que posee la inductancia o la influencia de los picos de conmutación en la media calculada por el osciloscopio.

Para medir la corriente máxima y mínima en la bobina se utilizarán los cursores:

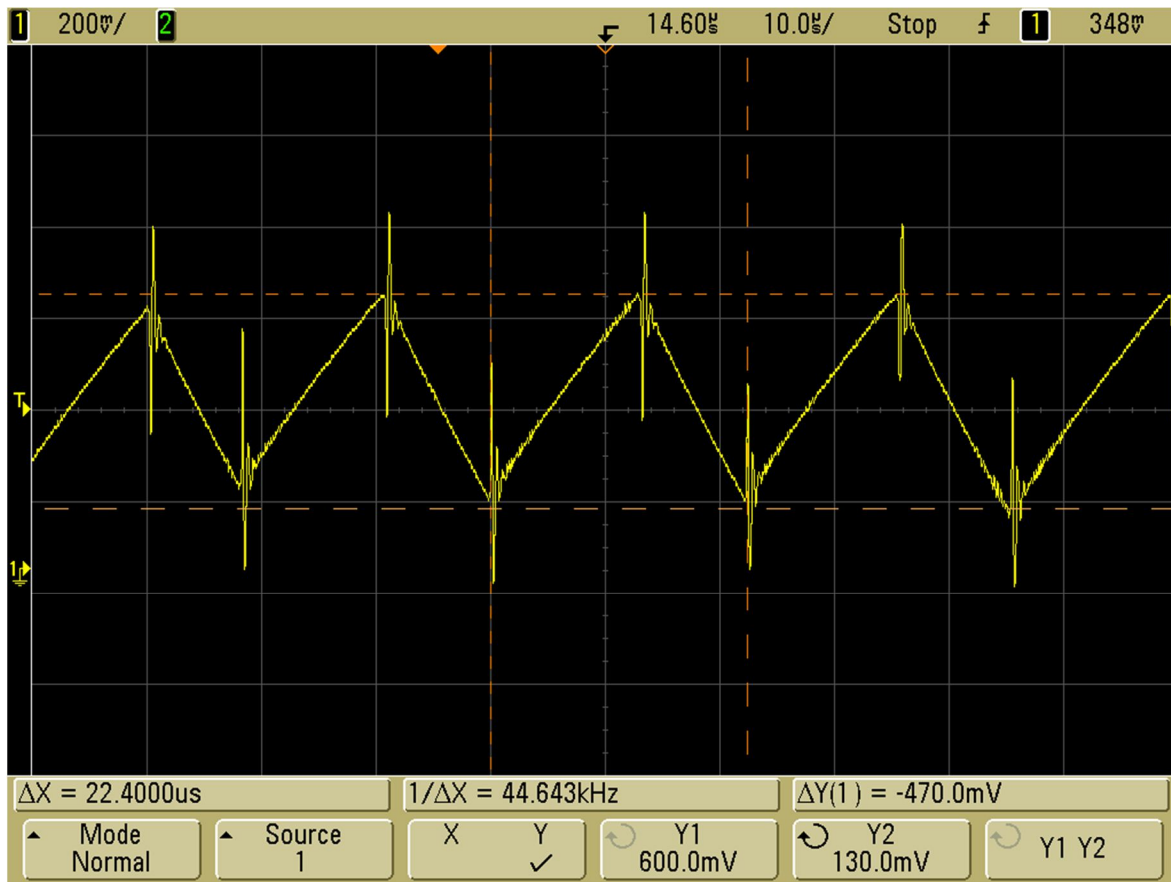


Figura 3.91 Rizado de corriente en la bobina

Aplicando la ley de ohm:

$$I_{Lmax} = \frac{0,6}{0,5} = 1,2A$$

$$I_{Lmin} = \frac{0,13}{0,5} = 0,26A$$

El rizado de la corriente en la bobina será de  $\Delta I_L = 0,94 \text{ A}$  y se comprueba que la corriente no alcanza valores negativos en ningún momento. Esto es una buena señal ya que el funcionamiento debe ser en corriente permanente (nunca cruza en cero).

La señal a la salida del amplificador de error:

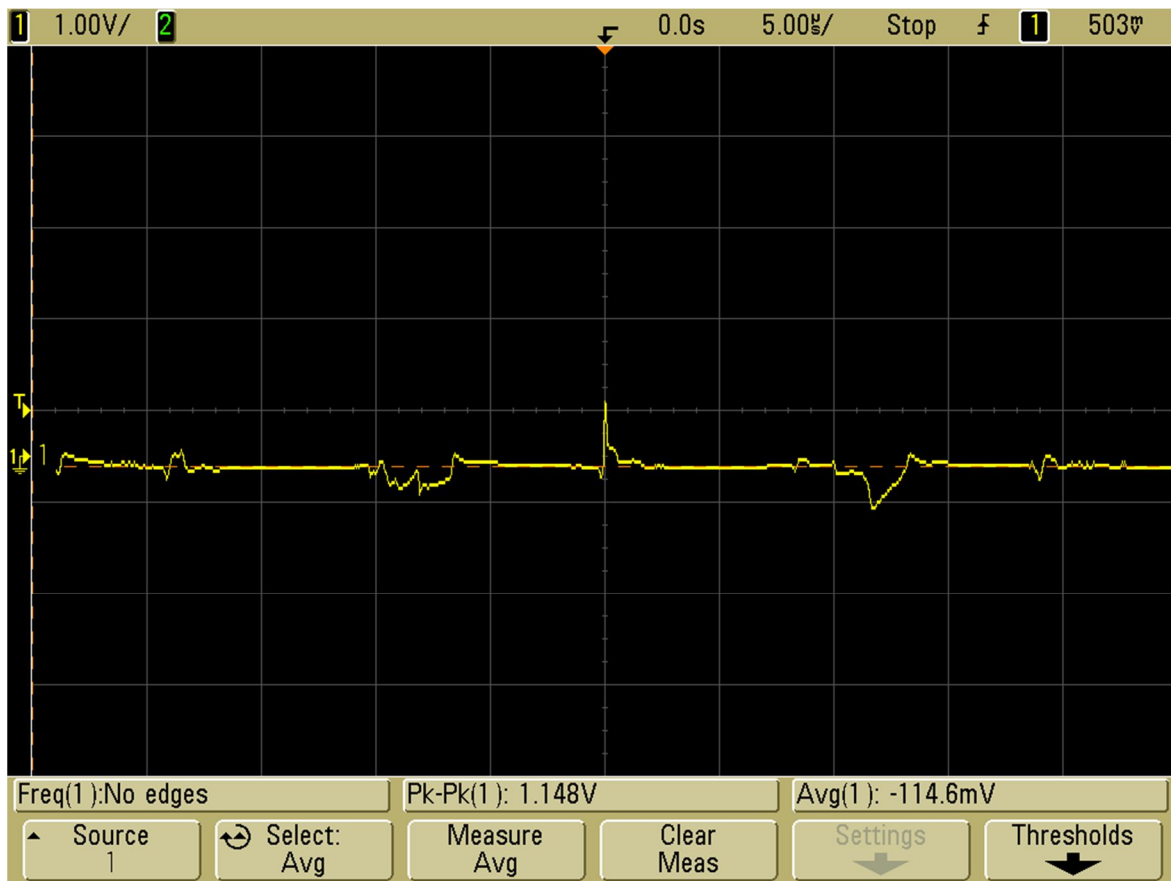


Figura 3.92 Tensión de salida de amplificador de error

Se comprueba cómo existe una señal continua que varía al detectar variaciones en la tensión de salida del convertidor para que nuestra etapa de PWM corrija el comportamiento.

### 3.4.2 Análisis del montaje en modo corriente discontinua

A continuación se hace que el circuito entre en funcionamiento de corriente discontinua aumentando la salida a 33ohm;

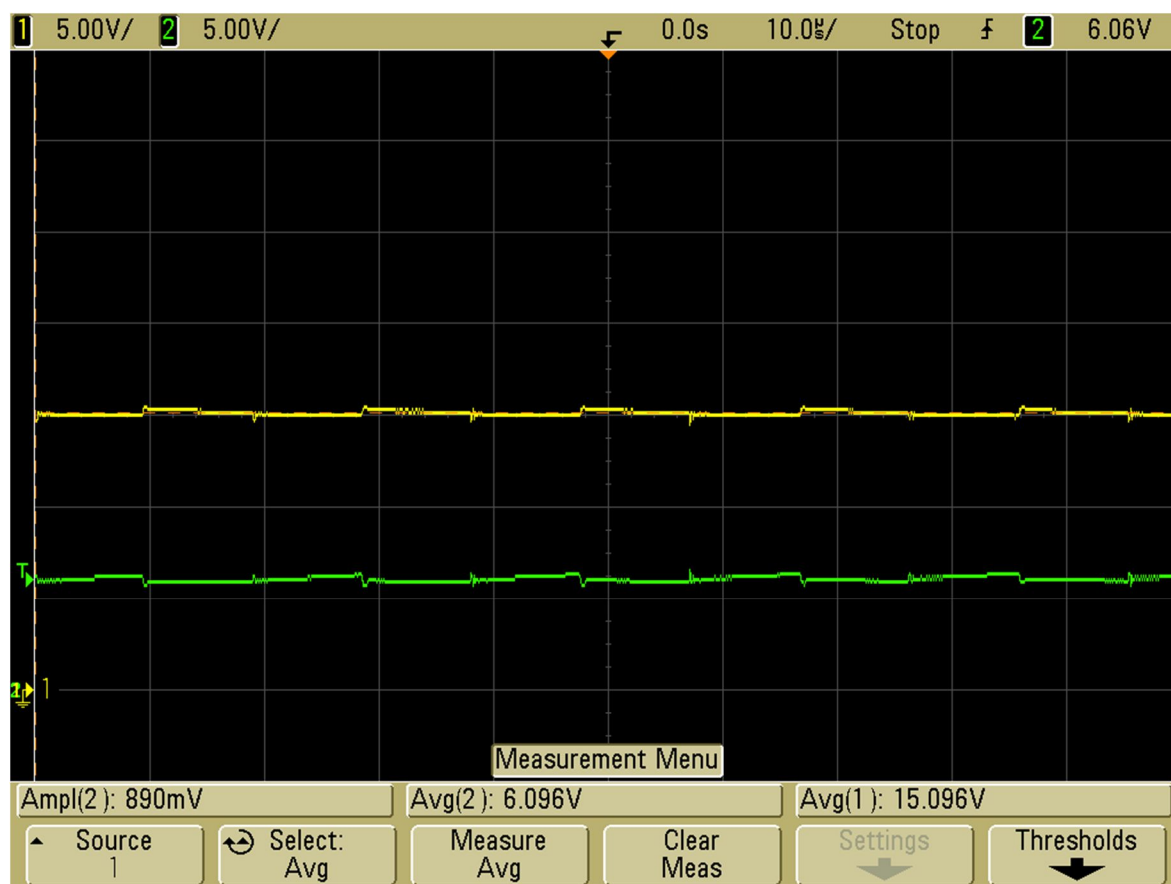


Figura 3.93 Tensión de salida y entrada en funcionamiento de corriente no permanente

| $V_s$ | $V_o$ | $\Delta V_o$ |
|-------|-------|--------------|
| 15,1V | 6,1V  | 0,89V        |

El rizado de salida es de 0,89V, lo que corresponde a un 14,8%. La no idealidad de la tensión de entrada junto con que no está funcionando en corriente permanente hace que la tensión de salida no sea óptima.

La tensión de salida ampliada y medida con cursores:

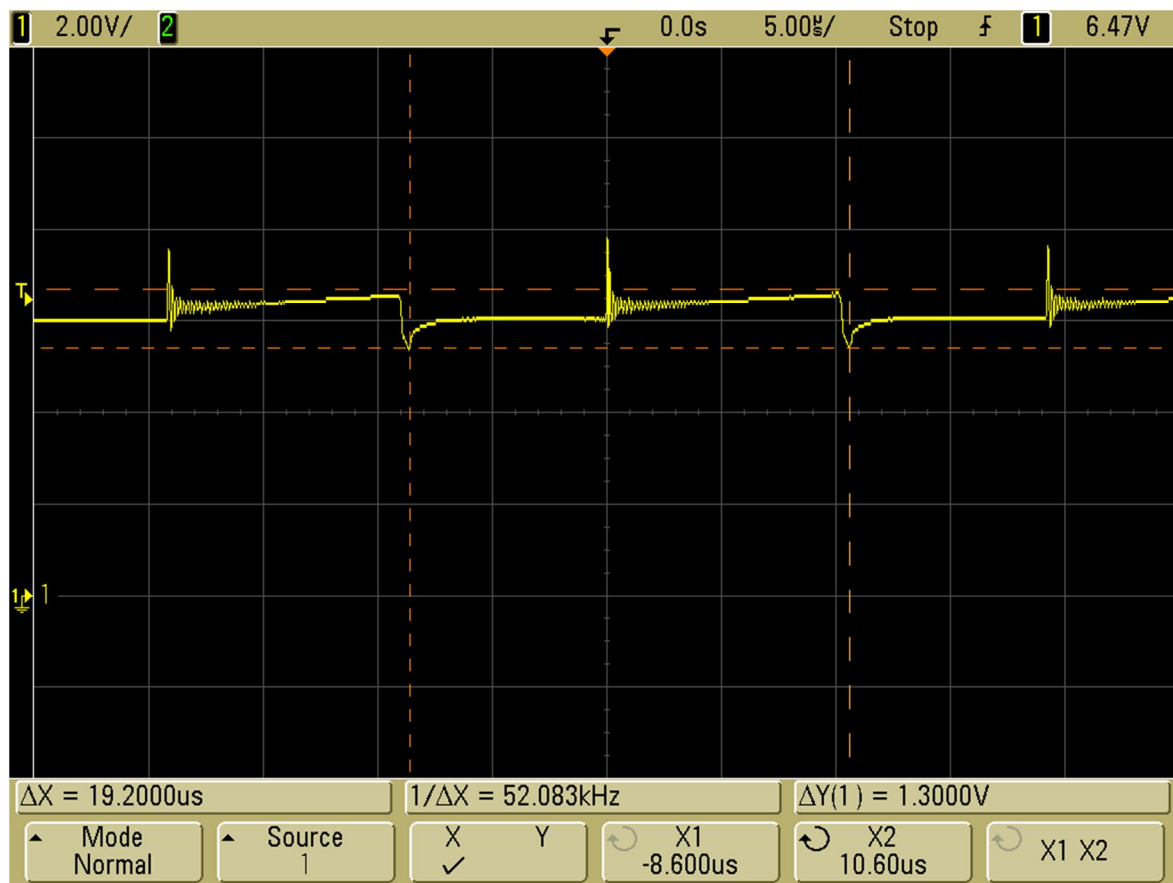


Figura 3.94 Tensión de salida con cursores en funcionamiento de corriente no permanente

La tensión en el diodo:

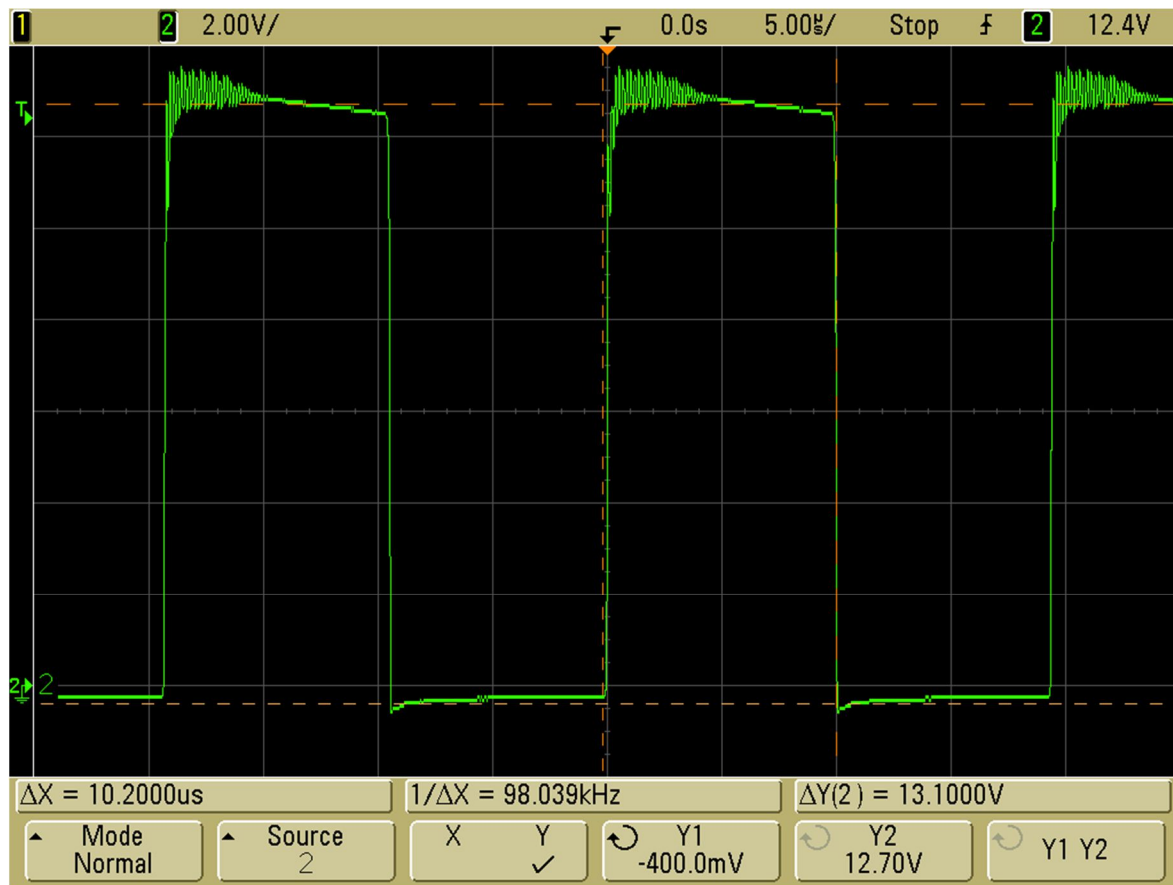


Figura 3.95 Tensión en el diodo en funcionamiento de corriente no permanente

Cuando está en corte se comprueba que la tensión es 13,1V como se esperaba, esto es la tensión de entrada de 15V tras restarle la tensión que cae en los transistores de conmutación del circuito integrado. Cuando se encuentra en saturación se comprueba que la tensión que cae en el diodo es de -0,4V que es la tensión de codo que éste posee. Como se puede ver existe un 10,2  $\mu$ s en polarización inversa, o lo que es igual, el  $t_{on}$  del conmutador principal.

Para medir la corriente en el diodo y comprobar que se está trabajando en corriente discontinua se colocará una resistencia de  $0,5\Omega$  en serie al diodo y se medirá la tensión:

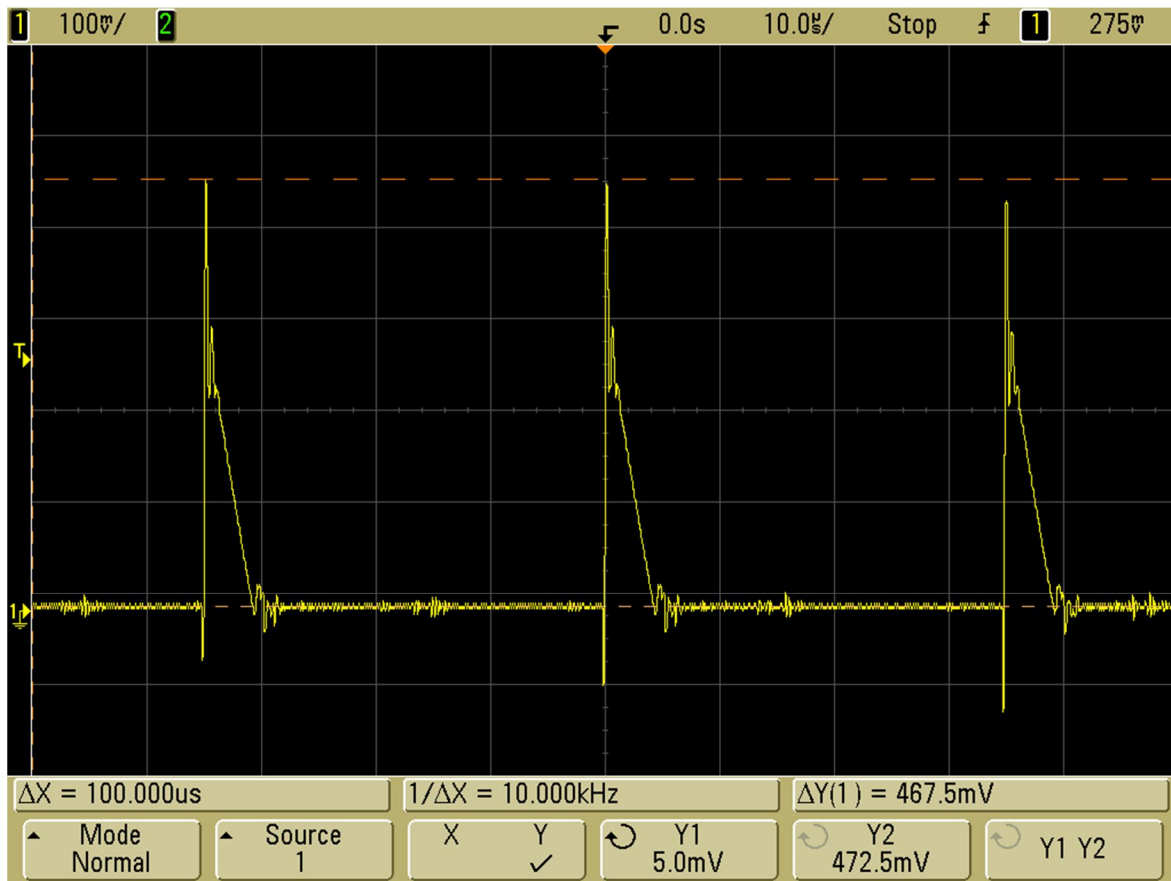


Figura 3.96 Corriente en el diodo en funcionamiento de corriente no permanente

La tensión máxima que se mide en la resistencia de  $0,5\Omega$  es de  $0,47V$ . Utilizando la ley de Ohm se obtiene una corriente máxima de  $0,94A$ .

La corriente que circula por el diodo confirma que el funcionamiento que se está teniendo es en corriente discontinua, ya que no abandona la pendiente negativa y cae con la misma hasta  $0A$ .

La tensión en la bobina:

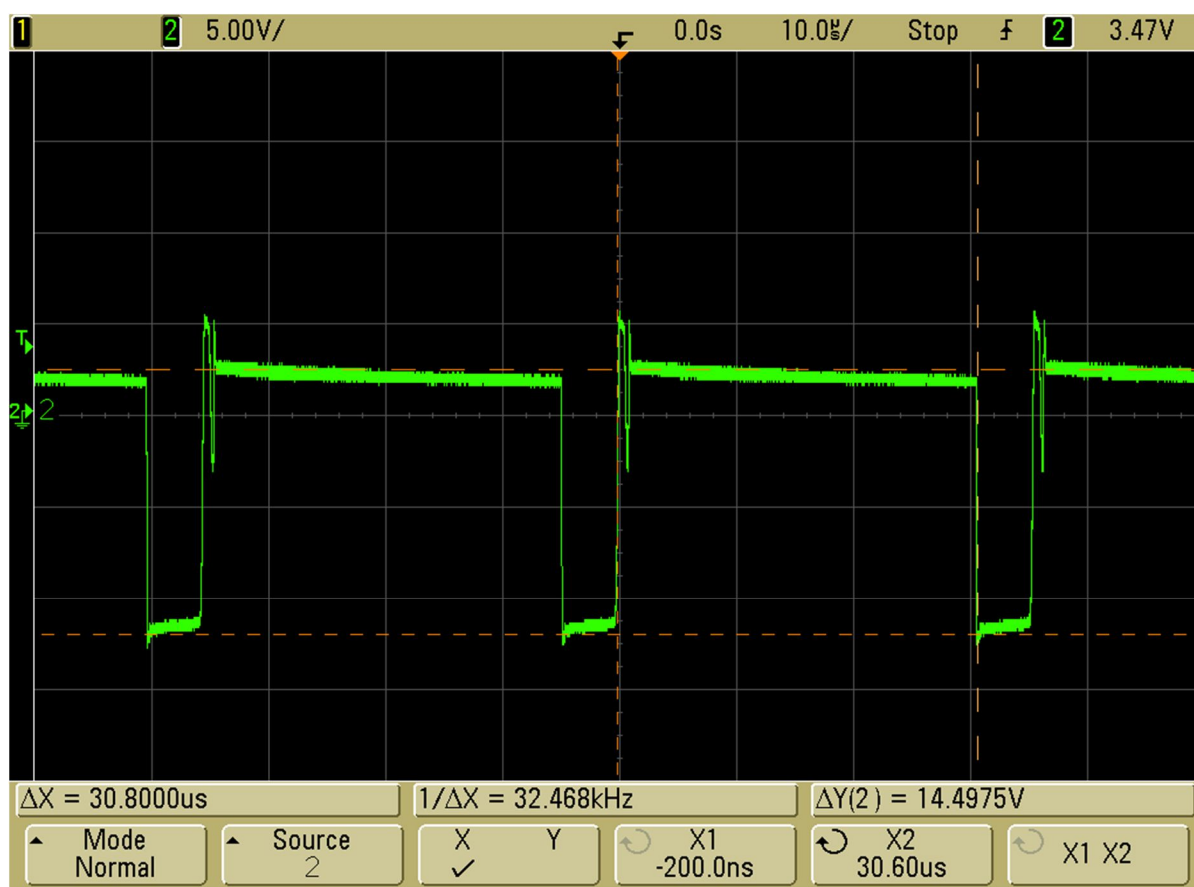


Figura 3.97 Tensión en la bobina para funcionamiento de corriente no permanente

La diferencia entre la tensión máxima y la tensión mínima es 14,5 V.

Para medir la corriente en la bobina y comprobar que se está trabajando en corriente discontinua se colocará una resistencia de  $0,5\Omega$  en serie a la bobina y se medirá la tensión:

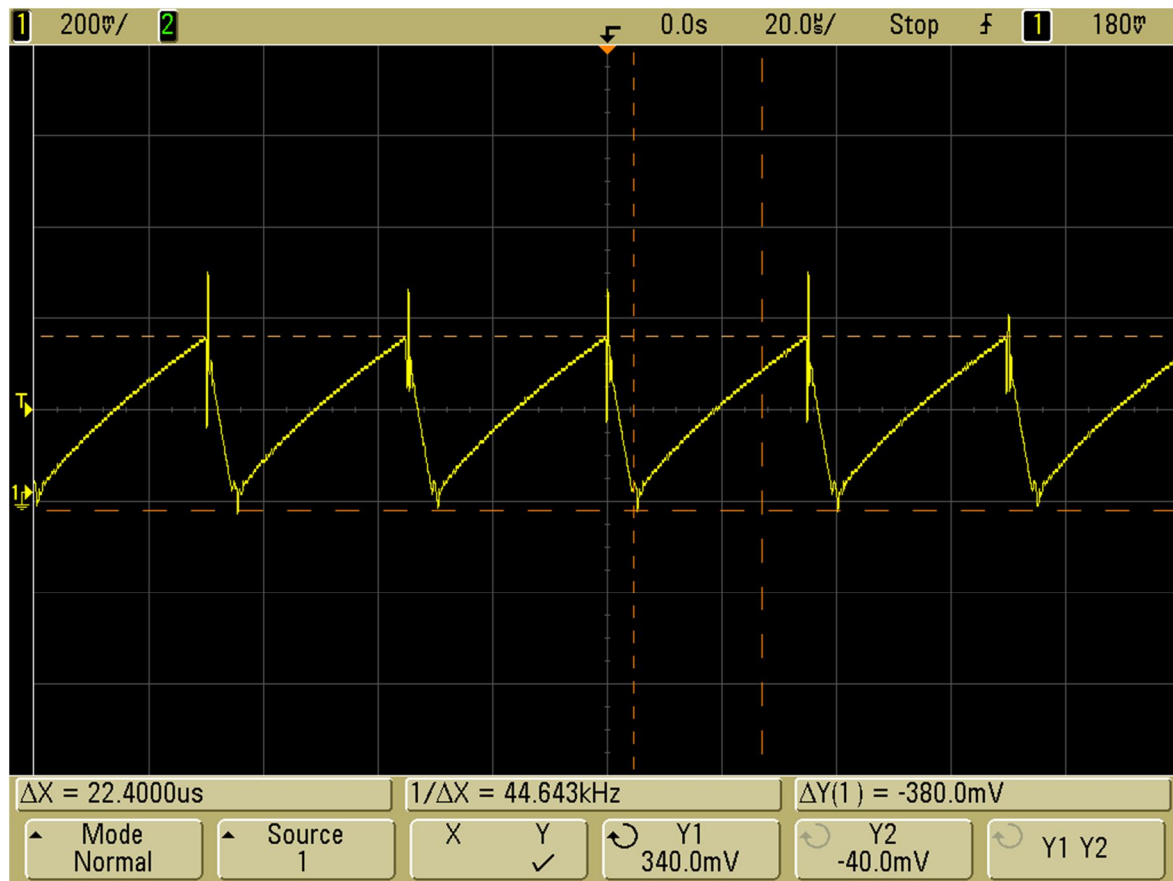


Figura 3.98 Rizado de corriente en la bobina para funcionamiento de corriente no permanente

La corriente media será, aplicando la ley de ohm:  $I_L = \frac{0,15}{0,5} = 0,3A$

Para medir la corriente máxima y mínima en la bobina se utilizarán los cursores:

$$I_{Lmax} = \frac{0,34}{0,5} = 0,68A$$

$$I_{Lmin} = \frac{-0,04}{0,5} = -0,08A$$

El rizado de la corriente en la bobina será de  $\Delta I_L = 0,76$ , se comprueba que la corriente alcanza valores negativos. Esto es así porque se está forzando el funcionamiento en corriente discontinuada.

La salida del amplificador de error:

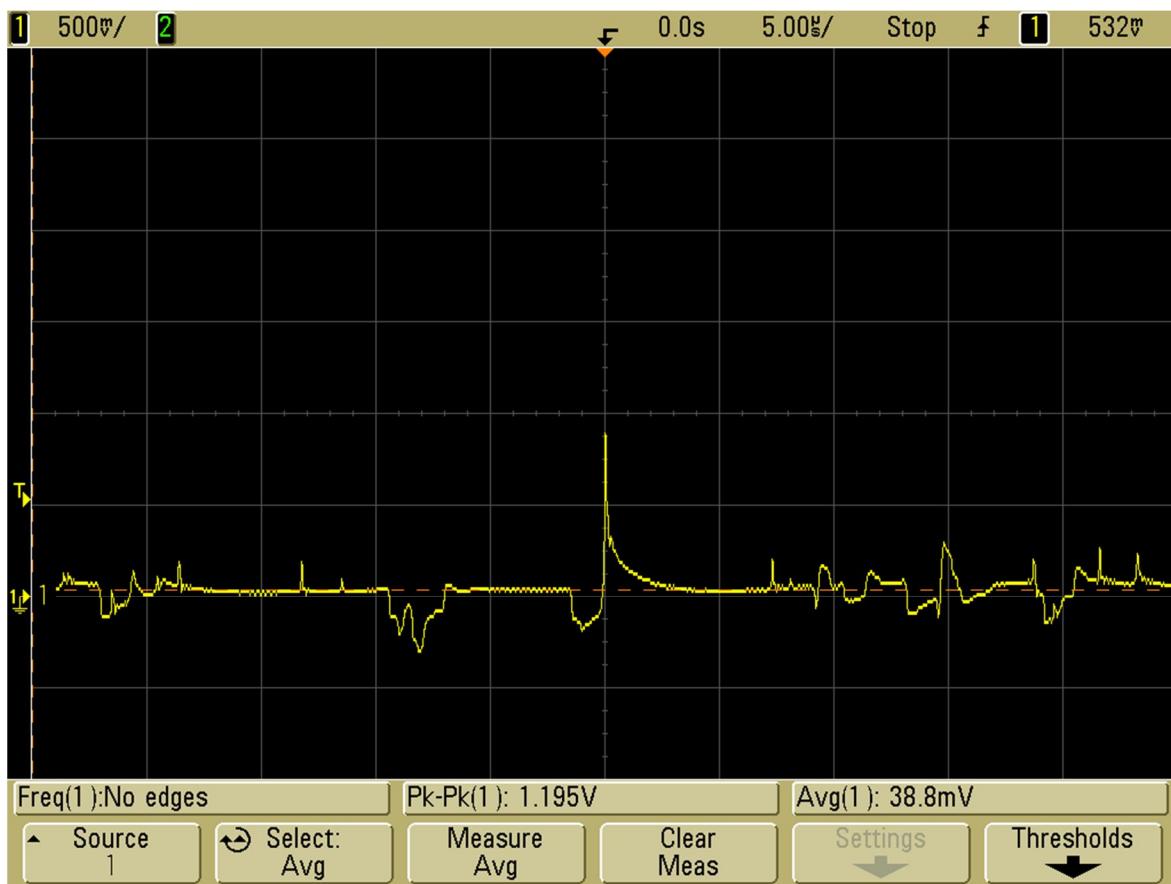


Figura 3.99 Tensión a la salida de amplificador de error en corriente no permanente

Se comprueba que existe una señal continua que varía al detectar variaciones en la tensión de salida del convertidor para que nuestra etapa de PWM corrija el comportamiento. Una señal muy parecida a la que se tiene con la corriente trabajando en modo permanente.

### 3.4.3 Conclusión de montaje práctico:

Se ha realizado el montaje del convertidor de tipo reductor Buck con un lazo de realimentación que posee un amplificador de error de tipo tres realizado con el método de las 'Ks', calculado en el Anexo 1.

En estas comprobaciones prácticas se ha utilizado el circuito en el punto en el que se ha linealizado para comprobar su funcionamiento, y luego se ha cambiado la resistencia de salida para forzar su trabajo en funcionamiento de corriente en la bobina no permanente (lo que quiere decir que la corriente cruzará el cero) para ver cómo actúa el circuito realimentado y compensa este cambio de funcionamiento para seguir dando la tensión de salida a los 6V deseados.

En primer lugar se comprobó el funcionamiento del circuito sin introducir un condensador en la entrada, tras ver la inestabilidad que existía se decidió colocar un condensador de 22 $\mu$ F. Tras colocar este condensador lo que se puede apreciar es una estabilización de la tensión al entrar al circuito integrado, lo que desembocará en menos problemas para mantener el rizado de la tensión de salida.

Se comprueba mediante la variación de la tensión de entrada, introduciendo 5V menos de los que se utilizaron para diseñar el montaje, que la respuesta es capaz de percibir el decremento de tensión de entrada y automáticamente, sin otra intervención externa, el ciclo de trabajo se ajustará de forma que la tensión de la salida siga siendo la que se desea. Si se decrementa más la tensión de entrada, la respuesta de salida no será capaz de dar los 6V, ya que las pérdidas se harían muy grandes en relación con la tensión de entrada y por más que se aumente el ciclo de trabajo no será suficiente.

La metodología que se utiliza para la medición de la corriente en componentes como el diodo o la bobina consiste en la adición de una resistencia de 0,5 $\Omega$  y medir la tensión en ésta. Al graficar la tensión en el osciloscopio se puede ver la forma de onda que no servirá para ver si el funcionamiento es en corriente permanente o no. Una simple aplicación de la ley de Ohm servirá para convertir los valores que muestra el osciloscopio de tensión a valores de corriente.

Como se explica anteriormente se puede saber si el circuito está funcionando en corriente en la bobina permanente principalmente comprobando los cruces de la

corriente en la bobina en el valor 0. En caso de que existan los cruces en 0 la corriente será no permanente; el caso contrario se da si la corriente es positiva en todo momento, de esta forma se sabe que se está trabajando en corriente permanente. La forma de reconocer el funcionamiento de corriente permanente se aprecia, como se ha explicado antes, en la forma de la onda ya que si está un funcionamiento no permanente se verán señales que van desde el valor de corriente máxima hasta 0A manteniendo la misma pendiente de bajada; en caso de que se aprecie que esto no ocurre sino que hay un momento en el que la bajada se ve interrumpida por una caída vertical de la corriente hasta 0A se sabrá que el funcionamiento es en corriente permanente.

La forma en la que se interactúa con el circuito para cambiar el funcionamiento de corriente permanente a no permanente es simplemente la sustitución de la resistencia de 10  $\Omega$  por una de 33 $\Omega$ .

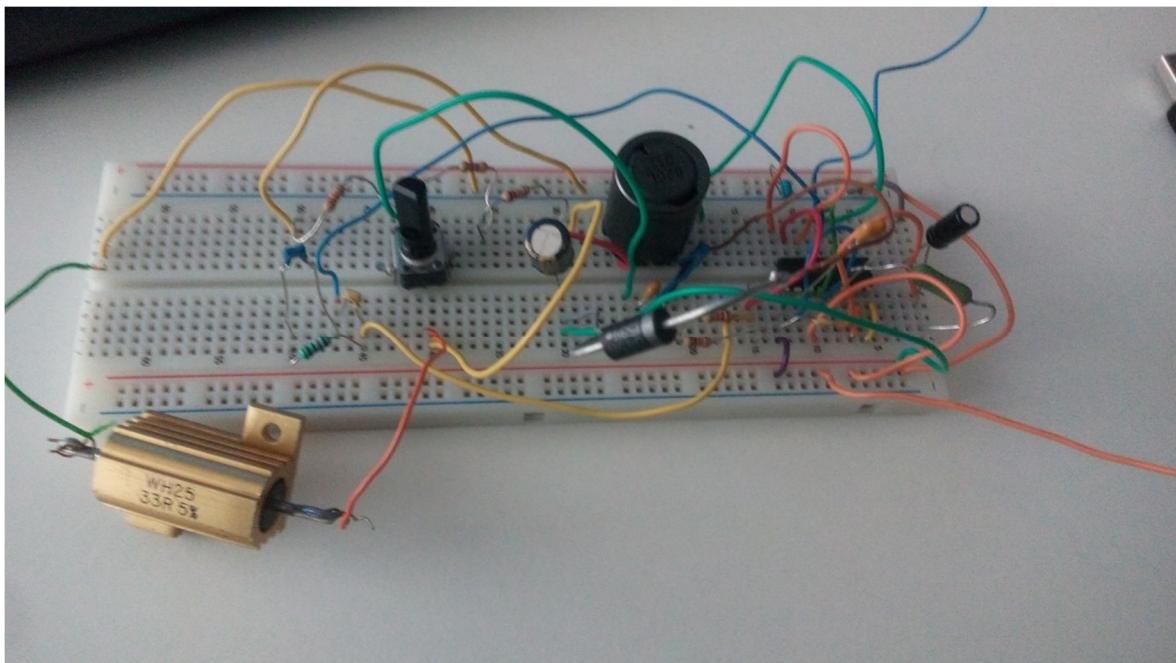


Figura 3.100 Montaje sobre placa Board

## **ANEXO 5: UTILIZACIÓN DE APLICACIÓN DIDÁCTICA**

## Anexo 5: Utilización de aplicación didáctica

Se ha diseñado una pequeña aplicación mediante Matlab con la cual se pueden introducir los parámetros deseados y ésta diseñará los componentes de un circuito Buck, teniendo la opción de diseñar también la realimentación y visualizar la respuesta en frecuencia del mismo.

### 3.5.1 Instalación del compilador de Matlab

En primer lugar se debe ejecutar el archivo 'MCRInstaller.exe'. Tras hacerlo y esperar unos segundos aparecerá la siguiente ventana, donde se debe pulsar 'Yes'.

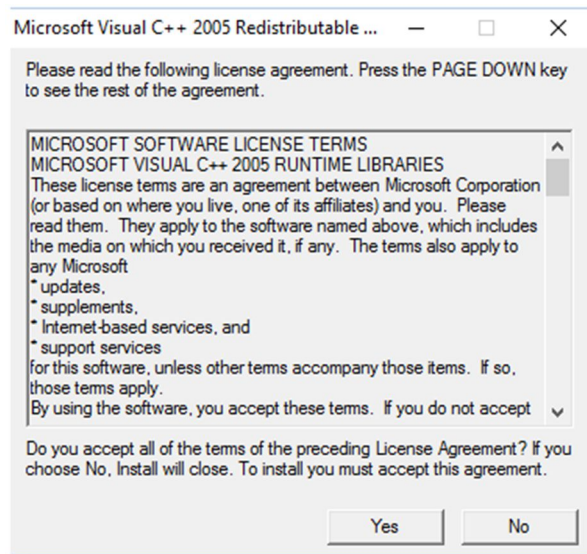


Figura 3.101 Ventana 1 de instalación de compilador

Una vez hecho esto se avanza hasta la siguiente ventana, donde se debe pulsar 'Next':

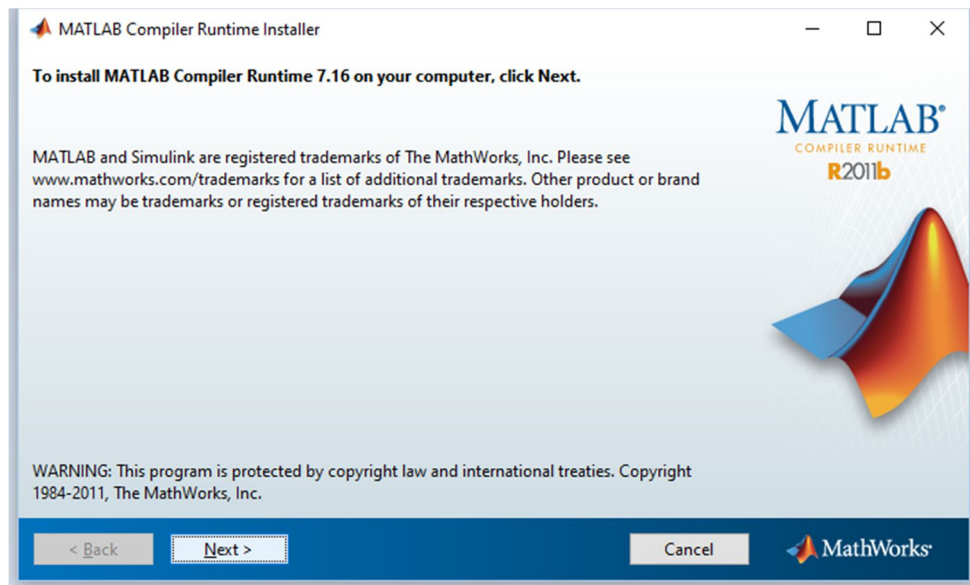


Figura 3.102 Ventana 2 de instalación de compilador

Tras esto avanzará hasta la siguiente ventana, donde se elegirá dónde se instalará el compilador de Matlab, necesario para ejecutar el Guide. Elegimos la ruta pulsando en 'Browse' y una vez seleccionada se pulsa en 'Next'.

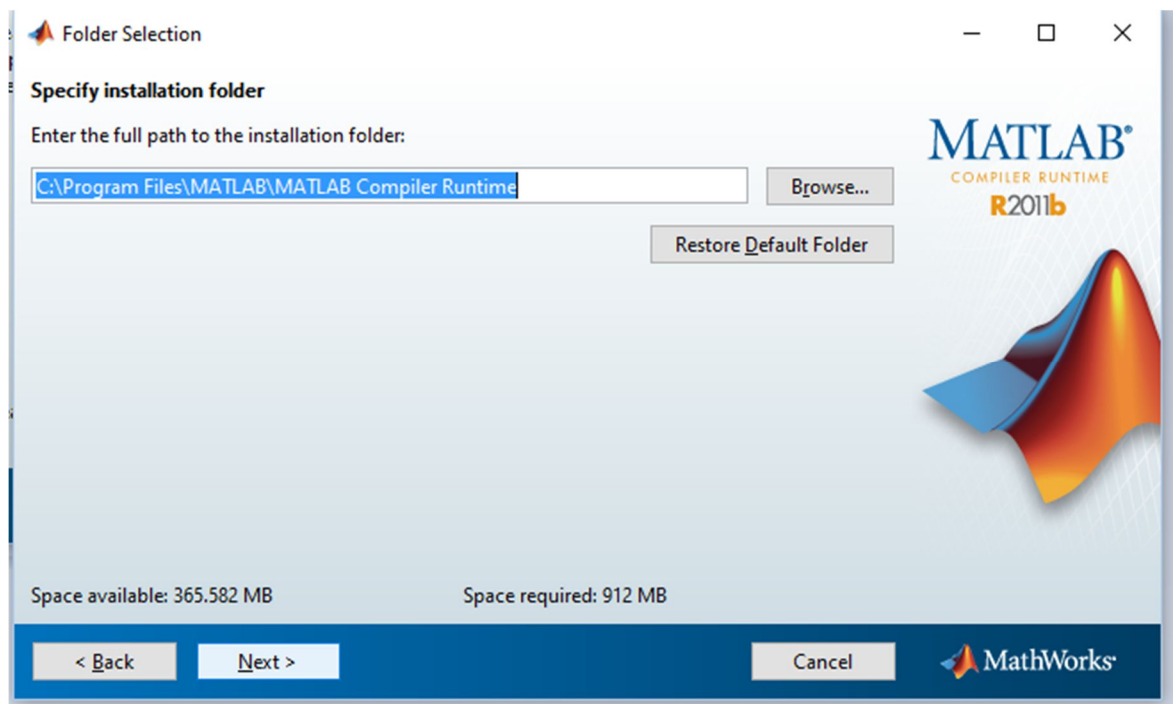


Figura 3.103 Ventana 3 de instalación de compilador

En caso de que la ruta seleccionada no exista pedirá permiso para crearla, se debe pulsar en 'Yes':

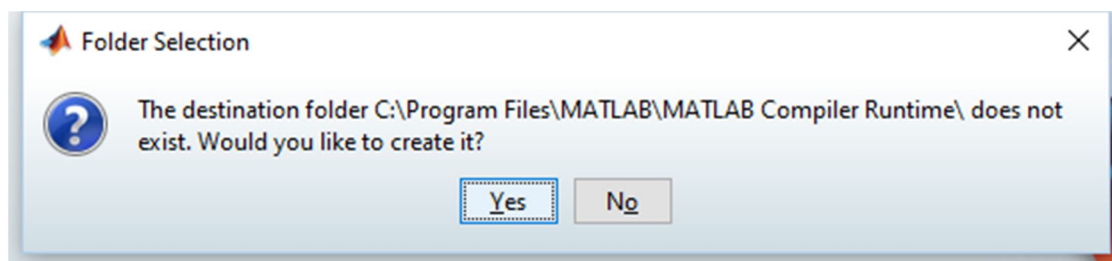


Figura 3.104 Ventana 4 de instalación de compilador

A continuación aparece la pantalla de confirmación donde se presenta la ruta de instalación y el producto que se va a instalar, donde se debe pulsar en 'Install':

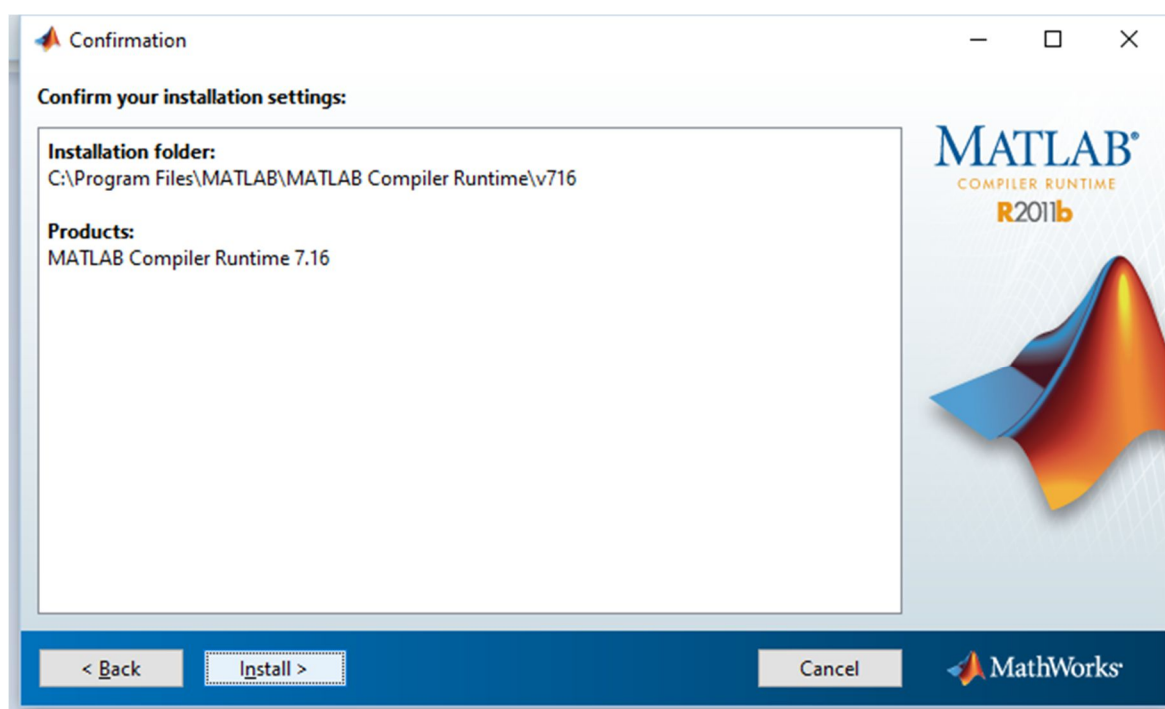


Figura 3.105 Ventana 5 de instalación de compilador

Cuando la instalación se complete aparecerá la siguiente ventana y se debe pulsar en 'Finish':

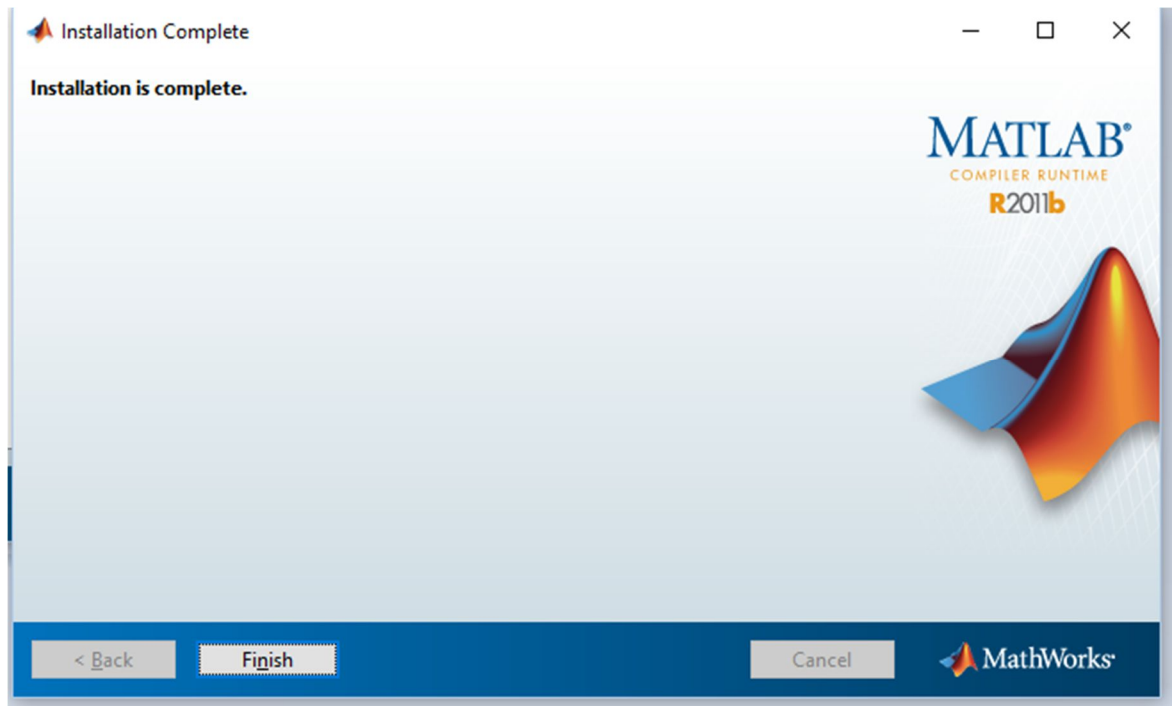


Figura 3.106 Ventana 6 de instalación de compilador

### 3.5.2 Utilización de la aplicación

Una vez se ha instalado el compilador de Matlab ya se puede ejecutar el Guide, para ello se debe abrir el ejecutable 'buckcontrolado.exe', cuyo icono es el símbolo de Matlab.

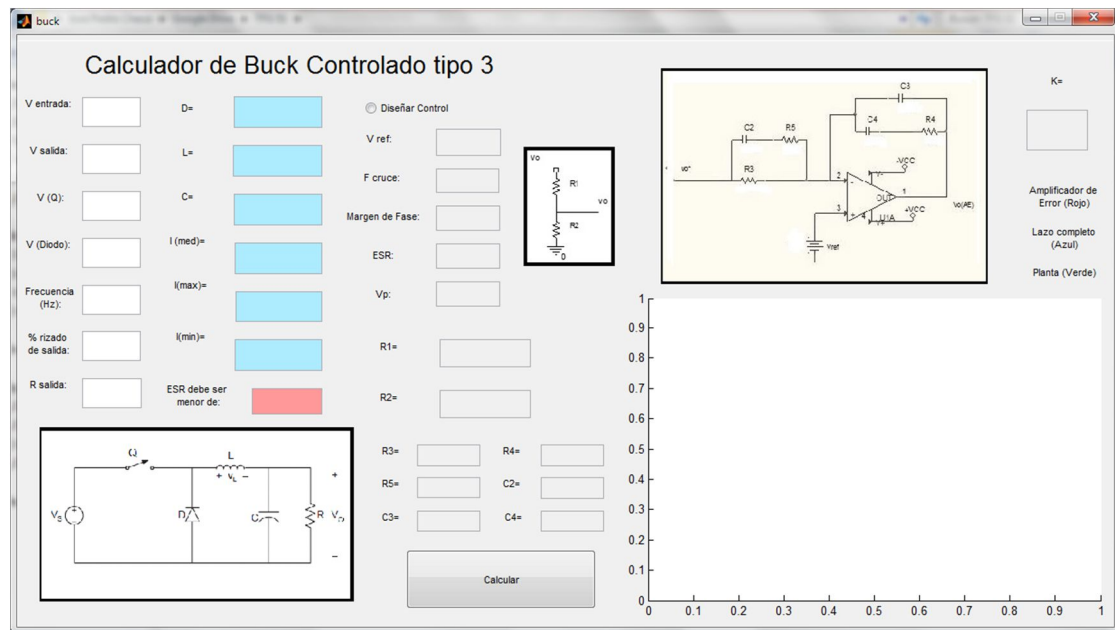


Figura 3.107 Interfaz de aplicación didáctica

Se mostrará zona a zona, qué es cada parte del interfaz:

La zona primera es la del cálculo de los componentes de la planta del circuito Buck, donde se deben introducir los valores, desde arriba hacia abajo, de tensión de entrada, tensión de salida, tensión que cae en el transistor o conmutador, tensión de codo del diodo, frecuencia de trabajo, el porcentaje de rizado de salida y la resistencia de salida.

|                     |                      |                        |                      |
|---------------------|----------------------|------------------------|----------------------|
| V entrada:          | <input type="text"/> | D=                     | <input type="text"/> |
| V salida:           | <input type="text"/> | L=                     | <input type="text"/> |
| V (Q):              | <input type="text"/> | C=                     | <input type="text"/> |
| V (Diodo):          | <input type="text"/> | I (med)=               | <input type="text"/> |
| Frecuencia (Hz):    | <input type="text"/> | I(max)=                | <input type="text"/> |
| % rizado de salida: | <input type="text"/> | I(min)=                | <input type="text"/> |
| R salida:           | <input type="text"/> | ESR debe ser menor de: | <input type="text"/> |

Figura 3.108 Parámetros de etapa de potencia en aplicación didáctica

Las casillas en blanco son las que se deben rellenar utilizando valores en el sistema internacional y utilizando el punto, no la coma, como signo para identificar el valor decimal. Los valores en azul son los parámetros que la aplicación calcula. Siendo 'D' el Duty Cycle, 'L' el valor de inductancia, 'C' la capacidad del condensador, 'I(med)' la corriente media en la bobina, 'I(max)' la corriente máxima en la bobina, 'I(min)' la corriente mínima en la bobina. La casilla en rojo es la ESR máxima que debe tener el condensador. Una vez introducidos se puede pulsar 'Calcular' para comprobar la planta que se ha diseñado.

Si se quiere calcular el lazo de control completo además de la planta se debe pulsar en 'Diseñar Control', aparecerá un círculo de color azul, lo que desbloqueará las opciones para introducir los parámetros necesarios:

☒ Diseñar Control

V ref:

F cruce:

Margen de Fase:

ESR:

Vp:

Figura 3.109 Parámetros de control en aplicación didáctica

En 'Vref' se debe introducir la tensión de referencia, la cual irá a la entrada positiva del amplificador operacional. 'Fcruce' será la frecuencia en unidades del sistema internacional que se quiere que tenga el sistema realimentado. 'Margen de fase' será el margen de fase que se desea que tenga el sistema realimentado. ESR es la resistencia que tiene el condensador que finalmente se ha escogido. 'Vp' es la tensión de pico de la señal rampa que se quiere introducir. Una vez introducidos los parámetros anteriores se puede pulsar en 'Calcular', lo que expulsará en las casillas de azul los componentes que se deben utilizar para cumplir las exigencias.

R1=

R2=

R3=  R4=

R5=  C2=

C3=  C4=

Figura 3.110 componentes dimensionados en aplicación didáctica

Si se introducen los valores y se pulsa en 'Calcular' aparecerá el Bode de 3 respuestas en frecuencia:

En azul la respuesta en frecuencia del lazo completo.

En rojo la respuesta en frecuencia del amplificador de error.

En verde la respuesta en frecuencia de la Planta.

En la parte superior derecha se localiza la siguiente casilla:



Figura 3.111 Factor 'K' de aplicación didáctica

Este recuadro mostrará el valor de la constante K que se utiliza en el segundo método de realización de convertidores Buck realimentados, utilizado en [3].

### 3.5.3 Ejemplo práctico

Se va a utilizar la aplicación para diseñar un convertidor Buck realimentado con los siguientes parámetros:

- Tensión de entrada: 15V
- Tensión de salida: 6V
- Transistor y diodo ideales.
- Frecuencia de trabajo: 100KHz
- Rizado de tensión de salida: 2%

- Resistencia de salida:  $10\Omega$

Tras pulsar el botón calcular se obtiene la planta:

|                     |        |                        |             |
|---------------------|--------|------------------------|-------------|
| V entrada:          | 15     | D=                     | 0.4         |
| V salida:           | 6      | L=                     | $3.75e-005$ |
| V (Q):              | 0      | C=                     | $1e-005$    |
| V (Diodo):          | 0      | I (med)=               | 0.6         |
| Frecuencia (Hz):    | 100000 | I(max)=                | 1.08        |
| % rizado de salida: | 2      | I(min)=                | 0.12        |
| R salida:           | 10     | ESR debe ser menor de: | 0.125       |

Figura 3.112 Valores de ejemplo para etapa de potencia

Ahora que se tiene la planta se pulsará en 'Diseñar Control' e introducimos los parámetros de control:

- Tensión de referencia: 1,25V
- Frecuencia de Cruce del sistema: 12KHz
- Margen de fase del sistema: 50
- ESR del condensador escogido:  $0,117\Omega$
- Tensión de pico de la señal rampa: 2,5V

☒ Diseñar Control

V ref:

F cruce:

Margen de Fase:

ESR:

Vp:

R1=

R2=

R3=  R4=

R5=  C2=

C3=  C4=

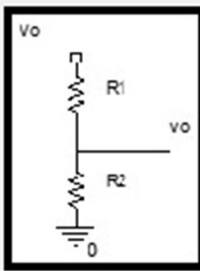


Figura 3.113 Valores de ejemplo para control

Si se comprueban las imágenes del interfaz se puede entender a qué componente hace referencia cada recuadro.

Tras calcular, además de obtener todos los valores del convertidor realimentado también se obtiene la representación en frecuencia de lazo, además de la de planta y la del amplificador de error. De tal forma se puede comprobar que el sistema es capaz de satisfacer los valores que se le exigen. Para el ejemplo en cuestión se obtiene el siguiente Bode:

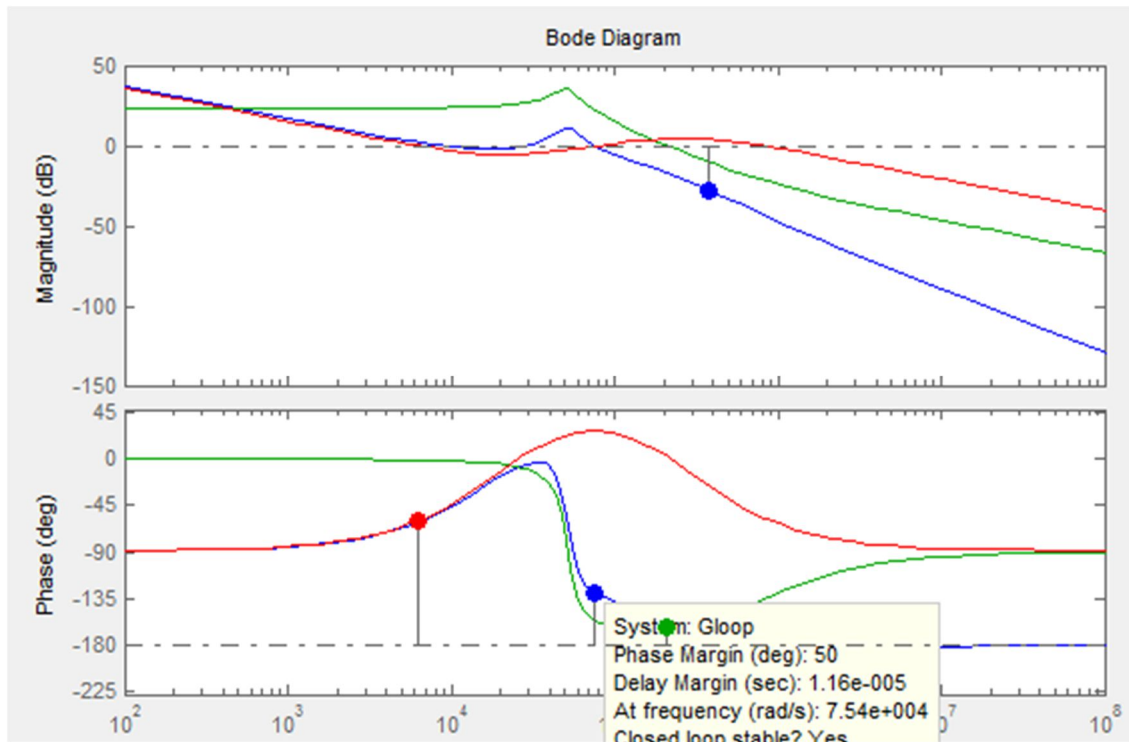


Figura 3.114 Muestra de respuesta en frecuencia en aplicación didáctica

Se comprueba un cálculo correcto ya que se obtiene en la representación del lazo completo un margen de fase de 50 como se deseaba a una frecuencia de cruce de  $7.54e+004$  rad/s, lo que tras ser dividido por  $2\pi$  da 12KHz. Tras haber hecho esta comprobación se llega a la conclusión de que este diseño se podría llevar a la práctica.

Si se pulsa sobre el bode con el clic derecho y se hace click en 'Grid' se pueden poner rejillas, lo que facilitará reconocer los valores aproximados de cada punto a simple vista.

Además se puede mostrar el margen de fase y la frecuencia de cruce pulsando con el derecho->Characteristics->Minimun Stability Margins, esta opción colocará un punto en los márgenes de fase y ganancia para que si se pusiese el puntero sobre ellos muestren sus coordenadas. Se puede comprobar el valor del

pico de resonancia si se desea pulsando con el derecho-> Characteristics->Peak Response.

También se puede ampliar la representación de magnitud o de ángulo de fase si así se desea pulsando con el derecho y eligiendo cuál se quiere ver ampliado. En caso de que sólo se quiera estudiar la representación en frecuencia de una función de transferencia en concreto se puede pulsar con el derecho sobre la representación y Systems, donde se puede activar y desactivar las funciones de transferencia a gusto. Si se pincha con el botón derecho del ratón sobre el Bode y en Properties se pueden cambiar las unidades de representación o la escala de los ejes.

### 3.5.4 Programa utilizado

```
function varargout = buck(varargin)
% BUCK MATLAB code for buck.fig
%   BUCK, by itself, creates a new BUCK or raises the existing
%   singleton*.
%
%   H = BUCK returns the handle to a new BUCK or the handle to
%   the existing singleton*.
%
%   BUCK('CALLBACK',hObject,eventData,handles,...) calls the local
%   function named CALLBACK in BUCK.M with the given input arguments.
%
%   BUCK('Property','Value',...) creates a new BUCK or raises the
%   existing singleton*. Starting from the left, property value pairs
are
%   applied to the GUI before buck_OpeningFcn gets called. An
%   unrecognized property name or invalid value makes property
application
%   stop. All inputs are passed to buck_OpeningFcn via varargin.
%
%   *See GUI Options on GUIDE's Tools menu. Choose "GUI allows only one
%   instance to run (singleton)".
%
% See also: GUIDE, GUIDATA, GUIHANDLES

% Edit the above text to modify the response to help buck

% Last Modified by GUIDE v2.5 12-Apr-2016 17:45:45

% Begin initialization code - DO NOT EDIT
gui_Singleton = 1;
gui_State = struct('gui_Name',       mfilename, ...
                  'gui_Singleton',   gui_Singleton, ...
                  'gui_OpeningFcn',  @buck_OpeningFcn, ...
                  'gui_OutputFcn',   @buck_OutputFcn, ...
                  'gui_LayoutFcn',   [], ...
                  'gui_Callback',    []);
if nargin && ischar(varargin{1})
```

```

        gui_State.gui_Callback = str2func(varargin{1});
    end

    if nargout
        [varargout{1:nargout}] = gui_mainfcn(gui_State, varargin{:});
    else
        gui_mainfcn(gui_State, varargin{:});
    end
    % End initialization code - DO NOT EDIT

% --- Executes just before buck is made visible.
function buck_OpeningFcn(hObject, eventdata, handles, varargin)
% This function has no output args, see OutputFcn.
% hObject    handle to figure
% eventdata  reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles     structure with handles and user data (see GUIDATA)
% varargin    command line arguments to buck (see VARARGIN)

% Choose default command line output for buck
handles.output = hObject;

% Update handles structure
guidata(hObject, handles);
set(handles.edit33, 'Enable', 'off');
set(handles.edit34, 'Enable', 'off');
set(handles.edit35, 'Enable', 'off');
set(handles.edit36, 'Enable', 'off');
set(handles.edit37, 'Enable', 'off');
set(handles.edit38, 'Enable', 'off');
set(handles.edit40, 'Enable', 'off');
set(handles.edit41, 'Enable', 'off');
set(handles.edit42, 'Enable', 'off');
set(handles.edit43, 'Enable', 'off');
set(handles.edit44, 'Enable', 'off');
set(handles.edit45, 'Enable', 'off');
set(handles.edit47, 'Enable', 'off');
set(handles.edit48, 'Enable', 'off');

% UIWAIT makes buck wait for user response (see UIRESUME)
% uiwait(handles.figure1);

% --- Outputs from this function are returned to the command line.
function varargout = buck_OutputFcn(hObject, eventdata, handles)
% varargout  cell array for returning output args (see VARARGOUT);
% hObject    handle to figure
% eventdata  reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles     structure with handles and user data (see GUIDATA)

% Get default command line output from handles structure
varargout{1} = handles.output;

function edit20_Callback(hObject, eventdata, handles)
% hObject    handle to edit20 (see GCBO)
% eventdata  reserved - to be defined in a future version of MATLAB

```

```

% handles      structure with handles and user data (see GUIDATA)

% Hints: get(hObject,'String') returns contents of edit20 as text
%         str2double(get(hObject,'String')) returns contents of edit20 as a
double

% --- Executes during object creation, after setting all properties.
function edit20_CreateFcn(hObject, eventdata, handles)
% hObject      handle to edit20 (see GCBO)
% eventdata    reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles      empty - handles not created until after all CreateFcns called

% Hint: edit controls usually have a white background on Windows.
%         See ISPC and COMPUTER.
if ispc && isequal(get(hObject,'BackgroundColor'),
get(0,'defaultUiControlBackgroundColor'))
    set(hObject,'BackgroundColor','white');
end

function edit21_Callback(hObject, eventdata, handles)
% hObject      handle to edit21 (see GCBO)
% eventdata    reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles      structure with handles and user data (see GUIDATA)

% Hints: get(hObject,'String') returns contents of edit21 as text
%         str2double(get(hObject,'String')) returns contents of edit21 as a
double

% --- Executes during object creation, after setting all properties.
function edit21_CreateFcn(hObject, eventdata, handles)
% hObject      handle to edit21 (see GCBO)
% eventdata    reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles      empty - handles not created until after all CreateFcns called

% Hint: edit controls usually have a white background on Windows.
%         See ISPC and COMPUTER.
if ispc && isequal(get(hObject,'BackgroundColor'),
get(0,'defaultUiControlBackgroundColor'))
    set(hObject,'BackgroundColor','white');
end

function edit22_Callback(hObject, eventdata, handles)
% hObject      handle to edit22 (see GCBO)
% eventdata    reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles      structure with handles and user data (see GUIDATA)

% Hints: get(hObject,'String') returns contents of edit22 as text
%         str2double(get(hObject,'String')) returns contents of edit22 as a
double

% --- Executes during object creation, after setting all properties.

```

```

function edit22_CreateFcn(hObject, eventdata, handles)
% hObject    handle to edit22 (see GCBO)
% eventdata  reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles    empty - handles not created until after all CreateFcns called

% Hint: edit controls usually have a white background on Windows.
%         See ISPC and COMPUTER.
if ispc && isequal(get(hObject,'BackgroundColor'),
get(0,'defaultUicontrolBackgroundColor'))
    set(hObject,'BackgroundColor','white');
end

```

```

function edit23_Callback(hObject, eventdata, handles)
% hObject    handle to edit23 (see GCBO)
% eventdata  reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles    structure with handles and user data (see GUIDATA)

% Hints: get(hObject,'String') returns contents of edit23 as text
%         str2double(get(hObject,'String')) returns contents of edit23 as a
double

```

```

% --- Executes during object creation, after setting all properties.
function edit23_CreateFcn(hObject, eventdata, handles)
% hObject    handle to edit23 (see GCBO)
% eventdata  reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles    empty - handles not created until after all CreateFcns called

% Hint: edit controls usually have a white background on Windows.
%         See ISPC and COMPUTER.
if ispc && isequal(get(hObject,'BackgroundColor'),
get(0,'defaultUicontrolBackgroundColor'))
    set(hObject,'BackgroundColor','white');
end

```

```

function edit24_Callback(hObject, eventdata, handles)
% hObject    handle to edit24 (see GCBO)
% eventdata  reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles    structure with handles and user data (see GUIDATA)

% Hints: get(hObject,'String') returns contents of edit24 as text
%         str2double(get(hObject,'String')) returns contents of edit24 as a
double

```

```

% --- Executes during object creation, after setting all properties.
function edit24_CreateFcn(hObject, eventdata, handles)
% hObject    handle to edit24 (see GCBO)
% eventdata  reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles    empty - handles not created until after all CreateFcns called

% Hint: edit controls usually have a white background on Windows.
%         See ISPC and COMPUTER.

```

```

if ispc && isequal(get(hObject,'BackgroundColor'),
get(0,'defaultUicontrolBackgroundColor'))
    set(hObject,'BackgroundColor','white');
end

function edit25_Callback(hObject, eventdata, handles)
% hObject      handle to edit25 (see GCBO)
% eventdata    reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles      structure with handles and user data (see GUIDATA)

% Hints: get(hObject,'String') returns contents of edit25 as text
%          str2double(get(hObject,'String')) returns contents of edit25 as a
double
% --- Executes during object creation, after setting all properties.
function edit25_CreateFcn(hObject, eventdata, handles)
% hObject      handle to edit25 (see GCBO)
% eventdata    reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles      empty - handles not created until after all CreateFcns called

% Hint: edit controls usually have a white background on Windows.
%          See ISPC and COMPUTER.
if ispc && isequal(get(hObject,'BackgroundColor'),
get(0,'defaultUicontrolBackgroundColor'))
    set(hObject,'BackgroundColor','white');
end

function edit26_Callback(hObject, eventdata, handles)
% hObject      handle to edit26 (see GCBO)
% eventdata    reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles      structure with handles and user data (see GUIDATA)

% Hints: get(hObject,'String') returns contents of edit26 as text
%          str2double(get(hObject,'String')) returns contents of edit26 as a
double

% --- Executes during object creation, after setting all properties.
function edit26_CreateFcn(hObject, eventdata, handles)
% hObject      handle to edit26 (see GCBO)
% eventdata    reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles      empty - handles not created until after all CreateFcns called

% Hint: edit controls usually have a white background on Windows.
%          See ISPC and COMPUTER.
if ispc && isequal(get(hObject,'BackgroundColor'),
get(0,'defaultUicontrolBackgroundColor'))
    set(hObject,'BackgroundColor','white');
end

function edit27_Callback(hObject, eventdata, handles)

```

```

% hObject      handle to edit27 (see GCBO)
% eventdata    reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles      structure with handles and user data (see GUIDATA)

% Hints: get(hObject,'String') returns contents of edit27 as text
%          str2double(get(hObject,'String')) returns contents of edit27 as a
double

% --- Executes during object creation, after setting all properties.
function edit27_CreateFcn(hObject, eventdata, handles)
% hObject      handle to edit27 (see GCBO)
% eventdata    reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles      empty - handles not created until after all CreateFcns called

% Hint: edit controls usually have a white background on Windows.
%          See ISPC and COMPUTER.
if ispc && isequal(get(hObject,'BackgroundColor'),
get(0,'defaultUiControlBackgroundColor'))
    set(hObject,'BackgroundColor','white');
end

function edit28_Callback(hObject, eventdata, handles)
% hObject      handle to edit28 (see GCBO)
% eventdata    reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles      structure with handles and user data (see GUIDATA)

% Hints: get(hObject,'String') returns contents of edit28 as text
%          str2double(get(hObject,'String')) returns contents of edit28 as a
double

% --- Executes during object creation, after setting all properties.
function edit28_CreateFcn(hObject, eventdata, handles)
% hObject      handle to edit28 (see GCBO)
% eventdata    reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles      empty - handles not created until after all CreateFcns called

% Hint: edit controls usually have a white background on Windows.
%          See ISPC and COMPUTER.
if ispc && isequal(get(hObject,'BackgroundColor'),
get(0,'defaultUiControlBackgroundColor'))
    set(hObject,'BackgroundColor','white');
end

function edit29_Callback(hObject, eventdata, handles)
% hObject      handle to edit29 (see GCBO)
% eventdata    reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles      structure with handles and user data (see GUIDATA)

% Hints: get(hObject,'String') returns contents of edit29 as text
%          str2double(get(hObject,'String')) returns contents of edit29 as a
double

```

```

% --- Executes during object creation, after setting all properties.
function edit29_CreateFcn(hObject, eventdata, handles)
% hObject    handle to edit29 (see GCBO)
% eventdata  reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles    empty - handles not created until after all CreateFcns called

% Hint: edit controls usually have a white background on Windows.
%         See ISPC and COMPUTER.
if ispc && isequal(get(hObject,'BackgroundColor'),
get(0,'defaultUiControlBackgroundColor'))
    set(hObject,'BackgroundColor','white');
end

function edit30_Callback(hObject, eventdata, handles)
% hObject    handle to edit30 (see GCBO)
% eventdata  reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles    structure with handles and user data (see GUIDATA)

% Hints: get(hObject,'String') returns contents of edit30 as text
%         str2double(get(hObject,'String')) returns contents of edit30 as a
double

% --- Executes during object creation, after setting all properties.
function edit30_CreateFcn(hObject, eventdata, handles)
% hObject    handle to edit30 (see GCBO)
% eventdata  reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles    empty - handles not created until after all CreateFcns called

% Hint: edit controls usually have a white background on Windows.
%         See ISPC and COMPUTER.
if ispc && isequal(get(hObject,'BackgroundColor'),
get(0,'defaultUiControlBackgroundColor'))
    set(hObject,'BackgroundColor','white');
end

function edit31_Callback(hObject, eventdata, handles)
% hObject    handle to edit31 (see GCBO)
% eventdata  reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles    structure with handles and user data (see GUIDATA)

% Hints: get(hObject,'String') returns contents of edit31 as text
%         str2double(get(hObject,'String')) returns contents of edit31 as a
double

% --- Executes during object creation, after setting all properties.
function edit31_CreateFcn(hObject, eventdata, handles)
% hObject    handle to edit31 (see GCBO)
% eventdata  reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles    empty - handles not created until after all CreateFcns called

% Hint: edit controls usually have a white background on Windows.
%         See ISPC and COMPUTER.

```

```

if ispc && isequal(get(hObject,'BackgroundColor'),
get(0,'defaultUicontrolBackgroundColor'))
    set(hObject,'BackgroundColor','white');
end

function edit32_Callback(hObject, eventdata, handles)
% hObject      handle to edit32 (see GCBO)
% eventdata    reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles      structure with handles and user data (see GUIDATA)

% Hints: get(hObject,'String') returns contents of edit32 as text
%          str2double(get(hObject,'String')) returns contents of edit32 as a
double

% --- Executes during object creation, after setting all properties.
function edit32_CreateFcn(hObject, eventdata, handles)
% hObject      handle to edit32 (see GCBO)
% eventdata    reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles      empty - handles not created until after all CreateFcns called

% Hint: edit controls usually have a white background on Windows.
%          See ISPC and COMPUTER.
if ispc && isequal(get(hObject,'BackgroundColor'),
get(0,'defaultUicontrolBackgroundColor'))
    set(hObject,'BackgroundColor','white');
end

% --- Executes on button press in controlar.
function controlar_Callback(hObject, eventdata, handles)
% hObject      handle to controlar (see GCBO)
% eventdata    reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles      structure with handles and user data (see GUIDATA)
Bcontrolar=get(handles.controlar,'Value');
if(Bcontrolar==0) %Inicializar casillas de control desactivadas
    set(handles.edit33,'Enable','off');
    set(handles.edit34,'Enable','off');
    set(handles.edit35,'Enable','off');
    set(handles.edit36,'Enable','off');
    set(handles.edit37,'Enable','off');
    set(handles.edit38,'Enable','off');

    set(handles.edit40,'Enable','off');
    set(handles.edit41,'Enable','off');
    set(handles.edit42,'Enable','off');
    set(handles.edit43,'Enable','off');
    set(handles.edit44,'Enable','off');
    set(handles.edit45,'Enable','off');
    set(handles.edit47,'Enable','off');
    set(handles.edit48,'Enable','off');
end
if(Bcontrolar==1) %Activar casillas de control
    set(handles.edit33,'Enable','on');
    set(handles.edit34,'Enable','on');
    set(handles.edit35,'Enable','on');
    set(handles.edit36,'Enable','on');
    set(handles.edit37,'Enable','on');
    set(handles.edit38,'Enable','on');

```

```

        set(handles.edit40,'Enable','on');
        set(handles.edit41,'Enable','on');
        set(handles.edit42,'Enable','on');
        set(handles.edit43,'Enable','on');
        set(handles.edit44,'Enable','on');
        set(handles.edit45,'Enable','on');
        set(handles.edit47,'Enable','on');
        set(handles.edit48,'Enable','on');
    end
    % Hint: get(hObject,'Value') returns toggle state of controlar

% --- Executes on button press in pushbutton1.
function pushbutton1_Callback(hObject, eventdata, handles) %programa
principal
% hObject      handle to pushbutton1 (see GCBO)
% eventdata    reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles      structure with handles and user data (see GUIDATA)

%VALORES DE ENTRADA
Vs=str2double(get(handles.edit20,'string'));
Vo=str2double(get(handles.edit21,'string'));
Vq=str2double(get(handles.edit22,'string'));
Vd=str2double(get(handles.edit23,'string'));
F=str2double(get(handles.edit24,'string'));
Riz=str2double(get(handles.edit25,'string'));
Ro=str2double(get(handles.edit26,'string'));

%CÁLCULOS
D=(Vo+Vd)/(Vs+Vd-Vq);
Lmin=(1-D)*Ro/(2*F);
L=1.25*Lmin;
Imed=Vo/Ro;
Imax=Vo*(1/Ro+(1-D)/(2*L*F));
Imin=Vo*(1/Ro-(1-D)/(2*L*F));
C=(1-D)/(8*L*(Riz/100)*F^2);
esrmax=(Vo*Riz/100)/(Imax-Imin);

%IMPRIMIR VALORES
set(handles.edit27,'string',num2str(D));
set(handles.edit28,'string',num2str(L));
set(handles.edit29,'string',num2str(C));
set(handles.edit30,'string',num2str(Imed));
set(handles.edit31,'string',num2str(Imax));
set(handles.edit32,'string',num2str(Imin));
set(handles.edit32,'string',num2str(Imin));
set(handles.edit46,'string',num2str(esrmax));

%Control
Bcontrolar1=get(handles.controlar,'Value');
if (Bcontrolar1==1)
    %INTRODUCIR VALORES DE CONTROL
    Vref=str2double(get(handles.edit33,'string'));
    ESR=str2double(get(handles.edit38,'string'));
    Fcru=str2double(get(handles.edit34,'string'));
    Mfas=str2double(get(handles.edit35,'string'));
    Vp=str2double(get(handles.edit48,'string'));

%CÁLCULO DE CONTROL
kr=Vref/Vo;
R1=10000;

```

```

R2=kr*R1/(1-kr);
a=ESR*C*(Vs-Vq+Vd)*kr*(1/Vp)/(L*C);
b=(Vs-Vq+Vd)*kr*(1/Vp)/(L*C);
c=ESR/L+1/(Ro*C);
d=1/(L*C);
Gplan=tf([a/(kr*(1/Vp)) b/(kr*(1/Vp))],[1 c d]);
Gcasiloop = tf([a b],[1 c d]);
[mag,fase]=bode(Gcasiloop,Fcru*2*pi);
mag=1/mag;
Angcomp=Mfas-fase;
K=(tan((Angcomp+90)/4*pi/180))^2;
R3=10000;%R1 en anejo cálculos
R4=R3*mag/sqrt(K);%R2 en anejo cálculos
C4=sqrt(K)/(2*pi*R4*Fcru); %C1 en anejo cálculos
C3=1/(2*pi*R4*Fcru*sqrt(K));%C2 en anejo cálculos
C2=sqrt(K)/(2*pi*R3*Fcru);%C3 en anejo cálculos
R5=1/(2*pi*C2*Fcru*sqrt(K));%R3 en anejo cálculos

%IMPRIMIR VALORES DE CONTROL
set(handles.edit36, 'string',num2str(R1));
set(handles.edit37, 'string',num2str(R2));
set(handles.edit40, 'string',num2str(R3));
set(handles.edit41, 'string',num2str(R4));
set(handles.edit42, 'string',num2str(R5));
set(handles.edit43, 'string',num2str(C2));
set(handles.edit44, 'string',num2str(C3));
set(handles.edit45, 'string',num2str(C4));
Gloop=Gcasiloop*tf([1/(C3*R5) 2/(C3*R5)*Fcru*2*pi/sqrt(K)
(Fcru*2*pi/sqrt(K))^2/(C3*R5)],[1 2*(Fcru*2*pi*sqrt(K))
(Fcru*2*pi*sqrt(K))^2 0]);
GAE=tf([1/(C3*R5) 2/(C3*R5)*Fcru*2*pi/sqrt(K)
(Fcru*2*pi/sqrt(K))^2/(C3*R5)],[1 2*(Fcru*2*pi*sqrt(K))
(Fcru*2*pi*sqrt(K))^2 0]);
%REPRESENTACIÓN DE LA RESPUESTA EN FRECUENCIA
bode(Gloop,Gplan,GAE)

set(handles.edit47, 'string',num2str(K));

clear;
end
clear;

function edit33_Callback(hObject, eventdata, handles)
% hObject    handle to edit33 (see GCBO)
% eventdata  reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles    structure with handles and user data (see GUIDATA)

% Hints: get(hObject,'String') returns contents of edit33 as text
%        str2double(get(hObject,'String')) returns contents of edit33 as a
double

% --- Executes during object creation, after setting all properties.
function edit33_CreateFcn(hObject, eventdata, handles)
% hObject    handle to edit33 (see GCBO)
% eventdata  reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles    empty - handles not created until after all CreateFcns called

```

```

% Hint: edit controls usually have a white background on Windows.
%       See ISPC and COMPUTER.
if ispc && isequal(get(hObject,'BackgroundColor'),
get(0,'defaultUicontrolBackgroundColor'))
    set(hObject,'BackgroundColor','white');
end

function edit34_Callback(hObject, eventdata, handles)
% hObject      handle to edit34 (see GCBO)
% eventdata    reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles      structure with handles and user data (see GUIDATA)

% Hints: get(hObject,'String') returns contents of edit34 as text
%         str2double(get(hObject,'String')) returns contents of edit34 as a
double

% --- Executes during object creation, after setting all properties.
function edit34_CreateFcn(hObject, eventdata, handles)
% hObject      handle to edit34 (see GCBO)
% eventdata    reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles      empty - handles not created until after all CreateFcns called

% Hint: edit controls usually have a white background on Windows.
%       See ISPC and COMPUTER.
if ispc && isequal(get(hObject,'BackgroundColor'),
get(0,'defaultUicontrolBackgroundColor'))
    set(hObject,'BackgroundColor','white');
end

function edit35_Callback(hObject, eventdata, handles)
% hObject      handle to edit35 (see GCBO)
% eventdata    reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles      structure with handles and user data (see GUIDATA)

% Hints: get(hObject,'String') returns contents of edit35 as text
%         str2double(get(hObject,'String')) returns contents of edit35 as a
double

% --- Executes during object creation, after setting all properties.
function edit35_CreateFcn(hObject, eventdata, handles)
% hObject      handle to edit35 (see GCBO)
% eventdata    reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles      empty - handles not created until after all CreateFcns called

% Hint: edit controls usually have a white background on Windows.
%       See ISPC and COMPUTER.
if ispc && isequal(get(hObject,'BackgroundColor'),
get(0,'defaultUicontrolBackgroundColor'))
    set(hObject,'BackgroundColor','white');
end

```

```

function edit36_Callback(hObject, eventdata, handles)
% hObject      handle to edit36 (see GCBO)
% eventdata    reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles      structure with handles and user data (see GUIDATA)

% Hints: get(hObject,'String') returns contents of edit36 as text
%         str2double(get(hObject,'String')) returns contents of edit36 as a
double

% --- Executes during object creation, after setting all properties.
function edit36_CreateFcn(hObject, eventdata, handles)
% hObject      handle to edit36 (see GCBO)
% eventdata    reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles      empty - handles not created until after all CreateFcns called

% Hint: edit controls usually have a white background on Windows.
%         See ISPC and COMPUTER.
if ispc && isequal(get(hObject,'BackgroundColor'),
get(0,'defaultUiControlBackgroundColor'))
    set(hObject,'BackgroundColor','white');
end

function edit37_Callback(hObject, eventdata, handles)
% hObject      handle to edit37 (see GCBO)
% eventdata    reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles      structure with handles and user data (see GUIDATA)

% Hints: get(hObject,'String') returns contents of edit37 as text
%         str2double(get(hObject,'String')) returns contents of edit37 as a
double

% --- Executes during object creation, after setting all properties.
function edit37_CreateFcn(hObject, eventdata, handles)
% hObject      handle to edit37 (see GCBO)
% eventdata    reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles      empty - handles not created until after all CreateFcns called

% Hint: edit controls usually have a white background on Windows.
%         See ISPC and COMPUTER.
if ispc && isequal(get(hObject,'BackgroundColor'),
get(0,'defaultUiControlBackgroundColor'))
    set(hObject,'BackgroundColor','white');
end

function edit38_Callback(hObject, eventdata, handles)
% hObject      handle to edit38 (see GCBO)
% eventdata    reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles      structure with handles and user data (see GUIDATA)

% Hints: get(hObject,'String') returns contents of edit38 as text
%         str2double(get(hObject,'String')) returns contents of edit38 as a
double

```

```

% --- Executes during object creation, after setting all properties.
function edit38_CreateFcn(hObject, eventdata, handles)
% hObject    handle to edit38 (see GCBO)
% eventdata  reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles    empty - handles not created until after all CreateFcns called

% Hint: edit controls usually have a white background on Windows.
%         See ISPC and COMPUTER.
if ispc && isequal(get(hObject,'BackgroundColor'),
get(0,'defaultUicontrolBackgroundColor'))
    set(hObject,'BackgroundColor','white');
end

function edit40_Callback(hObject, eventdata, handles)
% hObject    handle to edit40 (see GCBO)
% eventdata  reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles    structure with handles and user data (see GUIDATA)

% Hints: get(hObject,'String') returns contents of edit40 as text
%         str2double(get(hObject,'String')) returns contents of edit40 as a
double

% --- Executes during object creation, after setting all properties.
function edit40_CreateFcn(hObject, eventdata, handles)
% hObject    handle to edit40 (see GCBO)
% eventdata  reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles    empty - handles not created until after all CreateFcns called

% Hint: edit controls usually have a white background on Windows.
%         See ISPC and COMPUTER.
if ispc && isequal(get(hObject,'BackgroundColor'),
get(0,'defaultUicontrolBackgroundColor'))
    set(hObject,'BackgroundColor','white');
end

function edit41_Callback(hObject, eventdata, handles)
% hObject    handle to edit41 (see GCBO)
% eventdata  reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles    structure with handles and user data (see GUIDATA)

% Hints: get(hObject,'String') returns contents of edit41 as text
%         str2double(get(hObject,'String')) returns contents of edit41 as a
double

% --- Executes during object creation, after setting all properties.
function edit41_CreateFcn(hObject, eventdata, handles)
% hObject    handle to edit41 (see GCBO)
% eventdata  reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles    empty - handles not created until after all CreateFcns called

% Hint: edit controls usually have a white background on Windows.

```

```

%       See ISPC and COMPUTER.
if ispc && isequal(get(hObject,'BackgroundColor'),
get(0,'defaultUicontrolBackgroundColor'))
    set(hObject,'BackgroundColor','white');
end

function edit42_Callback(hObject, eventdata, handles)
% hObject      handle to edit42 (see GCBO)
% eventdata    reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles      structure with handles and user data (see GUIDATA)

% Hints: get(hObject,'String') returns contents of edit42 as text
%         str2double(get(hObject,'String')) returns contents of edit42 as a
double

% --- Executes during object creation, after setting all properties.
function edit42_CreateFcn(hObject, eventdata, handles)
% hObject      handle to edit42 (see GCBO)
% eventdata    reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles      empty - handles not created until after all CreateFcns called

% Hint: edit controls usually have a white background on Windows.
%       See ISPC and COMPUTER.
if ispc && isequal(get(hObject,'BackgroundColor'),
get(0,'defaultUicontrolBackgroundColor'))
    set(hObject,'BackgroundColor','white');
end

function edit43_Callback(hObject, eventdata, handles)
% hObject      handle to edit43 (see GCBO)
% eventdata    reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles      structure with handles and user data (see GUIDATA)

% Hints: get(hObject,'String') returns contents of edit43 as text
%         str2double(get(hObject,'String')) returns contents of edit43 as a
double

% --- Executes during object creation, after setting all properties.
function edit43_CreateFcn(hObject, eventdata, handles)
% hObject      handle to edit43 (see GCBO)
% eventdata    reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles      empty - handles not created until after all CreateFcns called

% Hint: edit controls usually have a white background on Windows.
%       See ISPC and COMPUTER.
if ispc && isequal(get(hObject,'BackgroundColor'),
get(0,'defaultUicontrolBackgroundColor'))
    set(hObject,'BackgroundColor','white');
end

function edit44_Callback(hObject, eventdata, handles)

```

```

% hObject      handle to edit44 (see GCBO)
% eventdata    reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles      structure with handles and user data (see GUIDATA)

% Hints: get(hObject,'String') returns contents of edit44 as text
%          str2double(get(hObject,'String')) returns contents of edit44 as a
double

% --- Executes during object creation, after setting all properties.
function edit44_CreateFcn(hObject, eventdata, handles)
% hObject      handle to edit44 (see GCBO)
% eventdata    reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles      empty - handles not created until after all CreateFcns called

% Hint: edit controls usually have a white background on Windows.
%          See ISPC and COMPUTER.
if ispc && isequal(get(hObject,'BackgroundColor'),
get(0,'defaultUiicontrolBackgroundColor'))
    set(hObject,'BackgroundColor','white');
end

function edit45_Callback(hObject, eventdata, handles)
% hObject      handle to edit45 (see GCBO)
% eventdata    reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles      structure with handles and user data (see GUIDATA)

% Hints: get(hObject,'String') returns contents of edit45 as text
%          str2double(get(hObject,'String')) returns contents of edit45 as a
double

% --- Executes during object creation, after setting all properties.
function edit45_CreateFcn(hObject, eventdata, handles)
% hObject      handle to edit45 (see GCBO)
% eventdata    reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles      empty - handles not created until after all CreateFcns called

% Hint: edit controls usually have a white background on Windows.
%          See ISPC and COMPUTER.
if ispc && isequal(get(hObject,'BackgroundColor'),
get(0,'defaultUiicontrolBackgroundColor'))
    set(hObject,'BackgroundColor','white');
end

% --- Executes during object creation, after setting all properties.
function exes3_CreateFcn(hObject, eventdata, handles)
% hObject      handle to exes3 (see GCBO)
% eventdata    reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles      empty - handles not created until after all CreateFcns called
imdiv=imread('divisor.JPG');
imshow(imdiv);
% Hint: place code in OpeningFcn to populate exes3

% --- Executes during object creation, after setting all properties.
function axes2_CreateFcn(hObject, eventdata, handles)
% hObject      handle to exes3 (see GCBO)

```

```
% eventdata reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles empty - handles not created until after all CreateFcns called
imAE=imread('AE1.JPG');
imshow(imAE);
% Hint: place code in OpeningFcn to populate axes3
```

```
function edit46_Callback(hObject, eventdata, handles)
% hObject handle to edit46 (see GCBO)
% eventdata reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles structure with handles and user data (see GUIDATA)

% Hints: get(hObject,'String') returns contents of edit46 as text
% str2double(get(hObject,'String')) returns contents of edit46 as a
double
```

```
% --- Executes during object creation, after setting all properties.
function edit46_CreateFcn(hObject, eventdata, handles)
% hObject handle to edit46 (see GCBO)
% eventdata reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles empty - handles not created until after all CreateFcns called

% Hint: edit controls usually have a white background on Windows.
% See ISPC and COMPUTER.
if ispc && isequal(get(hObject,'BackgroundColor'),
get(0,'defaultUicontrolBackgroundColor'))
set(hObject,'BackgroundColor','white');
end
```

```
% --- Executes during object creation, after setting all properties.
function axes3_CreateFcn(hObject, eventdata, handles)
% hObject handle to axes4 (see GCBO)
% eventdata reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles empty - handles not created until after all CreateFcns called
imbuck=imread('buck.JPG');
imshow(imbuck);
% Hint: place code in OpeningFcn to populate axes4
```

```
% --- Executes during object creation, after setting all properties.
function axes4_CreateFcn(hObject, eventdata, handles)
% hObject handle to axes4 (see GCBO)
% eventdata reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles empty - handles not created until after all CreateFcns called

% Hint: place code in OpeningFcn to populate axes4
```

```
function edit47_Callback(hObject, eventdata, handles)
% hObject handle to edit47 (see GCBO)
% eventdata reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles structure with handles and user data (see GUIDATA)

% Hints: get(hObject,'String') returns contents of edit47 as text
% str2double(get(hObject,'String')) returns contents of edit47 as a
double
```

```

% --- Executes during object creation, after setting all properties.
function edit47_CreateFcn(hObject, eventdata, handles)
% hObject    handle to edit47 (see GCBO)
% eventdata  reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles     empty - handles not created until after all CreateFcns called

% Hint: edit controls usually have a white background on Windows.
%       See ISPC and COMPUTER.
if ispc && isequal(get(hObject,'BackgroundColor'),
get(0,'defaultUicontrolBackgroundColor'))
    set(hObject,'BackgroundColor','white');
end

function edit48_Callback(hObject, eventdata, handles)
% hObject    handle to edit48 (see GCBO)
% eventdata  reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles     structure with handles and user data (see GUIDATA)

% Hints: get(hObject,'String') returns contents of edit48 as text
%        str2double(get(hObject,'String')) returns contents of edit48 as a
%        double
% --- Executes during object creation, after setting all properties.
function edit48_CreateFcn(hObject, eventdata, handles)
% hObject    handle to edit48 (see GCBO)
% eventdata  reserved - to be defined in a future version of MATLAB
% handles     empty - handles not created until after all CreateFcns called

% Hint: edit controls usually have a white background on Windows.
%       See ISPC and COMPUTER.
if ispc && isequal(get(hObject,'BackgroundColor'),
get(0,'defaultUicontrolBackgroundColor'))
    set(hObject,'BackgroundColor','white');
end

```

## DOCUMENTO 4: PRÁCTICA PARA DOCENCIA



**UNIVERSIDAD DE JAÉN**

DEPARTAMENTO DE ELECTRONICA



**ELECTRONICA DE POTENCIA**

Convertidores de Potencia básicos DC-DC en  
modo control de voltaje en lazo cerrado

Grupo:

---

Nombre 1:

---

Nombre 2:

---

## 1. Objetivos

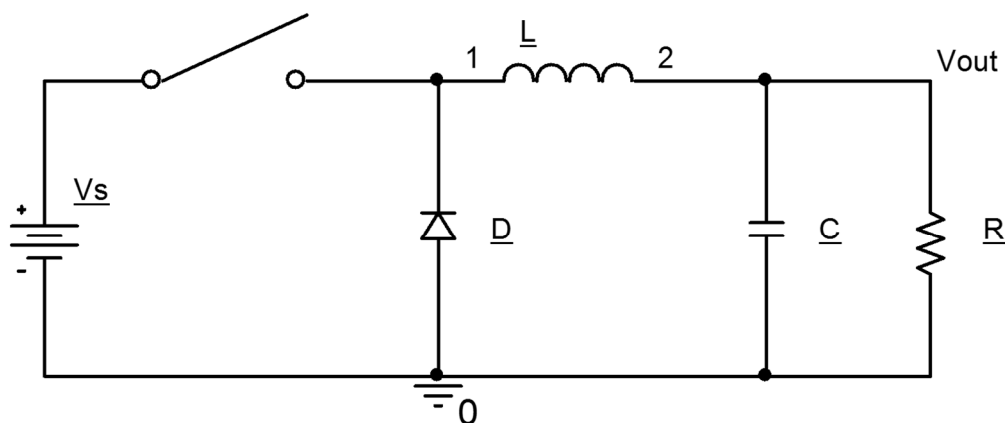
- Mejora del conocimiento de Electrónica de Potencia.
- Comprender el funcionamiento de los convertidores de tensión en configuración de control de voltaje y capacidad de resolver problemas.
- Conocer la utilización y limitación de los dispositivos electrónicos de potencia.
- Reforzar el conocimiento de utilización de herramientas de análisis y simulación de circuitos de potencia.
- Familiarizarse con la toma de medidas en laboratorio.

Los puntos que se deben afrontar son los siguientes:

- Diseño de un convertidor reductor en modo de control de voltaje en lazo cerrado.
- Simulación del convertidor realimentado diseñado.
- Realización del montaje práctico.

## 2. Guía básica de construcción

- **Diseño de la etapa de potencia:**



La inductancia mínima viene dada por la siguiente expresión:

$$L_{\min} = \frac{(1 - D)R}{2f}$$

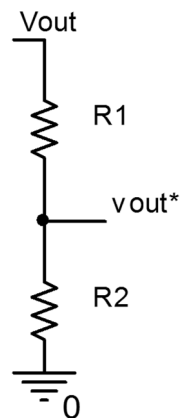
La capacidad se puede obtener con la siguiente expresión:

$$\Delta V_{0C} < \frac{V_0(1-D)}{8 L C f^2} + \Delta I_L * r_c$$

La función de transferencia de esta etapa es:

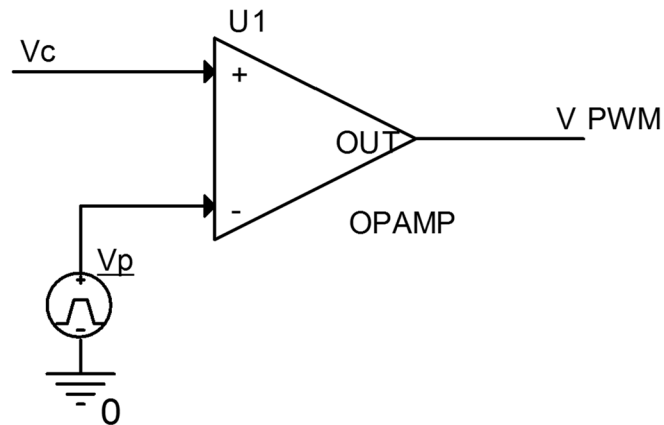
$$G_P(s) = \frac{\widetilde{v_o}}{\widetilde{d}} = \frac{1}{LC} \frac{r_c s C + 1}{(s^2 + s \left( \frac{r_c}{L} + \frac{1}{CR} \right) + \frac{1}{LC})} (V_s - V_Q + V_D)$$

- **Diseño del divisor de tensión** que adapte la tensión de salida del circuito Buck a la de referencia del circuito integrado:



$$k_r = \frac{v_o}{V_0} = \frac{R_2}{R_2 + R_1}$$

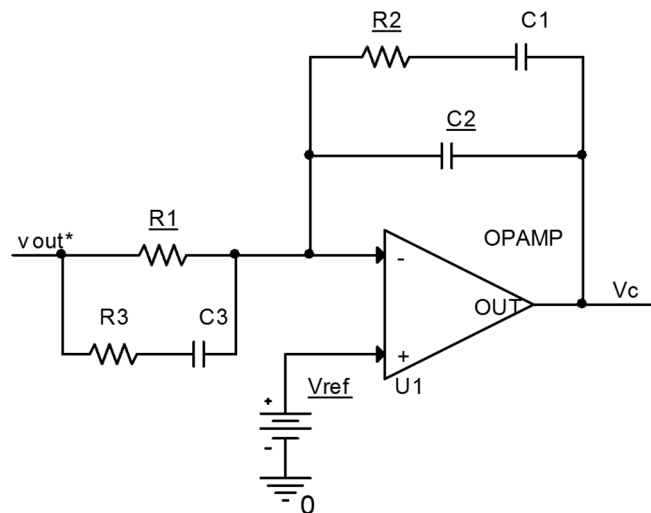
- **Diseño de etapa PWM:**



Siendo  $V_p$  tensión de pico de señal rampa, la función de transferencia será:

$$G_{PWM}(s) = \frac{\Delta D}{\Delta V_c} = \frac{1}{V_p}$$

- **Diseño del amplificador de error de tipo 3** que compare la tensión adaptada por la parte anterior con una tensión de referencia:



El ángulo de fase del compensador ( $\theta_{comp}$ ) será la diferencia del margen de fase que se busca ( $\theta_{MF}$ ) con el ángulo de fase del resto del sistema ( $\theta_{buck}$ ). El ángulo de fase  $\theta_{buck}$  se obtiene multiplicando la función de transferencia de la planta con el divisor de tensión y PWM, representado la respuesta en frecuencia mediante

el diagrama de Bode y, para la frecuencia de cruce decidida, tomando el ángulo de fase:

$$\theta_{comp} = \theta_{MF} - \theta_{buck}$$

Una vez se tiene  $\theta_{comp}$  se debe calcular el factor 'k' de la siguiente manera:

$$k = \tan\left(\frac{\theta_{comp} + 90}{4}\right)^2$$

Fijando el valor de la primera resistencia  $R_1$  se puede calcular los demás componentes de la siguiente forma:

|                                               |                                          |                                            |                                          |                                            |
|-----------------------------------------------|------------------------------------------|--------------------------------------------|------------------------------------------|--------------------------------------------|
| $R_2 = \frac{ G(j\omega_{co}) R_1}{\sqrt{k}}$ | $C_1 = \frac{\sqrt{k}}{2\pi R_2 f_{co}}$ | $C_2 = \frac{1}{2\pi R_2 f_{co} \sqrt{k}}$ | $C_3 = \frac{\sqrt{k}}{2\pi R_1 f_{co}}$ | $R_3 = \frac{1}{2\pi C_3 f_{co} \sqrt{k}}$ |
|-----------------------------------------------|------------------------------------------|--------------------------------------------|------------------------------------------|--------------------------------------------|

\*Nota:  $|G(j\omega_{co})|$  es la amplitud de la función de transferencia obtenida de la multiplicación de las funciones de transferencia de la planta con el divisor de tensión y PWM a la frecuencia de cruce.

Asumiendo que  $C_2 \ll C_1$  y que  $R_3 \ll R_1$  su función de transferencia es:

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

- **Calcular los componentes necesarios para el funcionamiento del circuito integrado.**

La hoja de características del fabricante facilita las ecuaciones para incluir los componentes necesarios como resistencia de protección de la

corriente. Condensador para la tensión de referencia o condensador para la señal rampa.

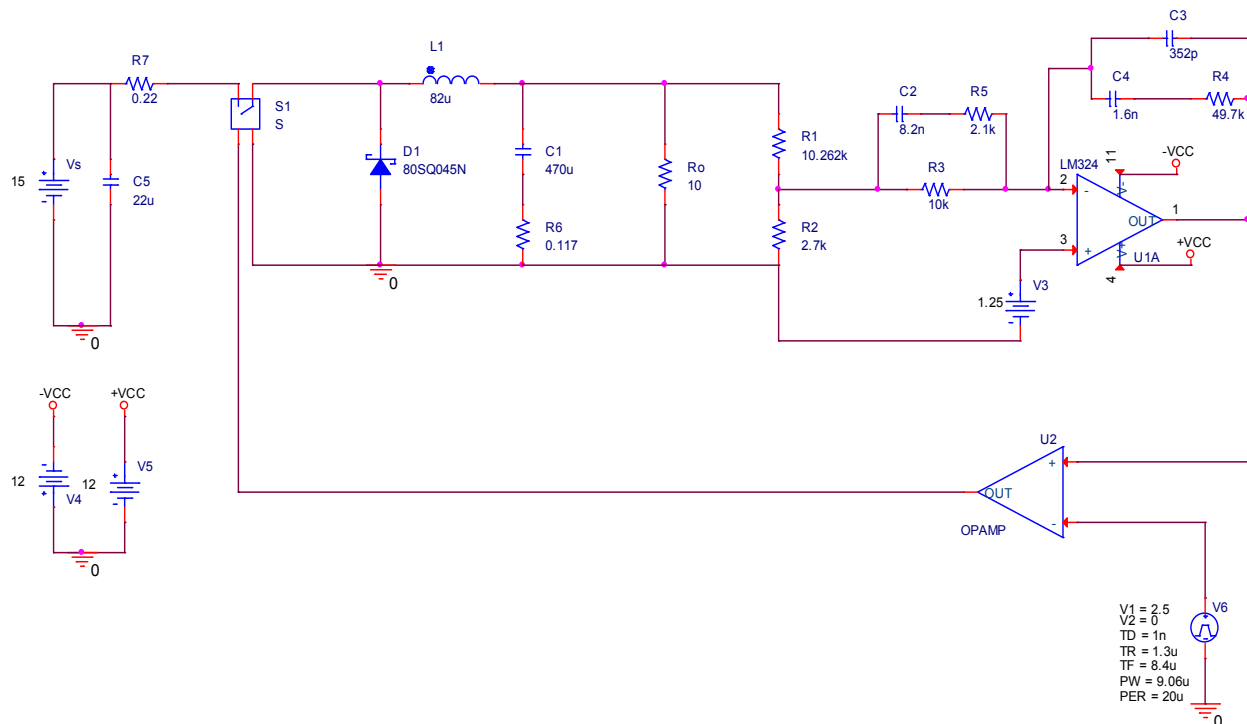
### 3. Condiciones impuestas para el diseño

Las características especificadas para el convertidor Buck son:

|                                   |             |
|-----------------------------------|-------------|
| Circuito integrado.....           | LM78S40     |
| Tensión de entrada ( $V_s$ )..... | 15V         |
| Carga de salida ( $R_o$ ) .....   | 10 $\Omega$ |
| Tensión de salida( $V_o$ ).....   | 6V          |
| Rizado.....                       | < 2%        |
| Frecuencia de conmutación.....    | 50kHz       |
| Margen de fase.....               | 50          |
| Frecuencia de cruce.....          | 4200Hz      |

### 4. Ejecución de la práctica

- Una vez diseñado el convertidor reductor realimentado con todas sus etapas: Demostrar, multiplicando sus funciones de transferencia y representando la respuesta en frecuencia (utilizando el comando `bode()`), que el diseño cumple las condiciones de margen de fase y frecuencia de cruce. Incluir una captura de la representación de Bode obtenida con Matlab.
- Realizar la simulación del circuito mediante la utilización de Orcad PsPice. A continuación se muestra un circuito de ejemplo que habrá que editar según el diseño realizado.



### Mediciones en la simulación:

-Obtener captura de tensión de salida y rizado. Para ello colocar voltímetro en terminales de R0. .

-Obtener la corriente media, mínima y máxima en la bobina. Explicar si está en funcionamiento de corriente permanente. Para ello conectar amperímetro en L1.

-Obtener la tensión en la bobina mostrando los valores máximos y mínimos. Para ello conectar terminales de voltímetro a cada lado de la bobina L1.

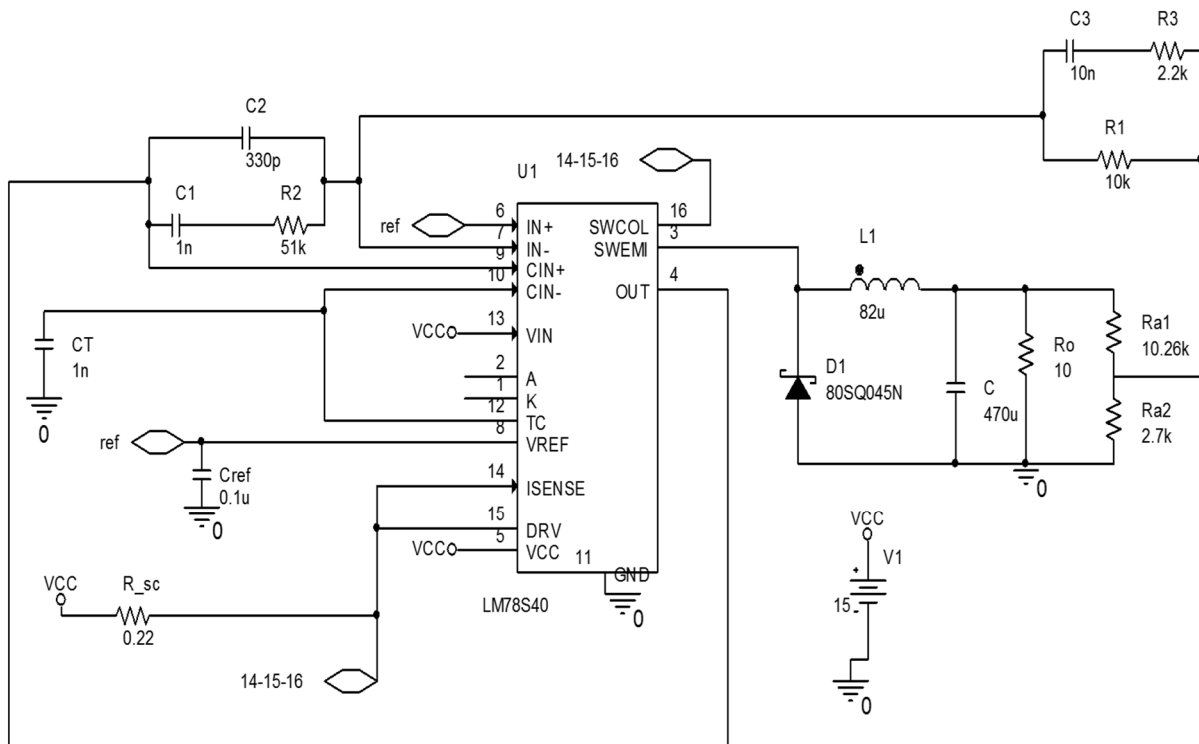
-Obtener la tensión en el diodo señalando los valores máximos y mínimos. A su vez obtener los valores de  $t_{on}$  y  $t_{off}$ . Para ello conectar los terminales del voltímetro a ambos lados de D1.

-Obtener la corriente en el diodo e indicar si el funcionamiento es de corriente permanente. Para ello colocar amperímetro en D1.

-Simular la señal de salida de amplificador de error junto con la señal rampa y la salida del operacional que las compara:

-Sustituir la resistencia de salida de 10  $\Omega$  por una de 33  $\Omega$  y realizar de nuevo los anteriores apartados.

- Realización del montaje experimental. A continuación se muestra un ejemplo realizado con LM78S40:



### Mediciones en montaje práctico:

-Realizar una captura a la señal rampa que demuestre que la frecuencia de conmutación y la amplitud con la que se está trabajando son las deseadas. Para ello introducir conectores del polímetro entre la patilla 10 y GND.

-Capturar la tensión de entrada y salida del convertidor sin incluir un condensador a la entrada. Mostrar rizado de la tensión de salida y tensión media de ambas señales. Para ello conectar un canal a VCC y GND, el canal restante irá a ambos terminales de R0.

-Incluir un condensador de 22uF a la entrada, entre la patilla 14 y GND cuidando la polaridad, y realizar el apartado anterior. Explicar el cambio percibido.

-Tomar la captura de la corriente en la bobina mediante la inclusión de una resistencia de  $0,5\Omega$  en serie con ésta y midiendo su tensión poniendo los conectores a ambos terminales de dicha resistencia. Medir corriente máxima, mínima y media. Explicar si está en funcionamiento de corriente permanente.

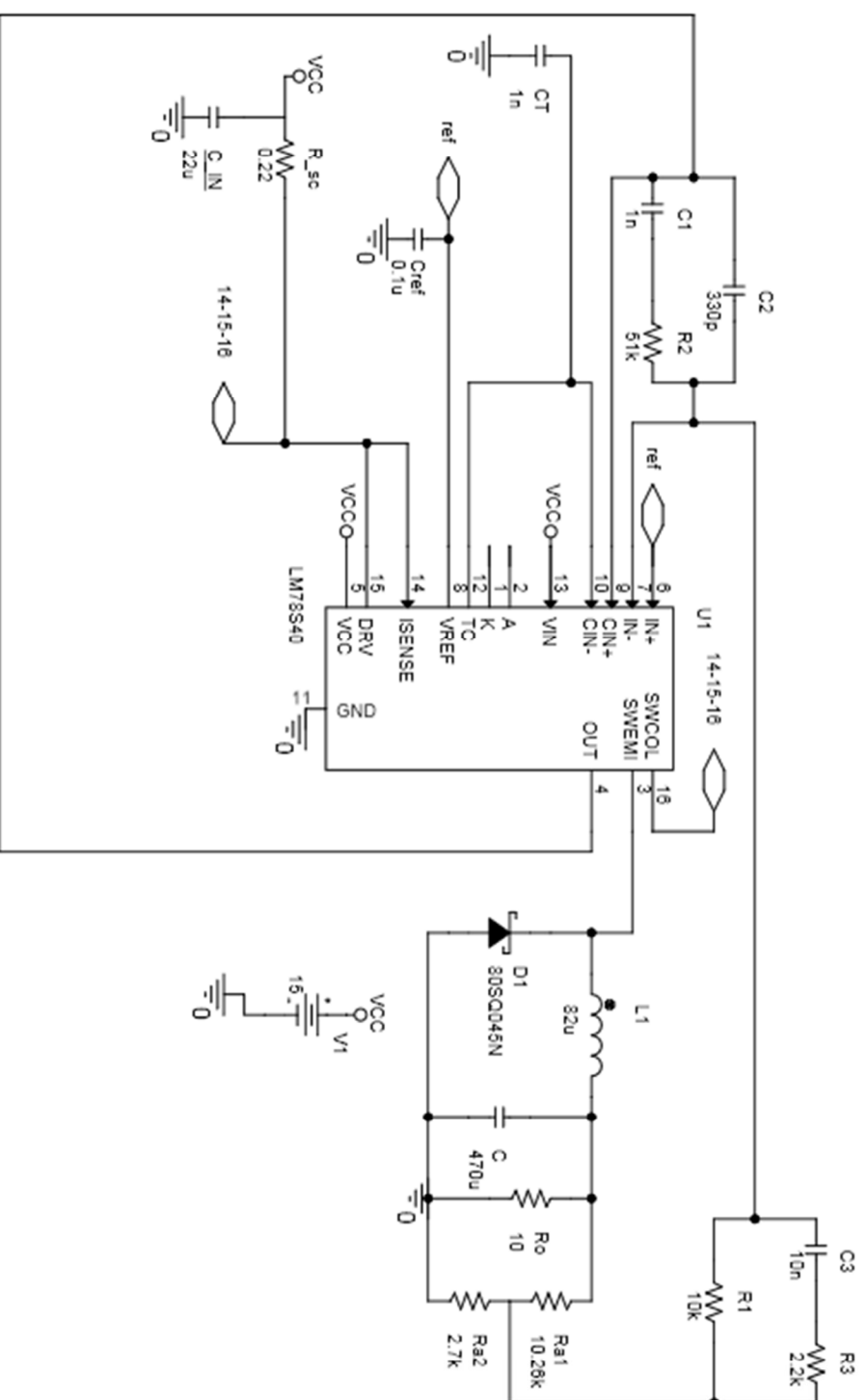
-Tomar la captura de la forma de onda de la tensión en la bobina poniendo a ambos extremos de ella un conector del osciloscopio (extrayendo del circuito la resistencia de  $0,5\Omega$  utilizada anteriormente). Obtener nivel máximo y mínimo.

-Tomar la corriente del diodo y explicar justificadamente si la corriente está en funcionamiento permanente. Para ello incluir una resistencia de  $0,5\Omega$  en serie con éste y medir su tensión colocando un conector en cada terminal de la resistencia.

-Tomar la tensión en el diodo (extrayendo del circuito la resistencia de  $0,5\Omega$  utilizada) conectando un conector del osciloscopio a cada terminal de éste. Mostrar los niveles máximos y mínimos. A su vez obtener los valores de  $t_{on}$  y  $t_{off}$ .

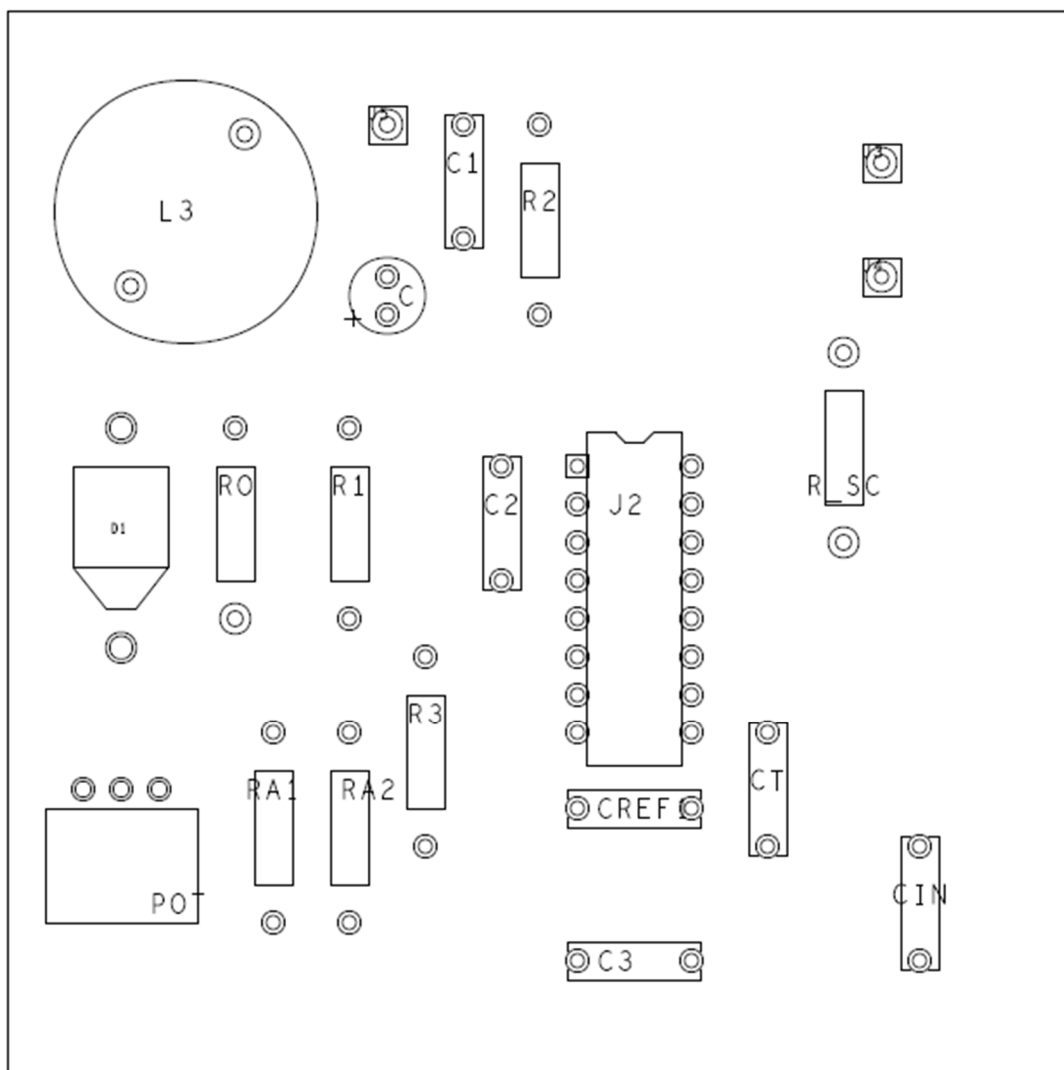
-Cambiar la resistencia  $R_0$  de  $10\Omega$  por una de  $33\Omega$  y repetir los anteriores apartados.

## DOCUMENTO 5: PLANOS



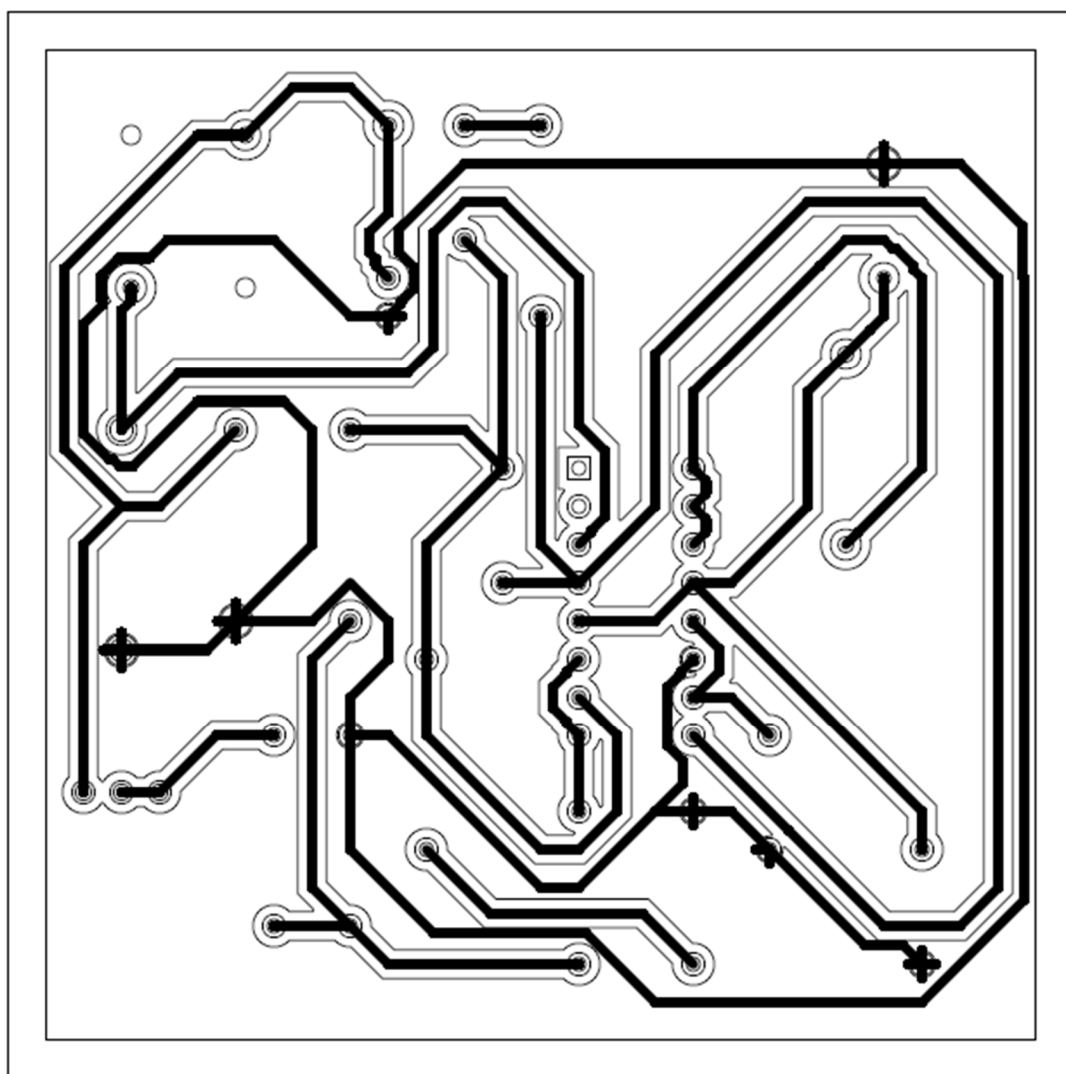
|                                                                                 |                                                                                              |
|---------------------------------------------------------------------------------|----------------------------------------------------------------------------------------------|
| AUTOR:<br>JOSE PEDRO CHECA GUTIÉRREZ                                            | ESCUELA POLITÉCNICA SUPERIOR DE JAÉN                                                         |
| TÍTULO DEL TFG:<br>CONVERTIDORES BÁSICOS DE POTENCIA EN MODO CONTROL DE VOLTAJE |                                                                                              |
| DENOMINACIÓN DEL PLANO:<br>BUCK CON REALIMENTACIÓN TIPO 3                       | FIRMA:<br> |
| FECHA: 03/04/2016                                                               | NÚMERO:<br>1                                                                                 |



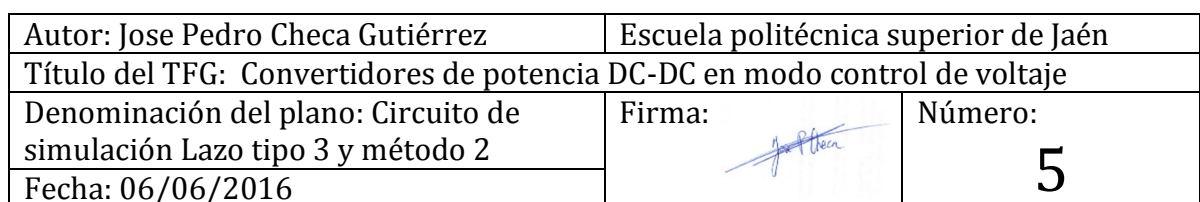


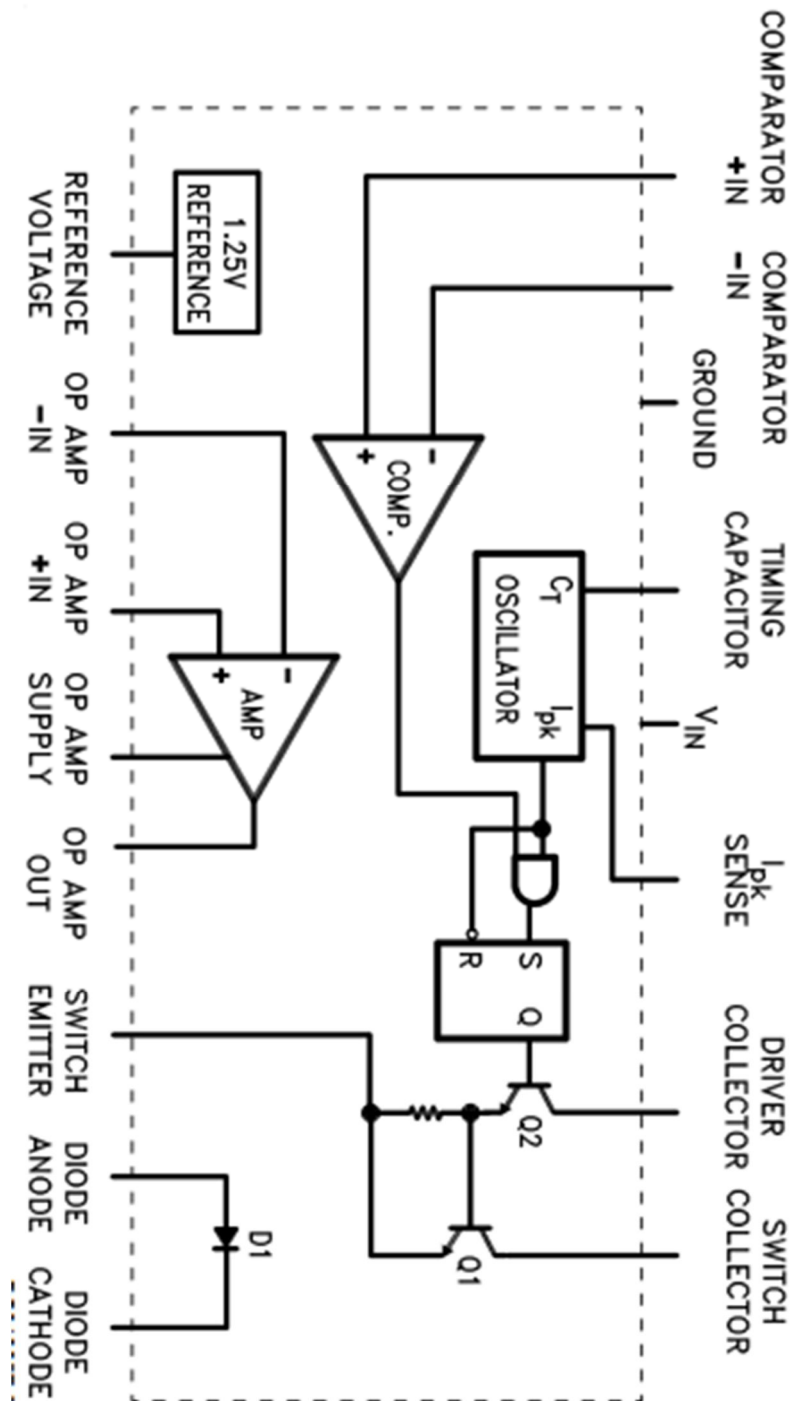
|           |                   |             |                     |             |                    |
|-----------|-------------------|-------------|---------------------|-------------|--------------------|
| <b>L3</b> | Inductancia 82uH  | <b>R1</b>   | Resistencia 10 kΩ   | <b>RA2</b>  | Resistencia 2,7 kΩ |
| <b>C</b>  | Condensador 470uF | <b>C2</b>   | Condensador 330pF   | <b>R3</b>   | Resistencia 2,2 kΩ |
| <b>C1</b> | Condensador 1nF   | <b>J2</b>   | LM78S40             | <b>CREF</b> | Condensador 0,1uF  |
| <b>R2</b> | Resistencia 51kΩ  | <b>R_SC</b> | Resistencia R22     | <b>C3</b>   | Condensador 10nF   |
| <b>D1</b> | Diodo 80SQ045N    | <b>POT</b>  | Potenciómetro 10 kΩ | <b>CT</b>   | Condensador 1nF    |
| <b>R0</b> | Resistencia 10Ω   | <b>RA1</b>  | Resistencia 5,6 kΩ  | <b>CIN</b>  | Condensador 22uF   |

|                                                                            |  |                                                                                                |                         |
|----------------------------------------------------------------------------|--|------------------------------------------------------------------------------------------------|-------------------------|
| Autor: Jose Pedro Checa Gutiérrez                                          |  | Escuela politécnica superior de Jaén                                                           |                         |
| Título del TFG: Convertidores de potencia DC-DC en modo control de voltaje |  |                                                                                                |                         |
| Denominación del plano: Plano de componentes en PCB. Escala 2:1            |  | Firma:<br> | Número:<br><br><b>3</b> |
| Fecha: 20/04/2016                                                          |  |                                                                                                |                         |



|                                                                            |                                                                                                |                  |
|----------------------------------------------------------------------------|------------------------------------------------------------------------------------------------|------------------|
| Autor: Jose Pedro Checa Gutiérrez                                          | Escuela politécnica superior de Jaén                                                           |                  |
| Título del TFG: Convertidores de potencia DC-DC en modo control de voltaje |                                                                                                |                  |
| Denominación del plano: Plano de pistas en PCB. Escala 2:1                 | Firma:<br> | Número:<br><br>4 |
| Fecha: 20/04/2016                                                          |                                                                                                |                  |





|                                                                            |  |                                                                                                |         |
|----------------------------------------------------------------------------|--|------------------------------------------------------------------------------------------------|---------|
| Autor: Jose Pedro Checa Gutiérrez                                          |  | Escuela politécnica superior de Jaén                                                           |         |
| Título del TFG: Convertidores de potencia DC-DC en modo control de voltaje |  |                                                                                                |         |
| Denominación del plano: Arquitectura interna de LM78S40                    |  | Firma:<br> | Número: |
| Fecha: 06/06/2016                                                          |  |                                                                                                | 6       |

## DOCUMENTO 6: PRESUPUESTO

## DOCUMENTO 6: JUSTIFICACIÓN DE PRECIOS Y PRESUPUESTO

### 6.1 Precios simples

| Nº de orden | Concepto                                                              | Precio unitario |
|-------------|-----------------------------------------------------------------------|-----------------|
| PS1         | Circuito integrado del convertidor: LM78S40                           | 1,27 €          |
| PS 2        | Condensador electrolítico 470uF 10V 0,117Ω                            | 0,33 €          |
| PS 3        | Condensador electrolítico 22 uF 50V                                   | 0,16 €          |
| PS 4        | Condensador cerámico 0,1μF                                            | 0,16 €          |
| PS 5        | Condensador cerámico 1nF                                              | 0,07 €          |
| PS 6        | Condensador cerámico 330pf                                            | 0,46 €          |
| PS 7        | Condensador cerámico 10nF                                             | 0,11 €          |
| PS 8        | Diodo Schottky: 80SQ045N                                              | 0,79 €          |
| PS 9        | Inductancia 82uH  3.5 A  0,04 Ω                                       | 2,90 €          |
| PS 10       | Potenciómetro de 10 k Ω   0,05W                                       | 1,50 €          |
| PS 11       | Resistencia 10Ω  11W                                                  | 1,01 €          |
| PS 12       | Resistencia 33Ω  25W                                                  | 3,06 €          |
| PS 13       | Resistencia 0,22 Ω   3W                                               | 1,66 €          |
| PS 14       | Resistencia 10kΩ   0,6W                                               | 0,07 €          |
| PS 15       | Resistencia 51kΩ   0,6W                                               | 0,07 €          |
| PS 16       | Resistencia 2,2kΩ   0,6W                                              | 0,07 €          |
| PS 17       | Resistencia 5,6 k Ω   0,6W                                            | 0,07 €          |
| PS 18       | Resistencia 2,7 k Ω   0,6W                                            | 0,07 €          |
| PS 19       | Protoboard 16,6x5,5x0,85cm                                            | 12 €            |
| PS 20       | Pack cable jumper (10 unidades)                                       | 1,98 €          |
| PS 21       | Zócalo DIP 16 pines                                                   | 0,15 €          |
| PS 22       | Placa de cobre para PCB con sustrato de fibra de vidrio 100x160x1.6mm | 5,03 €          |
| PS 23       | Rollo 100gr. de estaño para soldadura. 1,5mm                          | 4,55 €          |
| PS 24       | Litro de Agua Oxigenada de 110                                        | 3,40 €          |

|       |                                                   |        |
|-------|---------------------------------------------------|--------|
|       | volúmenes                                         |        |
| PS 25 | Litro de disolución de ácido clorhídrico al 24,5% | 0,60 € |
| PS 26 | Resistencia cerámica 0,5Ω  5W   ±1%               | 1,54 € |
| PS27  | Conector macho de 1 pin, orificio pasante.        | 0,13 € |
| PS28  | Resistencia de hilo bobinado 10r  7W  Axial       | 0,84 € |

## 6.2 Mano de obra y maquinaria

| Nº de orden | Concepto                     | Precio por hora |
|-------------|------------------------------|-----------------|
| MAQ1        | Impresión de plano PCB       | 3,80 €          |
| MAQ 2       | Insoladora                   | 0,30 €          |
| MAQ 3       | Taladradora                  | 0,60 €          |
| MAQ 4       | Soldador                     | 0,60 €          |
| MAQ 5       | Utilización de ordenador     | 0,80 €          |
| MAQ 6       | Testeo continuidad de pistas | 0,30 €          |
| MO1         | Técnico                      | 20 €            |

## 6.3 Justificación de precios

### 1.01 Montaje y pruebas de PCB:

| Cantidad   | Concepto                      | Precio unitario | Cuantía total |
|------------|-------------------------------|-----------------|---------------|
| 4 horas    | MO1 Técnico                   | 20€/h           | 80 €          |
| 0,05 horas | MAQ1 Impresión de Plano PCB   | 3,80€/h         | 0,19 €        |
| 0,3 horas  | MAQ 2 Insoladora              | 0,30 €/h        | 0,09 €        |
| 0,5 horas  | MAQ3 Taladradora              | 0,60 €/h        | 0,30 €        |
| 1 hora     | MAQ4 Soldador                 | 0,60 €/h        | 0,60 €        |
| 0,8 horas  | MAQ5 Utilización de ordenador | 0,8 €/h         | 0,64 €        |

|                         |                                      |         |         |
|-------------------------|--------------------------------------|---------|---------|
| 0,5 horas               | MAQ6 Testeo de continuidad de pistas | 0,3 €/h | 0,15 €  |
| Suma                    |                                      |         | 81,97 € |
| + 10% gastos indirectos |                                      |         | 8,20 €  |
| Total                   |                                      |         | 90,17 € |

## 6.4 Presupuesto de ejecución material

### 6.4.1 Ejecución de práctica sobre placa board

| Nº de orden | Uds. | Concepto                                    | Precio unitario (€) | Subtotal |
|-------------|------|---------------------------------------------|---------------------|----------|
| PS1         | 1    | Circuito integrado del convertidor: LM78S40 | 1,27 €              | 1,27 €   |
| PS2         | 1    | Condensador electrolítico 470uF 10V 0,117Ω  | 0,33 €              | 0,33 €   |
| PS3         | 1    | Condensador electrolítico 22 uF 50V         | 0,16 €              | 0,16 €   |
| PS4         | 1    | Condensador cerámico 0,1μF                  | 0,16 €              | 0,16 €   |
| PS5         | 2    | Condensador cerámico 1nF                    | 0,07 €              | 0,14 €   |
| PS6         | 1    | Condensador cerámico 330pf                  | 0,46 €              | 0,46 €   |
| PS7         | 1    | Condensador cerámico 10nF                   | 0,11 €              | 0,11 €   |
| PS8         | 1    | Diodo Schottky: 80SQ045N                    | 0,79 €              | 0,79 €   |
| PS9         | 1    | Inductancia 82uH  3.5 A  0,04 Ω             | 2,90 €              | 2,90 €   |
| PS10        | 1    | Potenciómetro de 10 k Ω   0,05W             | 1,50 €              | 1,50 €   |
| PS11        | 1    | Resistencia 10Ω  11W                        | 1,01 €              | 1,01 €   |
| PS12        | 1    | Resistencia 33Ω  25W                        | 3,06 €              | 3,06 €   |
| PS13        | 1    | Resistencia 0,22 Ω   3W                     | 1,66 €              | 1,66 €   |
| PS14        | 1    | Resistencia 10kΩ   0,6W                     | 0,07 €              | 0,07 €   |
| PS15        | 1    | Resistencia 51kΩ   0,6W                     | 0,07 €              | 0,07 €   |
| PS16        | 1    | Resistencia 2,2kΩ   0,6W                    | 0,07 €              | 0,07 €   |
| PS17        | 1    | Resistencia 5,6 k Ω   0,6W                  | 0,07 €              | 0,07 €   |

|                         |   |                                        |         |        |
|-------------------------|---|----------------------------------------|---------|--------|
| PS18                    | 1 | Resistencia 2,7 k $\Omega$   0,6W      | 0,07 €  | 0,07 € |
| PS19                    | 1 | Protoboard 16,6x5,5x0,85cm             | 12 €    | 12 €   |
| PS20                    | 2 | Pack cable jumper                      | 1,98 €  | 3,96 € |
| PS26                    | 1 | Resistencia cerámica 0,5 $\Omega$   5W | 1,54 €  | 1,54 € |
| Costes directos         |   |                                        | 31,40 € |        |
| Costes indirectos (13%) |   |                                        | 4,09 €  |        |
| Coste total             |   |                                        | 35,49 € |        |

#### 6.4.2 Ejecución de práctica sobre PCB

| Nº de orden | Uds. | Concepto                                           | Precio unitario (€) | Subtotal |
|-------------|------|----------------------------------------------------|---------------------|----------|
| PS1         | 1    | Circuito integrado del convertidor: LM78S40        | 1,27 €              | 1,27 €   |
| PS2         | 1    | Condensador electrolítico 470uF 10V 0,117 $\Omega$ | 0,33 €              | 0,33 €   |
| PS3         | 1    | Condensador electrolítico 22 uF 50V                | 0,16 €              | 0,16 €   |
| PS4         | 1    | Condensador cerámico 0,1 $\mu F$                   | 0,16 €              | 0,16 €   |
| PS5         | 2    | Condensador cerámico 1nF                           | 0,07 €              | 0,14 €   |
| PS6         | 1    | Condensador cerámico 330pf                         | 0,46 €              | 0,46 €   |
| PS7         | 1    | Condensador cerámico 10nF                          | 0,11 €              | 0,11 €   |
| PS8         | 1    | Diodo Schottky: 80SQ045N                           | 0,79 €              | 0,79 €   |
| PS9         | 1    | Inductancia 82uH  3.5 A  0,04 $\Omega$             | 2,90 €              | 2,90 €   |
| PS10        | 1    | Potenciómetro de 10 k $\Omega$   0,05W             | 1,50 €              | 1,50 €   |
| PS13        | 1    | Resistencia 0,22 $\Omega$   3W                     | 1,66 €              | 1,66 €   |
| PS14        | 1    | Resistencia 10k $\Omega$   0,6W                    | 0,07 €              | 0,07 €   |
| PS15        | 1    | Resistencia 51k $\Omega$   0,6W                    | 0,07 €              | 0,07 €   |
| PS16        | 1    | Resistencia 2,2k $\Omega$   0,6W                   | 0,07 €              | 0,07 €   |
| PS17        | 1    | Resistencia 5,6 k $\Omega$   0,6W                  | 0,07 €              | 0,07 €   |
| PS18        | 1    | Resistencia 2,7 k $\Omega$   0,6W                  | 0,07 €              | 0,07 €   |
| PS 21       | 1    | Zócalo DIP 16 pines                                | 0,15 €              | 0,15 €   |
| PS22        | 1    | Placa de cobre para PCB con                        | 5,03 €              | 5,03 €   |

|                         |   |                                                 |         |         |
|-------------------------|---|-------------------------------------------------|---------|---------|
|                         |   | sustrato de fibra de vidrio<br>100x160x1.6mm    |         |         |
| PS23                    | 1 | Rollo 100gr. de estaño para<br>soldadura. 1,5mm | 4,55 €  | 4,55 €  |
| PS24                    | 1 | Litro de Agua Oxigenada de 110<br>volúmenes     | 3,40 €  | 3,40 €  |
| PS25                    | 1 | Litro de disolución de ácido<br>clorhídrico     | 0,60 €  | 0,60 €  |
| PS28                    | 1 | Resistencia de hilo bobinado 10r  7W <br>Axial  | 0,84 €  | 0,84 €  |
| PS27                    | 3 | Conector macho de 1 pin, orificio<br>pasante.   | 0,13 €  | 0,39 €  |
| 1.01                    | 1 | Montaje y pruebas de PCB                        | 90,17 € | 90,17 € |
| Costes directos         |   | 114,96€                                         |         |         |
| Costes indirectos (10%) |   | 11,50€                                          |         |         |
| Coste total             |   | 126,46 €                                        |         |         |

## 6.5 Presupuesto

### **RESUMEN DE PRESUPUESTO PARA EJECUCIÓN SOBRE PLACA BOARD:**

Ejecución de práctica sobre placa board 35,49 €

**PRESUPUESTO DE EJECUCIÓN MATERIAL 35,49 €**

Gastos generales 16% sobre P.E.M. 5,68 €

**TOTAL PRESUPUESTO 41,17 €**

Asciende el presupuesto total del presente Proyecto de ejecución de la práctica sobre placa board a la cantidad de CUARENTA Y UN EUROS CON DIECISIETE CÉNTIMOS.

**RESUMEN DE PRESUPUESTO PARA EJECUCIÓN SOBRE PCB:**

|                                          |                 |
|------------------------------------------|-----------------|
| Ejecución de práctica sobre PCB          | 126,46 €        |
| <b>PRESUPUESTO DE EJECUCIÓN MATERIAL</b> | <b>126,46 €</b> |
| <br>                                     |                 |
| Gastos generales 16% sobre P.E.M.        | 20,24 €         |
| <b>TOTAL PRESUPUESTO</b>                 | <b>146,70€</b>  |

Asciende el presupuesto total del presente Proyecto de ejecución de la práctica sobre PCB a la cantidad de CIENTO CUARENTA Y SEIS EUROS CON SETENTA CÉNTIMOS.

## DOCUMENTO 7: BIBLIOGRAFÍA

## DOCUMENTO 7: BIBLIOGRAFÍA

### Libros:

- [1] A. P. Malvino, *Principios de electrónica*. 7ª Edición. McGraw-Hill/INTERAMERICANA DE ESPAÑA, 2014.
- [2] C. P. Basso, *Switch-Mode power supply Spice Cookbook*. New York: McGraw-Hill, 2011.
- [3] D. W. Hart, *Power electronics*. New York: McGraw-Hill, 2011.
- [4] E. Ballester y R. Piqué. *Electrónica de Potencia: Principios fundamentales y estructuras básicas*. 1ª Edición. Marcombo Universitaria, 2011.
- [5] G. Garcerá, E. Figueres y A. Abellán. *Conversores conmutados: Circuitos de potencia y control*. Valencia: Universidad Politécnica de Valencia, 1998
- [6] M. H. Rashid. *Spice for Power electronics and Electric Power*, 3ª Edición. CRC Press, 2012
- [7] M. H. Rashid. *Electrónica de potencia*, 2ª Edición. México: Prentice Hall, 1995.
- [8] N. Mohan. *Power Electronics: Computer Simulation Analysis and Education using Pspice*. Minnesota Power Electronics Research & Education, 1999
- [9] K. Ogata. *Ingeniería de control moderna*, 5ª Edición. Madrid: Editores: M. Martín y E. Martín. Pearson, 2010

### Apuntes:

- [10] *Apuntes de Proyectos*. Departamento de ingeniería gráfica, diseño y proyectos. Universidad de Jaén.
- [11] J.D. Aguilar. *Apuntes de Electrónica de Potencia*. Departamento de electrónica. Universidad de Jaén. Disponible en:  
[http://blogs.ujaen.es/jaguilar/?page\\_id=795](http://blogs.ujaen.es/jaguilar/?page_id=795)

### **Publicaciones:**

[12] J. A. Carrasco y E. J. Dede. *Diseño de la red de control para el conversor Buck*. Revista española de electrónica. Grupo de Electrónica de potencia de la universidad de Valencia, 1993

### **Páginas web:**

[13] Farnell. Distribuidor de componentes electrónicos. Disponible en: <http://es.farnell.com/>

[14] I.E.S Virgen de las nieves. Módulos profesionales. Fabricación de Circuitos impresos. Disponible en: <http://www.granabot.es/Modulos/dpe/Apuntes/Tema%202.1.1.pdf>

[15] RS. Distribuidor de productos de automatización electrónica y mantenimiento. Disponible en <http://es.rs-online.com/web/>

[16] *Package thermal resistance table*. Linear technology. Disponible en: [http://cds.linear.com/docs/en/packaging/Linear\\_Technology\\_Thermal\\_Resistance\\_Table.pdf](http://cds.linear.com/docs/en/packaging/Linear_Technology_Thermal_Resistance_Table.pdf)

### **Notas de aplicación y datasheet:**

[17] *AN-711 LM78S40 Switching Voltage Regulator Applications*. Texas Instruments, 2004- revised May 2013. <http://www.ti.com.cn/cn/lit/an/snva026b/snva026b.pdf>

[18] *LM78S40 Universal Switching Regulator Subsystem*. Texas Instruments, 1998.

### **Proyectos Finales de Carrera o Trabajos de Fin de Grado:**

[19] *Diseño de un prototipo de bajo coste para prácticas de fuentes de alimentación conmutadas*. Autor: Miguel Ángel Cano Alcántara. Tutor: Juan Domingo Aguilar Peña. Noviembre, 2013

### **Software:**

[20] Matlab 2011. Software matemático con lenguaje de programación propio.

[21] Orcad Capture, PsPice y PCB Editor. Paquete 16.6 de Cadence Design systems.