

Universidad Politécnica de Valencia

Escuela Técnica Superior de Ingeniería de Diseño

- **Diseño y simulación de un convertidor DC/DC para alimentación de un sistema de iluminación mediante LED .**

Trabajo Fin de Grado

David Ramón Marco

Dirigido por:




Fernando Ibáñez Escobar

Grado en Ingeniería Electrónica Industrial y Automática

AGRADECIMIENTOS

A mi familia por los ánimos y a mi tutor Fernando Ibáñez por ayudarme y apoyarme en estos días de vacaciones.

ÍNDICE

OBJETIVO – CASTELLANO 	11
AIM – ENGLISH 	12
OBJECTIU – VALENCIÀ 	13
1. INTRODUCCIÓN	14
1.1. Especificaciones del sistema	14
1.2. Estudio de necesidades	14
1.3. Limitaciones y condicionantes	15
1.4. Tecnología LED	17
1.4.1. Funcionamiento y esquema del LED	17
1.4.2. Aplicaciones principales de la tecnología LED	20
2. POSIBLES SOLUCIONES ALTERNATIVAS Y JUSTIFICACIÓN DE LA SOLUCIÓN ADOPTADA	23
2.1. Tipos de Fuentes de Alimentación Conmutadas (FAC)	23
2.1.1. Convertidor Buck o Reductor	23
2.1.1.1. Modo de conducción continua	24
2.1.1.2. Modo de conducción discontinua	28
2.1.2. Convertidor Boost o Elevador	30
2.1.2.1. Modo conducción continua	31
2.1.2.2. Modo conducción discontinua	33
2.1.3. Convertidor Buck – Boost	34
2.1.3.1. Modo conducción continua	35
2.1.3.2. Modo conducción discontinua	37
2.1.4. Solución adoptada	38
2.2. Tipos de interruptor o transistores de potencia	38
2.2.1. Transistor MOSFET	39
2.2.2. Transistor Bipolar de Potencia (BJT)	39
2.2.3. Transistor IGBT	40
2.4. Solución adoptada	41
2.3. Tipos de Control de Fuentes de Alimentación Conmutadas (FAC)	41
2.3.1. Fuente conmutada controlada en modo tensión	42

2.3.2. Fuente conmutada controlada en modo corriente de pico	43
2.3.3. Fuente conmutada controlada en modo corriente media.....	46
2.3.4. Solución adoptada.....	47
3. DESCRIPCIÓN DEL SISTEMA ADOPTADO	48
3.1. Etapa de potencia.....	48
3.1.1. Elección de componentes de la etapa de potencia	49
3.1.2. Partes y funciones de transferencia de la etapa de potencia	52
3.2. Etapa de Control.....	57
3.2.1. Función de transferencia del control de la tensión de salida a través del ciclo de trabajo ($G_{vd}(s)$).	58
3.2.2. Diseño del lazo de corriente.....	59
3.2.2.1. Control de la corriente en el inductor a través del ciclo de trabajo ($G_{id}(s)$).....	60
3.2.2.2. Sensor de corriente.....	62
3.2.2.3. Modulador PWM.....	62
3.2.2.4. Compensador de corriente ($A_i(s)$).....	62
3.2.2.5. Ganancia del lazo de corriente $T_i(s)$	67
3.2.3. Diseño del lazo de tensión	68
3.2.3.1. Ganancia de tensión de la etapa de potencia $G_{vc}(s)$	69
3.2.3.2. Compensador de tensión ($A_v(s)$).....	70
3.2.3.3. Ganancia del lazo de tensión $T_v(s)$	71
4. SIMULACIONES DEL SISTEMA Y ANÁLISIS DE LOS RESULTADOS OBTENIDOS.....	73
4.1. Simulaciones mediante el modelo del conmutador PWM y carga R.....	73
4.1.1. Función de transferencia $G_{id}(j\omega)$	74
4.1.2. Función de transferencia $T_i(j\omega)$	76
4.1.3. Función de transferencia $T_{iLC}(j\omega)$	77
4.1.4. Función de transferencia $T_v(j\omega)$	79
4.2. Simulaciones mediante el transistor – conmutador y carga R.....	81
4.3. Simulaciones mediante carga LED.....	87
5. PROBLEMAS DE SIMULACIÓN	90
6. PRESUPUESTO	92
6.1. Costes de utilización de equipos y software	92
6.2. Costes de Personal	92

6.3. Presupuesto Total	94
7. CONCLUSIONES Y PRÓXIMOS PASOS	95
8. BIBLIOGRAFÍA	97
Lista de Artículos	97

Índice de tablas e ilustraciones

Tabla 1 . Especificaciones del sistema

Tabla 2. Ventajas en la utilización del control modo corriente media para la regulación de LEDs

Tabla 3. Comparativa Fuente Alimentación Conmutada VS Lineal

Tabla 4 . Ventajas e inconvenientes de la conexión de LEDs en serie

Tabla 5 . Ventajas e inconvenientes de la conexión de LEDs en paralelo

Tabla 6 . Comparativa entre los diferentes tipos de transistores.

Tabla 7 . Especificaciones del sistema

Tabla comparativa 1. Resultados teóricos vs simulados para la función de transferencia G_{id} .

Tabla comparativa 2. Resultados teóricos vs simulados para la función de transferencia T_i

Tabla comparativa 3. Resultados teóricos vs simulados para la función de transferencia T_{iLC}

Tabla comparativa 4. Resultados teóricos vs simulados para la función de transferencia T_v

Tabla 8. Costes de amortización de equipos y software

Tabla 9. Salario Bruto de un Ingeniero Técnico Electrónico

Tabla 10. Salario/hora de un Ingeniero Técnico Electrónico

Tabla 11. Desglose de la realización de trabajos en el proyecto

Tabla 12. Presupuesto Final del Proyecto

Ilustración 1. Diagrama de bloques básico de una fuente de alimentación conmutada

Ilustración 2. Partes y representación eléctrica de un diodo LED

Ilustración 3. Interior de un diodo LED

Ilustración 4. Emisión de color de un diodo LED según su valor de longitud de onda

Ilustración 5. Tira de LEDs conectada en serie

Ilustración 6. Tira de LEDs conectada en paralelo

Ilustración 7. Luz trasera tipo LED de un Ford Mondeo

Ilustración 8. Utilización de luces tipo LED en vías urbanas.

Ilustración 9. Comparativa entre faros halógenos convencionales, xenón y LED.

Ilustración 10. Esquema básico de un Convertidor Buck

Ilustración 11. Esquema mediante interruptor S –ON

Ilustración 12. Esquema mediante interruptor S –OFF

Ilustración 13. Formas de onda de la tensión y corriente por la bobina

Ilustración 14. Formas de onda de la tensión y corriente por la bobina

- Ilustración 15. Forma de onda en Modo de conducción Discontinua en una Buck
- Ilustración 16. Esquema básico de un Convertidor Boost
- Ilustración 17. Formas de onda en un Convertidor Boost
- Ilustración 18. Modo interruptor S - ON
- Ilustración 19. Modo interruptor S - OFF
- Ilustración 20. Límite entre conducción continua y discontinua en un convertidor Boost
- Ilustración 21. Modo de conducción discontinua en un convertidor Boost
- Ilustración 22. Esquema básico Buck – Boost
- Ilustración 23. Circuito equivalente durante S – ON
- Ilustración 24. Circuito equivalente durante S – OFF
- Ilustración 25. Formas de onda en conducción continua Buck – Boost.
- Ilustración 26. Formas de onda de la conducción discontinua de un Buck-Boost.
- Ilustración 27. Diferentes tipos de transistor MOSFET
- Ilustración 28. Diferentes tipos de transistor BJT
- Ilustración 29. Esquema básico de un transistor IGBT
- Ilustración 30. Esquema Control Modo Tensión
- Ilustración 31. Esquema Control Modo Corriente de Pico con rampa
- Ilustración 32. Esquema Control Modo Corriente de Pico sin rampa externa
- Ilustración 33. Esquema Control Modo Corriente Media
- Ilustración 34. Esquema convertidor Buck controlado modo corriente media
- Ilustración 35. Modelo en pequeña señal de un convertidor Buck con control en corriente media.
- Ilustración 36. Procedimiento a seguir en la linealización mediante espacio de estados.
- Ilustración 37. Modelo del conmutador PWM.
- Ilustración 38. Relación entre terminales del conmutador PWM.
- Ilustración 39. Circuito equivalente DC (Izq.) y circuito equivalente en pequeña señal (Der.)
- Ilustración 40. Procedimiento a seguir en la linealización mediante el modelo del conmutador.
- Ilustración 41. Circuito equivalente de un convertidor Buck en pequeña señal
- Ilustración 42. Circuito equivalente de un convertidor Buck para Gvd.
- Ilustración 43. Diagrama de Bode de la función Gvd(s)
- Ilustración 44. Lazo de corriente de control modo corriente media en una FAC del tipo Buck
- Ilustración 45. Circuito equivalente de un convertidor Buck para Gid.
- Ilustración 46. Diagrama de Bode de la función Gid(s)
- Ilustración 47. Diagrama de Bode de un compensador tipo 1
- Ilustración 48. Diagrama de Bode de un compensador tipo 2

- Ilustración 49. Diagrama de Bode de un compensador tipo 3
- Ilustración 50. Diagrama de Bode del compensador de corriente
- Ilustración 51. Materialización del compensador de corriente
- Ilustración 52. Lazo de corriente de control modo corriente media en una FAC del tipo Buck
- Ilustración 53. Diagrama de Bode de $T_i(j\omega)$ en lazo abierto.
- Ilustración 54. Diagrama de Bode de $T_i(s)$ en lazo cerrado.
- Ilustración 55. Lazo de tensión $T_v(s)$.
- Ilustración 56. Diagrama de Bode de la ganancia de tensión de la etapa de potencia.
- Ilustración 57. Diagrama de Bode del compensador de tensión
- Ilustración 58. Materialización del compensador de tensión
- Ilustración 59. Diagrama de Bode de la ganancia del lazo de tensión.
- Ilustración 60. Representación en el programa de simulación OrCAD del modelo del conmutador PWM.
- Ilustración 61. Representación en OrCAD de la función de transferencia de control de la corriente de salida a través del ciclo de trabajo G_{id}
- Ilustración 62. Respuesta en frecuencia de G_{id} en OrCAD
- Ilustración 63. Respuesta en frecuencia de G_{id} en MathCAD
- Ilustración 64. Representación en OrCAD de la función de transferencia del lazo de corriente T_i
- Ilustración 65. Respuesta en frecuencia de T_i en OrCAD
- Ilustración 66. Respuesta en frecuencia de T_i en MathCAD
- Ilustración 67. Representación en OrCAD de la función de transferencia del lazo de corriente cerrado T_{iLC}
- Ilustración 68. Respuesta en frecuencia de T_{iLC} en OrCAD
- Ilustración 69. Respuesta en frecuencia de T_{iLC} en MathCAD
- Ilustración 70. Representación en OrCAD de la función de transferencia del lazo de tensión T_v
- Ilustración 71. Respuesta en frecuencia de T_v en OrCAD
- Ilustración 72. Respuesta en frecuencia de T_v en MathCAD
- Ilustración 73. Representación en OrCAD del Lazo cerrado de corriente mediante S_{break} y funciones de Laplace.
- Ilustración 74. Representación en OrCAD del Lazo de corriente con S_{break} y AO materializado.
- Ilustración 75. Representación gráfica del Lazo de corriente con S_{break} en OrCAD ampliada
- Ilustración 76. Representación en OrCAD del Lazo de corriente y tensión con S_{break} y AO materializado.
- Ilustración 77. Representación gráfica del Lazo de corriente y tensión con S_{break} en OrCAD ampliada
- Ilustración 78. Representación en OrCAD del Lazo de corriente y tensión con S_{break} ampliada añadiendo un escalón de corriente en la carga.
- Ilustración 79. Representación gráfica del Lazo de corriente y tensión con S_{break} añadiendo un escalón de corriente en la carga.
- Ilustración 80. Representación gráfica de la tensión y la corriente media añadiendo un escalón de corriente en la carga.

Ilustración 81. Características internas del modelo del LED en Pspice de OrCAD

Ilustración 82. Circuito con el modelo Pspice implementado en un solo LED

Ilustración 83. Representaciones principales del modelo del LED

Ilustración 84. Representación en OrCAD del circuito final completo.

Ilustración 85. Representación gráfica de la tensión y la corriente del circuito completo con los LEDs como carga.

Ilustración 86. Representación gráfica ampliada de la tensión y la corriente del circuito completo con los LEDs como carga.

Ilustración 87. Representación gráfica de la tensión e intensidad media y la potencia del circuito completo con los LEDs como carga.

Ilustración 88. Problemas de convergencia en la simulación de OrCAD.

Ilustración 89. Problemas de librerías en la simulación de OrCAD.

OBJETIVO – CASTELLANO

La meta principal del siguiente trabajo consiste en realizar el diseño y la simulación de una fuente de alimentación conmutada. Además esta fuente, provocará el encendido de una tira de LEDs que poseen unas determinadas características técnicas.

El diseño de la fuente conmutada se realizará a partir de unas especificaciones iniciales para efectuar un diseño y estudio de un sistema de control y potencia. La característica principal es que transforma una tensión de entrada de 30 voltios a una menor de 24 voltios para que el funcionamiento de todo el conjunto sea el correcto. En cuanto a la intensidad, está tendrá un valor máximo de 1.25 amperios.

El proyecto constará de dos partes: un estudio teórico y otro simulado.

El sistema teórico diseñado estará formado por dos etapas principales: la etapa de potencia y la etapa de control. La primera de ellas es la que transfiere la energía entre el valor de entrada y el valor de salida. Por otra parte, la segunda, es el circuito que controla el valor del ciclo de trabajo del sistema, con la finalidad de mantener una tensión de salida constante ante las diferentes posibles variaciones de tensión de entrada o elementos en la carga.

Finalizado el estudio teórico del sistema, realizaremos un estudio más cercano a la realidad mediante un programa informático para así verificar el funcionamiento del mismo, es el llamado estudio simulado.

Por último, el trabajo tiene una finalidad académica ya que se pretenden demostrar las habilidades y conocimientos adquiridos a lo largo del Grado cursado aunque la metodología empleada, así como el diseño e implementación llevado a cabo, son válidos para aplicaciones reales en la industria actual.

The main goal of the next work is design and simulates a switched power supply and turn on a strip of LEDs that have some physical characteristics.

The design of the switching is made from initial specifications for the realization of a design and study of a control and power system. The main feature of the Switched Power Supply is that it transforms a voltage from the input of 30 volts to a voltage of less than 24 volts for the operation of the entire set of the correct sea. As for the intensity, a maximum value of 1 ampere is available.

The project will consist of two parts: a theoretical and a simulated study.

The theoretical system consists of two main stages: the power stage and the control stage. The first one transfers the power between the input value and the output value. On the other hand, the second one is the circuit that controls the value of the system work cycle, in order to maintain a constant output voltage in the face of the different possible variations of the input voltage or components in the load.

After the theoretical study of the system, we make a design closer to reality by means of a computer program to verify the functioning of the system, it is the so-called simulated study.

Finally, the work has an academic purpose as it is intended to demonstrate the skills and knowledge acquired in the course of the Degree studied although the methodology used, as well as the design and implementation carried out, are valid for real applications in the real industry.

OBJECTIU - VALENCIÀ

La meta del següent treball es realitzar el disseny y la simulació d'una font d'alimentació conmutada y el conseqüent encés d'una tira de LEDs que poseixen unes determinades característiques tècniques

El disseny de la font conmutada es realitzarà a partir d'unes especificacions inicials per aixina, efectuar un disseny i un estudi de un sistema de control i potencia. La característica principal de la FAC es que transforma una tensió d'entrada de 30 voltios a una altra menor de 24 voltios per a que el funcionament de tot el conjunt siga el correcte. Per altra part, la seua intensitat tindrà un valor màxim de 1.25 amperis.

El projecte constarà de dues parts: Un estudi teòric i uno simulat.

El sistema teòric dissenyat estarà format per dues etapes principals: L'etapa de potencia y l'etapa de control. La primera d'elles, es la que transferix l'energia entorn el valor d'entrada i d'eixida. La segona, es el circuit que controla el valor del cicle de treball del sistema, amb la finalitat de mantindre una tensió d'eixida constant front les possibles variacions de tensió d'entrada o components en la càrrega.

Finalitzat l'estudi teòric del sistema, realitzarem un disseny més proper a la realitat mitjançant un programa informàtic per a así verificar el funcionament del mateix, es el nomenat estudi simulat.

Per últim, el treball té una finalitat acadèmica ja que es pretenen demostrar les habilitats y coneixements adquirits al llarg del Grau cursat encara que la metodologia emprada, aixi com el disseny i la implementació duts a terme, son vàlids per a aplicacions reals a la industria actual.

1. INTRODUCCIÓN

Como se ha dicho en el objetivo, este trabajo está basado en el estudio y diseño de un sistema que debe cumplir unas determinadas especificaciones para así, poder desarrollarlo de forma práctica.

1.1. Especificaciones del sistema

Las especificaciones que el sistema diseñado debe cumplir son las expuestas en la siguiente tabla:

Valores de diseño	
Tensión de entrada (V)	30 V
Tensión de salida (V)	24 V
Corriente máxima de salida (A)	1 A
Potencia del sistema (W)	30 W
Frecuencia de conmutación (kHz)	50 kHz

Tabla 8 . Especificaciones del sistema

1.2. Estudio de necesidades

Hoy en día, los equipos electrónicos están alimentados por tensión continua, aunque, la energía que proviene de la red de distribución eléctrica es de carácter alterna. Esta tensión tiene un valor de tensión de 230 V y una onda sinusoidal de 50 Hz de frecuencia. Una solución a este problema puede ser el adoptar el uso de pilas o baterías pero tienen el inconveniente de que su coste es elevado y su duración limitada. Como ventaja se podría decir que destacan por que son portables. Por esta razón, se utilizan en equipos de bajo consumo y recargables como pueden ser móviles o cámaras de fotos.

Por ello surge la idea de emplear fuentes de alimentación conmutadas o FAC las cuáles son capaces de disponer de un suministro constante de energía y además, son capaces de transformar la tensión alterna de la red a los valores que los equipos electrónicos requieren para funcionar correctamente.

Más adelante se detallarán las diferentes topologías de Fuentes de Alimentación Conmutadas existentes (Boost, Buck, Flyback, Buck-Boost...) y su funcionamiento (Modo Continuo o Discontinuo).

Pero una de las aplicaciones que hoy en día se está haciendo más popular, es el uso de estas Fuentes de Alimentación Conmutadas para el control de la iluminación de

tiras LED. La utilización de una fuente de alimentación conmutada del tipo DC/DC en esta aplicación radica en que es necesario controlar la corriente en los LEDs para que su luminosidad sea constante. Este tipo de fuente, si se dispone en modo corriente media proporciona un valor de intensidad constante frente a las diferentes tensiones de línea que se pudieran producir. Además, en la Tabla 2 se enumeran otro tipo de ventajas que tiene el uso de FAC con control de modo corriente media para la regulación de LEDs:

Ventajas control modo corriente media LEDs	
Alta luminosidad	Brillo estable
No hay degradación del LED	Mayor eficiencia
Protección contra sobretensiones	Utilización del brillo máximo nominal del LED

Tabla 9. Ventajas en la utilización del control modo corriente media para la regulación de LEDs

1.3. Limitaciones y condicionantes

Antes de comenzar el diseño del sistema, hay que saber cuál es el tipo que mejor se adapta a nuestras necesidades. Para ello se realiza una comparativa y clasificación de las diferentes fuentes de alimentación con las que se podría diseñar nuestro sistema.

Las principales son 3: Lineales, Conmutadas y Resonantes.

Antes de ello, hay que tener en cuenta las siguientes características para elegir un tipo u otro:

- Alto rendimiento y corrección del factor de potencia → Debe tener un valor cercano al 95% ya que son los valores de rendimiento que se están alcanzando actualmente.
- Salida regulada → La tensión de salida debe ser constante frente a posibles cambios de tensión de entrada o diferentes valores de carga, especificando siempre los márgenes máximos y mínimos.
- Aislamiento galvánico → Debe haber un aislamiento entre las diferentes salidas de la fuente y respecto a la tensión de entrada para así evitar posibles interferencias.

- Perturbaciones eléctricas conducidas y radiadas (ruido EMI) → Se deben cumplir las normas internacionales de compatibilidad electromagnética impuestas a los dispositivos eléctricos en la EMC, Directiva 2004/108/CE.
- Regulación dinámica del ancho de banda en pequeña señal → El valor de la tensión de salida debe recuperar su valor especificado de manera rápida ante posibles perturbaciones transitorias.
- Rango de tensiones de entrada
- Coste económico de la FAC
- Pequeño tamaño

La siguiente tabla (Tabla 3) muestra una comparativa entre las fuentes de alimentación de los tipos conmutadas y lineales:

Comparativa FA Conmutada VS Lineal		
Característica	FA Conmutada	FA Lineal
Rendimiento	65% al 95%	35% al 55%
Potencia volumétrica	50 a 300 W/dm ³	20 a 50 W/dm ³
Rango de Vi respecto al valor nominal	0.85 a 1.2 V _{nom}	0.9 a 1.1 V _{nom}
Rizado de salida respecto a Vo	1%	0.1%
Perturbaciones conducidas y radiadas (EMI)	Considerables	Despreciables
Tiempo medio entre fallos (MTBF)	60000 horas	100000 horas

Tabla 10. Comparativa Fuente Alimentación Conmutada VS Lineal

Por último, destacar la fuente de alimentación resonante que puede ser otra de las opciones. Analizando sus ventajas y desventajas se podrá realizar la elección más fácilmente.

- Ventajas

- No hay pérdidas de conmutación
- Tiene una mayor frecuencia de conmutación
- Tiene una componente armónica menor
- No son sensibles a las reactancias parásitas

- Inconvenientes

- El lazo de realimentación es complejo de diseñar
- Sus componentes son de mayor coste debido a la alta frecuencia de conmutación

- Son más complejas que las fuentes de alimentación conmutadas
- Puede que las pérdidas por conducción aumenten

Por tanto, según el análisis de los diferentes tipos de fuentes de alimentación existentes, la que más se acopla a nuestras necesidades es la fuente conmutada ya que poseen un rendimiento y una eficiencia mayores respecto a las lineales. Sí que es verdad que el otro tipo posee algunas ventajas en otras características pero no son críticas a la hora de realizar el diseño.

El diagrama de bloques básico del funcionamiento de las fuentes de alimentación conmutadas se muestra en la ilustración 1.

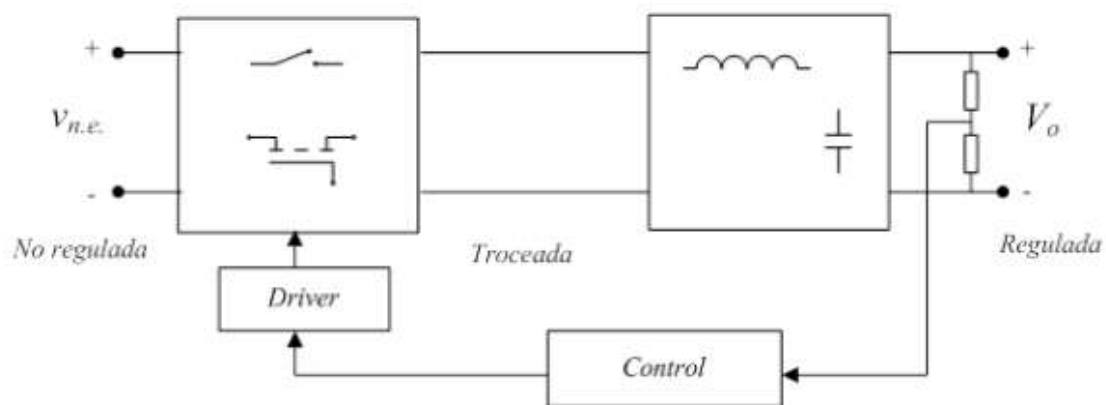


Ilustración 1. Diagrama de bloques básico de una fuente de alimentación conmutada

1.4. Tecnología LED

Actualmente la tecnología LED está presente en multitud de aplicaciones ya que posee unas características más eficientes que los sistemas de iluminación convencionales a igualdad de condiciones. Normalmente, a lo largo del grado, se han estudiado las fuentes de alimentación conmutadas que tienen como carga una resistencia de valor óhmico, en este caso, se sustituirá por una tira de LEDs.

1.4.1. Funcionamiento y esquema del LED

Un diodo es un componente electrónico que permite el paso de la corriente eléctrica en un solo sentido. Además, si se trata de un diodo LED, emite luz por medio

de un semiconductor. Este semiconductor, se ilumina cuando pasa corriente eléctrica por el mismo.

La correcta conexión del diodo es clave para se emita luz. Posee dos patillas de conexión, llamadas ánodo (la más larga) y cátodo (la más corta). La primera de ellas debe ir conectada al polo positivo del circuito, por otra parte, el cátodo debe ir conectado al polo negativo. El interior del LED y el esquema eléctrico del mismo, se muestran en la Ilustración 2:

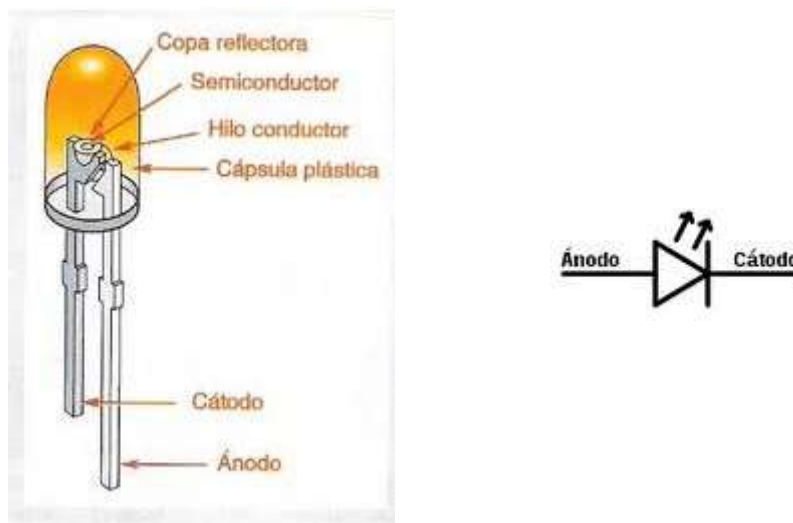


Ilustración 2. Partes y representación eléctrica de un diodo LED

De forma más detallada, el ánodo, es cristal que posee un dopado de tipo P y el cátodo, del tipo N. Cuando el diodo se polariza directamente, las combinaciones de los diferentes tipos de electrones en la zona de depleción emiten luz y hacen funcionar al LED. Su esquema interno se representa en la ilustración 3:

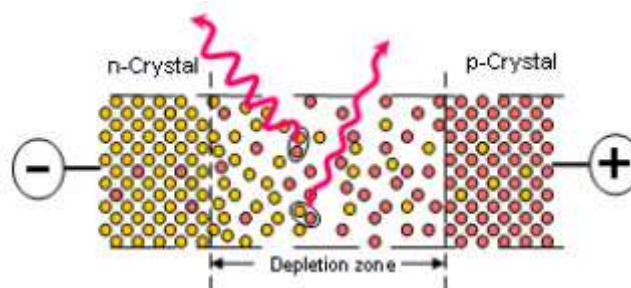


Ilustración 3. Interior de un diodo LED

El diodo LED se ilumina de un color o uno diferente según la longitud de onda que emita el material por el que está compuesto. Cuanto mayor sea su longitud de onda, el color será más cálido. En la ilustración se puede ver la formación de los diferentes colores según su valor de longitud de onda:

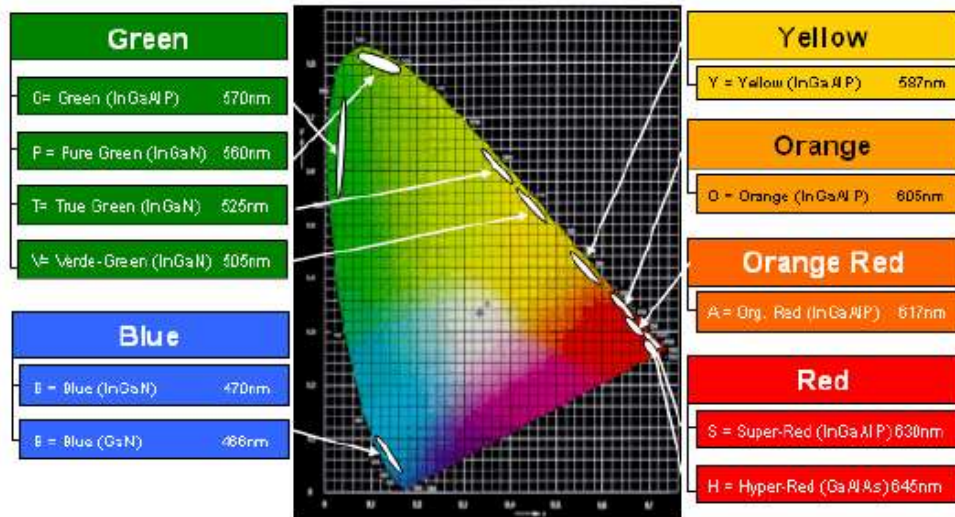


Ilustración 4. Emisión de color de un diodo LED según su valor de longitud de onda

Por último, si se van a utilizar tiras de LED habrá que tener en cuenta si se conectan en serie o en paralelo, ya que cada una de ellas posee unas ventajas e inconvenientes según cual sea nuestro objetivo final en el proyecto.

- Si como carga se conectan una tira de LEDs **en serie**, se debe tener en cuenta:

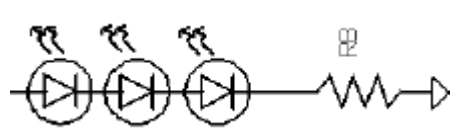


Ilustración 5. Tira de LEDs conectada en serie

Ventajas	Inconvenientes
Misma intensidad luminosa en todo el circuito	Posibles problemas de EMI → Muchos LEDs, mucha tensión.
Más eficiente	Semiconductores caros al soportar mucha tensión
Fácil implementación con topología elevadora	

Tabla 11 . Ventajas e inconvenientes de la conexión de LEDs en serie

- Si como carga se conectan una tira de LEDs **en paralelo**, se debe tener en cuenta:

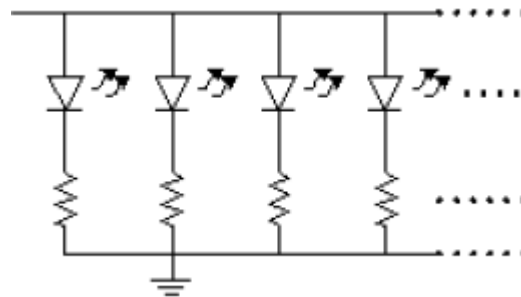


Ilustración 6. Tira de LEDs conectada en paralelo

Ventajas	Inconvenientes
Semiconductores asequibles al soportar poca tensión	Debe regularse la corriente de cada LED para conseguir la misma luminosidad
Se puede utilizar en grupos electrógenos	

Tabla 12 . Ventajas e inconvenientes de la conexión de LEDs en paralelo

1.4.2. Aplicaciones principales de la tecnología LED

La tecnología LED se ha desarrollado muy rápidamente por la cantidad de aplicaciones a las que da utilidad hoy en día sustituyendo a las bombillas convencionales, entre otras. Los ejemplos más destacados son los siguientes:

- Iluminación de aparatos electrónicos → Móviles, tabletas, impresoras, calculadoras → La iluminación del fondo de pantalla de los aparatos electrónicos ha sido sustituida de una pantalla LCD a una del tipo LED.

- Displays con mensajes → Rótulos.
- Iluminación trasera de automóviles → Introduciendo este tipo de tecnología por su buena visibilidad.



Ilustración 7. Luz trasera tipo LED de un Ford Mondeo

- Señalización vial → En semáforos o señales de dirección.



Ilustración 8. Utilización de luces tipo LED en vías urbanas.



- Iluminación delantera de automóviles → La introducción de las “Luces de día” ha hecho que la mayor parte de los vehículos que hoy en día se fabriquen lleven incorporada esta tecnología como luces de cruce. Por otro lado, se han sustituido las lámparas de xenón por luces LED por su parecido haz de alcance.



Ilustración 9. Comparativa entre faros halógenos convencionales, xenón y LED.

2. POSIBLES SOLUCIONES ALTERNATIVAS Y JUSTIFICACIÓN DE LA SOLUCIÓN ADOPTADA

En este apartado se estudiarán las diferentes alternativas de diseño y componentes en la realización del proyecto, seleccionando el más indicado siguiendo las especificaciones de los anteriores apartados.

2.1. Tipos de Fuentes de Alimentación Conmutadas (FAC)

Antes que nada, hay que analizar los valores de tensión que hay en la entrada y en la salida del sistema, en este caso será una entrada de valor continuo que procederá de una red rectificadora.

Por ello, lo más conveniente es la utilización de un convertidor DC/DC ya que son los más frecuentes en fuentes de alimentación reguladas que tienen como finalidad el adaptar un determinado valor de energía eléctrica a una determinada carga.

En cuanto a la relación que existe entre los valores de tensión en su entrada y salida, existen diferentes tipos de convertidor DC/DC según las necesidades que el consumidor quiera obtener:

- La tensión de salida es menor o igual que la tensión de entrada → Convertidor que reduce el valor de la tensión.
- La tensión de salida es mayor o igual que la tensión de entrada → Convertidor que eleva el valor de la tensión.
- La tensión de salida es mayor o menor que la tensión de entrada → Convertidor que depende del ciclo de trabajo del sistema.

A continuación, se describen de manera detallada los diferentes tipos de fuentes conmutadas que más se aproximan a las exigencias de diseño.

2.1.1. Convertidor Buck o Reductor

El convertidor Buck es un tipo de fuente de alimentación conmutada que tiene como objetivo reducir la tensión que alimenta al sistema, es decir, la tensión de salida es menor o igual que la tensión de entrada. Está formado por un interruptor (S) o transistor, un diodo (D), una bobina (L), un condensador (C) y una carga; obteniendo

con estos componentes un nuevo valor de tensión de salida (V_o). El esquema básico de este tipo de fuente es el que se muestra en la ilustración 10.

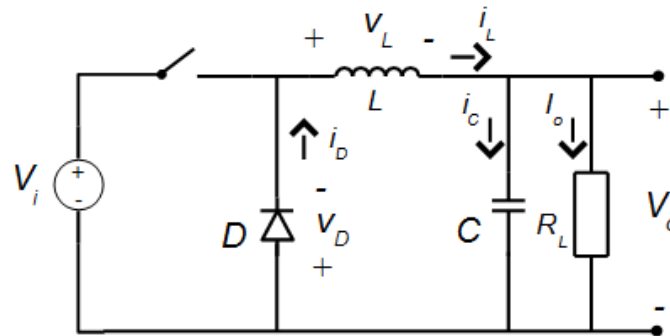


Ilustración 10. Esquema básico de un Convertidor Buck

Analizando el funcionamiento de cada componente, podemos decir que el interruptor S está materializado por un transistor del tipo MOSFET que conmuta sus dos modos, ON y OFF. Por otro lado, El diodo D actúa como un diodo de libre circulación durante el cierre del interruptor S y, su frecuencia, es la misma que la del interruptor. Es decir, la frecuencia de conmutación es la misma para D y S.

El valor de los demás componentes tiene relación con el valor que se desee obtener a la entrada y a la salida del sistema. Sí se puede decir que a la salida del convertidor se obtiene una tensión (V_o) que presentará un rizado que también dependerá del valor de L y C en relación a la frecuencia de conmutación.

Por último, este tipo de fuentes poseen dos modos de conducción dependiendo del estado de su bobina (L):

- Modo de conducción continua.
- Modo de conducción discontinua.
-

2.1.1.1. Modo de conducción continua

Se dice que el convertidor está funcionando en este modo cuando la corriente por la bobina (L) no se anula nunca. Por otra parte, según si el interruptor (S) está en cerrado (ON) o abierto (OFF), el convertidor posee unas determinadas características y se podrán obtener las diferentes ecuaciones de funcionamiento en cada caso.

Interruptor S – ON → El cierre del interruptor S produce cambios en los componentes y esquema del convertidor, que queda de la siguiente forma:

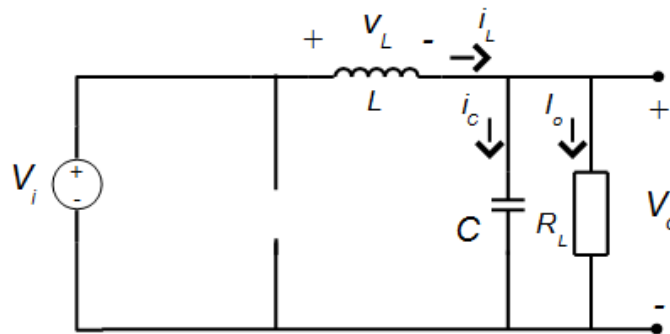


Ilustración 11. Esquema mediante interruptor S –ON

En este caso, como se puede observar, el diodo D permanece bloqueado ya que su valor de tensión pasa a ser negativa (un diodo puede conducir de ánodo a cátodo pero no de forma contraria). Por otra parte, la inductancia L posee un valor de tensión en bornes positivo (3.1), en consecuencia, la corriente que circula a través de ella aumenta (3.3). Sus expresiones quedan de la siguiente manera:

$$V_L(t) = V_i - V_o(t) \cong V_i - V_o > 0 \quad (\text{Ecuación 3.1})$$

$$V_L(t) = L \frac{di}{dt} > 0 \rightarrow \text{Como } i_L \text{ aumenta} \rightarrow \left(\frac{di_L}{dt} > 0 \right) \quad (\text{Ecuación 3.2})$$

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{V_i - V_o}{L} \quad (\text{Ecuación 3.3})$$

Por último, la capacidad del condensador debe ser elevada para asegurar que durante el periodo de conmutación, la tensión de salida permanezca constante y sin interferencias.

Interruptor S – OFF → La apertura del interruptor S provoca que circule corriente por la inductancia y el esquema del convertidor queda de la siguiente forma:

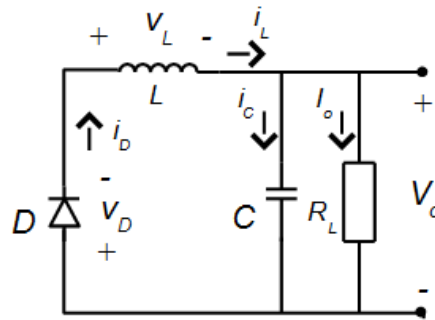


Ilustración 12. Esquema mediante interruptor S –OFF

Si seguimos la metodología anterior, se deduce que por la bobina circula una corriente que en este caso disminuye. Las expresiones que describen el comportamiento del circuito durante el bloqueo del interruptor son:

$$V_L(t) = 0 - V_o = -V_o < 0 \quad (\text{Ecuación 3.5})$$

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{-V_o}{L} < 0 \Rightarrow i_L \text{ disminuye } \left(\frac{di_L}{dt} < 0 \right) \quad (\text{Ecuación 3.6})$$

Para aclarar las expresiones, de forma gráfica se pueden ver las formas de onda de tensión y corriente en la bobina durante la conmutación que quedan de la siguiente forma:

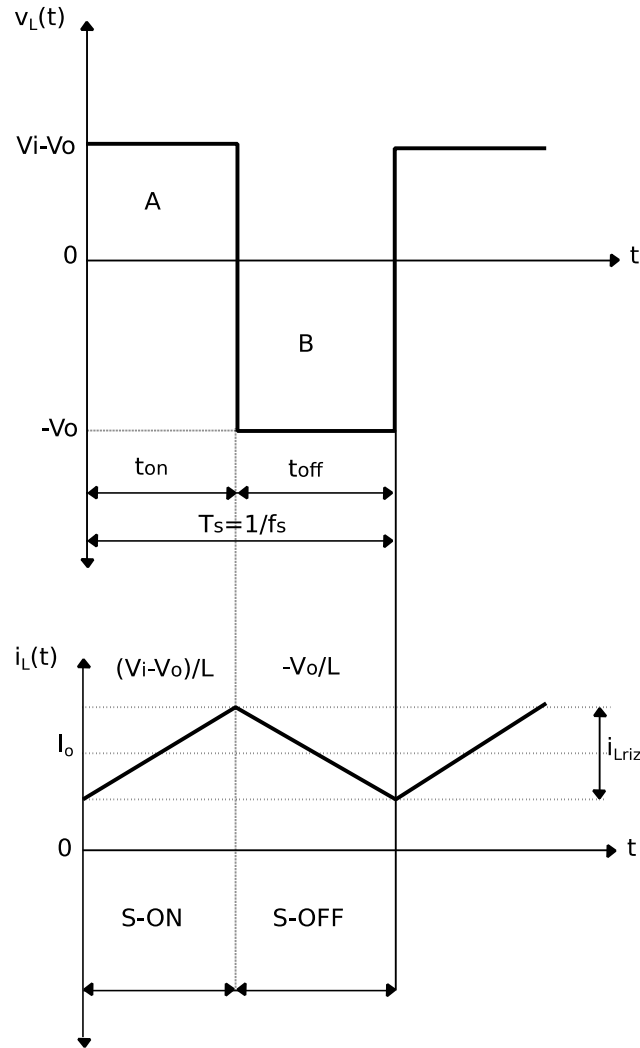


Ilustración 13. Formas de onda de la tensión y corriente por la bobina

Así, se puede deducir que la función de transferencia del sistema teniendo en cuenta que la tensión en la bobina es nula y que las áreas A y B son iguales, sigue la siguiente expresión:

$$Fdt = \frac{(V_i - V_o)}{L} \cdot t_{on} = \frac{(-V_o)}{L} \cdot t_{off} \rightarrow (V_i - V_o) \cdot t_{on} = V_o \cdot t_{off} \quad (\text{Ecuación 3.7})$$

$$Fdt = \frac{V_o}{V_i} = \frac{t_{on}}{T_s} = D \quad (\text{Ecuación 3.8})$$

La D es el llamado ciclo de trabajo que regula el valor de entrada y salida de tensión del circuito. Como va oscilar entre un valor de 0 y 1 se dice que la fuente de alimentación conmutada es del tipo reductor, y en régimen estacionario $V_L (AV) = 0$ se rige por la siguiente expresión:

$$V_o = D \cdot V_i \quad (\text{Ecuación 3.9})$$

Por último, mediante la ilustración 14 se comprueba en el límite entre modo de conducción continua y discontinua la corriente en la inductancia L no depende de la carga conectada. Por ello, si queremos garantizar la conducción continua en nuestro diseño se deberán seguir las siguientes expresiones:

$$I_{O_{min}} = \frac{D \cdot T_s}{2L} (V_i - V_o) = \frac{V_i \cdot T_s}{2L} (1 - D)D \quad (\text{Ecuación 3.10})$$

$$I_O = \frac{i_{L_{max}}}{2} = \frac{1}{2} \frac{di_L}{dt} \cdot t_{on} = \frac{1}{2} \frac{V_i - V_o}{L} t_{on} \quad (\text{Ecuación 3.11})$$

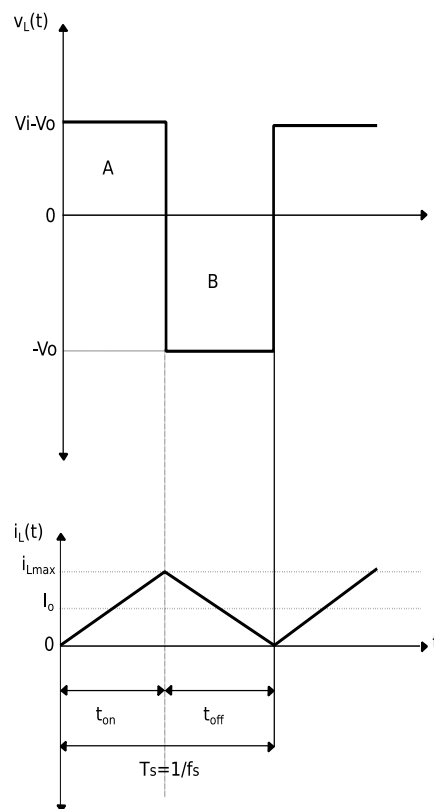


Ilustración 14. Formas de onda de la tensión y corriente por la bobina

2.1.1.2. Modo de conducción discontinua

Se dice que el convertidor está funcionando en este modo cuando la corriente por la bobina (L) es nula en algunos intervalos. Por otra parte, según si el interruptor (S) está en abierto (ON) o cerrado (OFF), el convertidor poseerá unas determinadas

características y se podrán obtener las diferentes ecuaciones de funcionamiento en cada caso.

En este modo aparece una nueva secuencia de tiempo en la que la corriente es suministrada por el condensador del sistema y produce la descarga de este. La expresión de la corriente de salida tiene relación con la intensidad que circula por el condensador, quedando de la siguiente manera:

$$i_o(t) = -i_c(t) = -C \frac{dv_o}{dt} > 0 \quad (\text{Ecuación 3.12})$$

Como se puede observar en la ilustración 15, la corriente por la bobina es constante, por tanto su tensión y su valor medio serán nulos. Dando lugar a las expresiones (Ecuación 3.13 y 3.14).

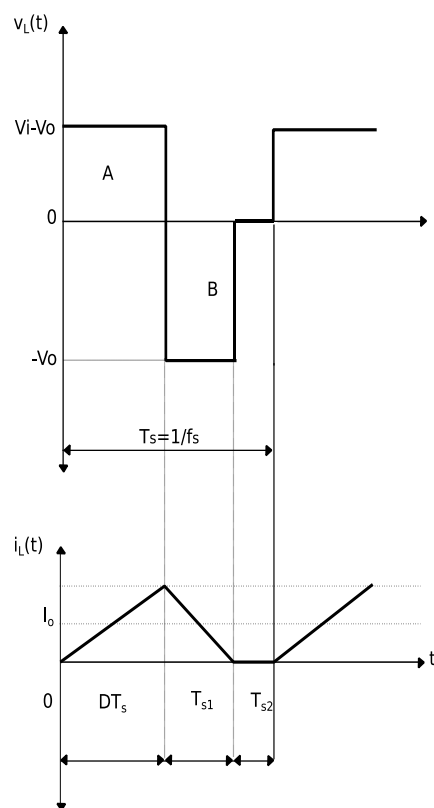


Ilustración 15. Forma de onda en Modo de conducción Discontinua en una Buck

$$D \cdot T_s \cdot (V_i - V_o) = \Delta_1 \cdot T_s \cdot V_o \quad (\text{Ecuación 3.13})$$

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{D}{D + \Delta_1} \quad (\text{Ecuación 3.14})$$

En cuanto a la corriente de carga se observa que coincide con el valor medio de la bobina, con ello y las expresiones (Ecuación 3.10 y 3.14) obtenemos el valor del nuevo período y comprobamos que la Función de Transferencia en este modo, sí que depende de la carga conectada al circuito.

$$I_o = I_L = 4 \cdot I_{o_{\min}} \cdot D \cdot \Delta_1 \quad (\text{Ecuación 3.15})$$

$$\Delta_1 = \frac{I_o}{4 \cdot I_{o_{\min}} \cdot D} \quad (\text{Ecuación 3.16})$$

Si está en modo de funcionamiento, tiene como ventaja que en los semiconductores se reducen las pérdidas por conducción ya que en el nuevo intervalo no circula corriente y se eliminan otros inconvenientes como podrían ser las pérdidas por disipación de energía, perturbaciones...

2.1.2. Convertidor Boost o Elevador

El convertidor Boost es un tipo de fuente de alimentación conmutada que tiene como objetivo aumentar la tensión que alimenta al sistema, es decir, la tensión de salida es mayor o igual que la tensión de entrada. Está formado por un interruptor (S) o transistor, un diodo (D), una bobina (L), un condensador (C) y una carga; obteniendo con estos componentes un nuevo valor de tensión de salida (V_o). El esquema básico de este tipo de fuente es el que se muestra en la ilustración 16.

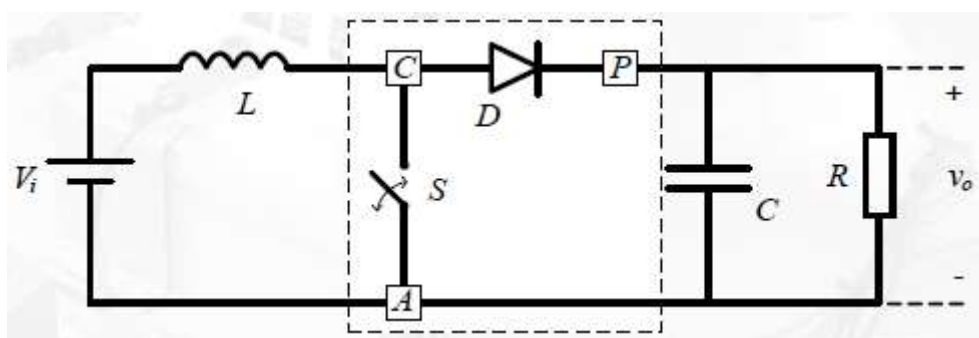


Ilustración 16. Esquema básico de un Convertidor Boost

La aplicación principal de este tipo de convertidores es en fuentes de energía de CC regulada y en el frenado de motores.

2.1.2.1. Modo conducción continua

Se dice que el convertidor está funcionando en este modo cuando la corriente por la bobina (L) no se anula nunca. Por otra parte, según si el interruptor (S) está en abierto (ON) o cerrado (OFF), el convertidor posee unas determinadas características y se podrán obtener las diferentes ecuaciones de funcionamiento en cada caso. En este caso las formas de onda en cada caso son las que se muestran en la siguiente ilustración:

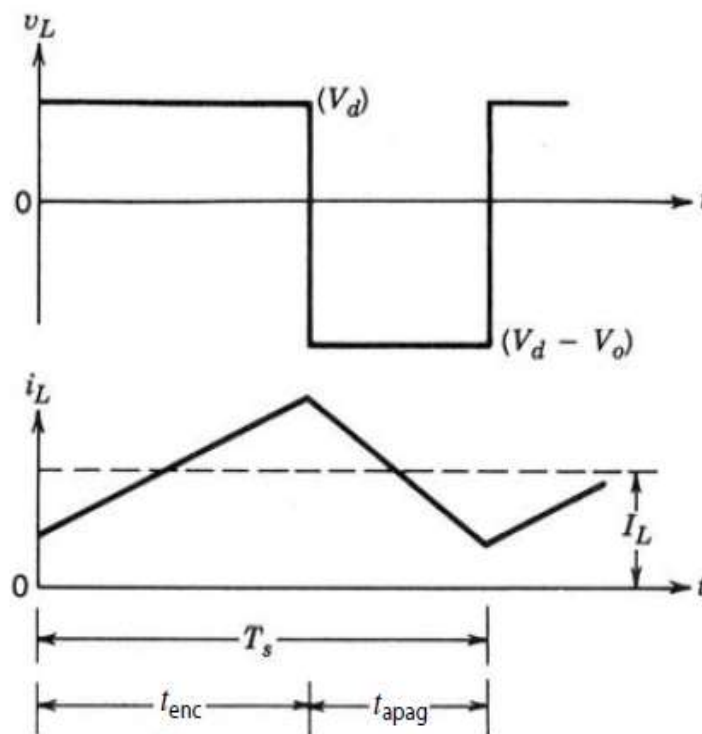


Ilustración 17. Formas de onda en un Convertidor Boost

Como se puede ver, se muestran las formas de onda del estado permanente donde la corriente fluye en forma continua.

$$i_L(t) > 0 \quad (\text{Ecuación 3.17})$$

Y sabiendo que en este estado la integral del tiempo del voltaje a través de la bobina a lo largo de un periodo debe ser cero, la formula queda de la siguiente manera:

$$V_d t_{enc} + (V_d - V_o) t_{apag} = 0 \quad (\text{Ecuación 3.18})$$

Si pasamos a igualar ambos lados entre Ts...

$$\frac{V_o}{V_d} = \frac{T_s}{t_{apag}} = \frac{1}{1-D} \quad (\text{Ecuación 3.19})$$

Los esquemas del encendido y apagado del interruptor quedan de la siguiente forma:

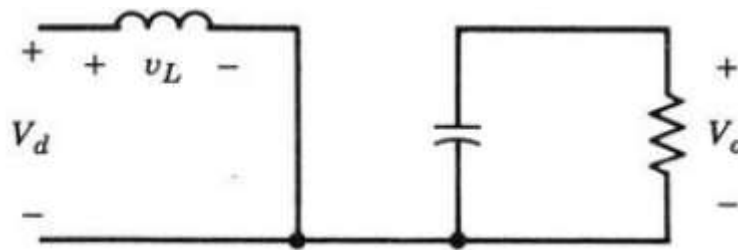


Ilustración 18. Modo interruptor S - ON

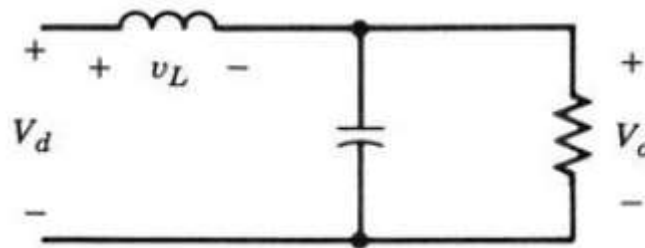


Ilustración 19. Modo interruptor S - OFF

El límite entre continua y discontinua viene dado cuando la $i_L(t) = 0$ al final del intervalo de apagado. Aquí, el valor medio de la corriente que circula a través de la bobina tiene la siguiente fórmula:

$$i_{LB} = \frac{1}{2} i_{Lpico} = \frac{1}{2} \frac{V_d}{L} t_{enc} = \frac{T_s V_o}{2L} D(1 - D) \quad (\text{Ecuación 3.20})$$

Sabiendo que en un convertidor elevador la corriente de entrada y la que circula por la bobina son iguales, la corriente media de salida será:

$$i_{oB} = \frac{T_s V_o}{2L} D(1 - D)^2 \quad (\text{Ecuación 3.21})$$

Esta será la corriente que determinará el límite, ya que por debajo de este valor, la conducción de corriente se volverá discontinua. La ilustración 20 muestra ese límite.

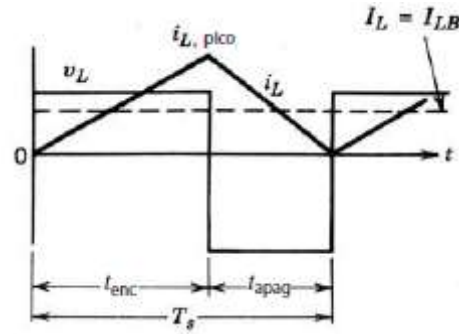


Ilustración 20. Límite entre conducción continua y discontinua en un convertidor Boost

2.1.2.2. Modo conducción discontinua

Se dice que el convertidor está funcionando en este modo cuando la corriente por la bobina (L) es nula en algunos intervalos. Por otra parte, según si el interruptor (S) está en abierto (ON) o cerrado (OFF), el convertidor poseerá unas determinadas características y se podrán obtener las diferentes ecuaciones de funcionamiento en cada caso.

Suponiendo V_d y D constantes, igualamos la integral del voltaje de la bobina de un periodo a cero:

$$V_d D T_s + (V_d - V_o) \Delta_1 T_s = 0 \quad (\text{Ecuación 3.22})$$

Si pasamos a igualar ambos lados entre T_s ...

$$\frac{V_o}{V_d} = \frac{\Delta_1 + D}{\Delta_1} \rightarrow \frac{I_o}{I_d} = \frac{\Delta_1}{\Delta_1 + D} \quad (\text{Ecuación 3.23})$$

La ilustración muestra que la corriente media de entrada vuelve a ser igual a la corriente del inductor:

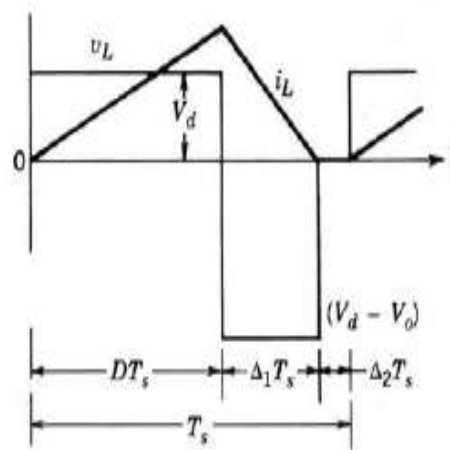


Ilustración 21. Modo de conducción discontinua en un convertidor Boost

$$i_d = \frac{V_d}{2L} DT_s (D + \Delta_1) \quad (\text{Ecuación 3.24})$$

Sabiendo el valor de i_d podemos hallar el de i_o con la formula anterior...

$$i_o = \left(\frac{V_d T_s}{2L}\right) D \Delta_1 \quad (\text{Ecuación 3.25})$$

2.1.3. Convertidor Buck – Boost

El convertidor Buck – Boost es un tipo de fuente de alimentación conmutada que puede tanto reducir como aumentar la tensión de entrada dependiendo del valor del ciclo de trabajo que se le asigne en cada caso. Está formado por un interruptor (S) o transistor, un diodo (D), una bobina (L), un condensador (C) y una carga; obteniendo con estos componentes un nuevo valor de tensión de salida (V_o) dependiente en este caso de un ciclo de trabajo (D). El esquema básico de este tipo de fuente es el que se muestra en la ilustración 2.

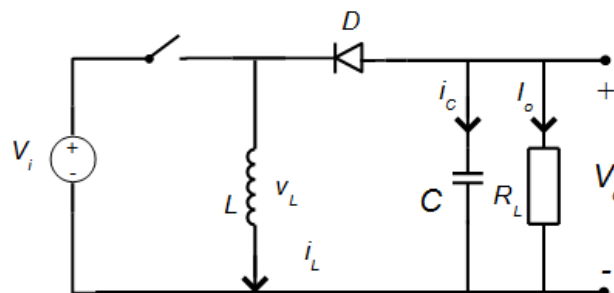


Ilustración 22. Esquema básico Buck – Boost

Como ocurriera en los dos casos anteriores, este convertidor también tiene dos modos de conducción.

2.1.3.1. Modo conducción continua

El convertidor está funcionando en este modo cuando la corriente por la bobina (L) no se anula nunca. Por otra parte, según si el interruptor (S) está en abierto (ON) o cerrado (OFF), el convertidor posee unas determinadas características y se podrán obtener las diferentes ecuaciones de funcionamiento en cada caso.

La primera de las secuencias es cuando el interruptor está en estado ON en la que como se puede ver la ilustración 9, la bobina L posee una tensión idéntica a la de entrada y el condensador mantiene el valor de la tensión de salida.

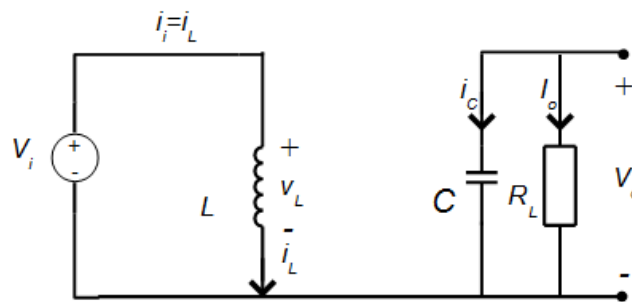


Ilustración 23. Circuito equivalente durante S – ON

$$v_L = V_i = L \frac{di_L}{dt} \quad (\text{Ecuación 3.26})$$

La otra secuencia ocurre cuando el interruptor S está en estado OFF. Este estado hace que el diodo conduzca y la tensión en bornes de la inductancia L sea igual que el valor de tensión a la salida.

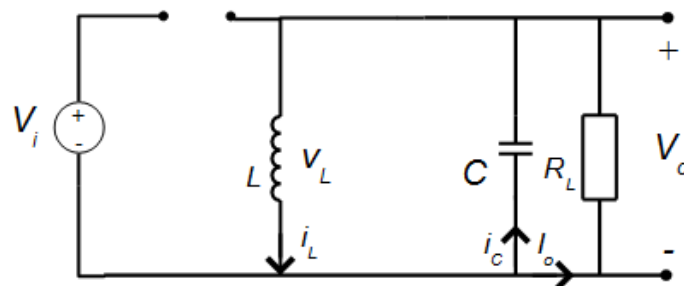
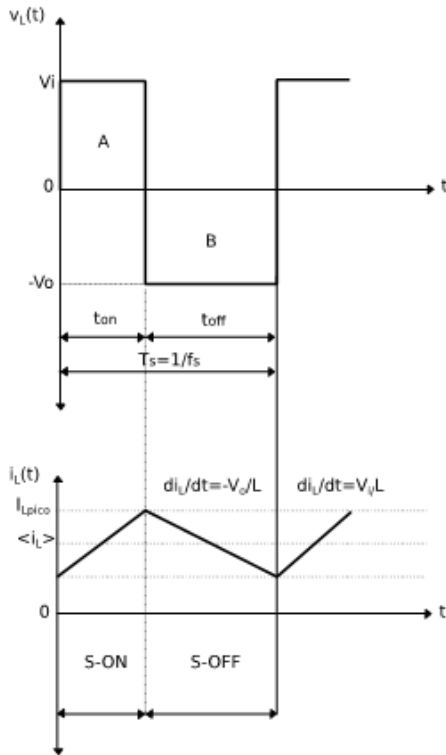


Ilustración 24. Circuito equivalente durante S – OFF

$$v_L = -V_o = L \frac{di_L}{dt} \Rightarrow \frac{di_L}{dt} = -\frac{V_o}{L} < 0 \quad (\text{Ecuación 3.27})$$

Si se observan las formas de onda de corriente y tensión en la bobina (Ilustración 25) y sabiendo que, en régimen permanente el valor medio de la tensión en la bobina es nulo, el valor de la tensión de salida sigue la expresión:



$$V_o = V_i \cdot D \cdot \frac{1}{1-D} \quad (\text{Ecuación 3.28})$$

Ilustración 25. Formas de onda en conducción continua Buck – Boost.

Si lo que se quiere analizar es la mínima corriente que debe circular por la inductancia para garantizar que el circuito esté en conducción continua, se debe observar el límite de la conducción continua que queda de la siguiente manera:

$$i_{L \min} = \frac{1}{2} \cdot I_{L,pico} \quad (\text{Ecuación 3.28})$$

$$\frac{V_i}{L} = \frac{I_{L,pico}}{t_{on}} = \frac{I_{L,pico}}{D \cdot T_s} \rightarrow I_{L,pico} = \frac{V_i \cdot D \cdot T_s}{L} \quad (\text{Ecuación 3.29})$$

Se introduce la Ecuación 3.21 en la Ecuación 3.20 y se obtiene el valor mínimo para el cuál se puede garantizar la conducción continua:

$$i_{L \min} = \frac{1}{2} \cdot \frac{V_i \cdot DT_s}{L} = \frac{1}{2} \cdot \frac{V_o \cdot T_s}{L} (1 - D) \quad (\text{Ecuación 3.30})$$

Pero si lo que se desea es permanecer en este modo de conducción, se debe hallar el valor de la intensidad de salida mínima:

$$I_{O \min} = i_{L \min} \cdot (1 - D) \quad (\text{Ecuación 3.31})$$

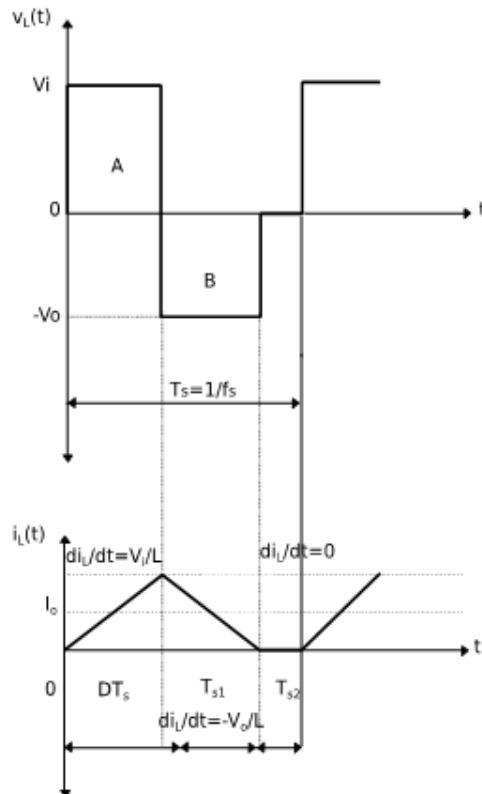
Como sabemos el valor de $i_{L \min}$, lo sustituimos en la Ecuación 3.23 y se concluye que el valor es inversamente proporcional a la inductancia y a la frecuencia de conmutación:

$$I_{O \min} = \frac{1}{2} \cdot \frac{V_o \cdot T_s}{L} (1 - D)^2 \quad (\text{Ecuación 3.32})$$

2.1.3.2. Modo conducción discontinua

Se dice que el convertidor está funcionando en este modo cuando la corriente por la bobina (L) es nula en algunos intervalos. Por otra parte, según si el interruptor (S) está en abierto (ON) o cerrado (OFF), el convertidor poseerá unas determinadas características y se podrán obtener las diferentes ecuaciones de funcionamiento en cada caso.

La ilustración 11 muestra las formas de onda que se producen en la bobina en el modo de conducción discontinua y como se halla el valor que tiene la tensión de salida, igualando las áreas de A y B:



$$V_o = V_i \cdot \frac{D}{\Delta_1} \quad (\text{Ecuación 3.29})$$

Ilustración 26. Formas de onda de la conducción discontinua de un Buck-Boost.

2.1.4. Solución adoptada

Habiendo recopilado información de algunos de los diferentes tipos de fuentes de alimentación conmutadas (FAC) que podían ser útiles para el proyecto, se concluye que la opción idónea es la de utilizar un convertidor del tipo Buck. Esta elección viene marcada porque el objetivo del proyecto es obtener una tensión de salida menor a una de entrada y este de los tres expuestos, este es el sistema que se comporta de esa manera. Por otra parte, también cabe destacar que el diseño del mismo es más sencillo que el de los otros dos y la relación Tensión / Ciclo de Trabajo es la más correcta.

2.2. Tipos de interruptor o transistores de potencia

La utilización del transistor como interruptor del circuito es básico en un convertidor ya que es el que mediante la conmutación regulará el ciclo de trabajo del sistema. A continuación, se seleccionará el transistor más adecuado a las características de nuestro proyecto.

2.2.1. Transistor MOSFET

Los transistores tipo MOSFET poseen 3 terminales: Gate, Drain y Source. Y a su vez, se subdividen en 2 tipos, los MOSFET de canal N y los de canal P.

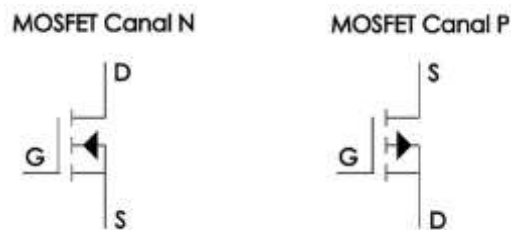


Ilustración 27. Diferentes tipos de transistor MOSFET

Como características más importantes de este tipo de transistor podemos decir que:

- Presentan una alta impedancia de entrada.
- Su frecuencia de conmutación es muy alta.
- Difícil de proteger ante fallos de cortocircuito.
- Es un conmutador bidireccional en corriente y unidireccional en tensión.
- Se realiza el control de corte y conducción mediante la tensión Gate – Source.
- Comunes en convertidores de baja potencia y alta frecuencia.

2.2.2. Transistor Bipolar de Potencia (BJT)

El transistor bipolar es un dispositivo de tres terminales -emisor, colector y base-, que, atendiendo a su fabricación, puede ser de dos tipos: NPN y PNP.

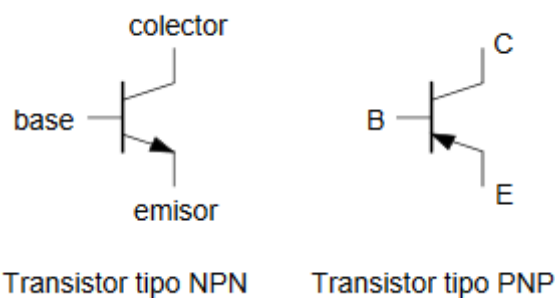


Ilustración 28. Diferentes tipos de transistor BJT

Como características más importantes de este tipo de transistor podemos decir que:

- En el modo de conducción, posee una caída de tensión pequeña entre colector y emisor.
- Su frecuencia de conmutación es alta.
- Fácil control ya que a través de la corriente de base se puede controlar el control de corte y conducción.
- Es un conmutador unidireccional en corriente y tensión.

2.2.3. Transistor IGBT

El IGBT es un tipo de transistor que combina muchas de las características del BJT y del MOSFET que generalmente se aplica a circuitos de potencia y sistemas de alta tensión.

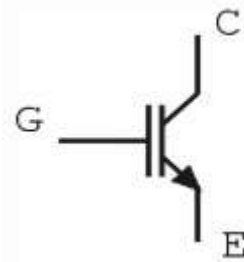


Ilustración 29. Esquema básico de un transistor IGBT

Como características más importantes de este tipo de transistor podemos decir que:

- Presentan una alta impedancia de entrada.
- Su frecuencia de conmutación es alta.
- Tiene pocas pérdidas por conducción en modo de conducción.
- Se realiza el control de corte y conducción mediante la tensión puerta - emisor
- Tipo de transistor que combina las ventajas de los BJT y de los MOSFET.
- Es un conmutador bidireccional en tensión y unidireccional en corriente.

Por último y como resumen, la siguiente tabla comparativa muestra los valores máximos de cada tecnología:

Tipo de transistor	BJT	MOSFET	IGBT
Voltaje	1000 – 1200 V	500 – 1000 V	1600 – 2000 V
Intensidad	700 – 1000 A	20 – 100 A	400 – 500 A
Frecuencia	25kHz	Hasta 300 – 400kHz	Hasta 75kHz
Potencia	P medias	P bajas (<10kW	P medias - altas

Tabla 13 . Comparativa entre los diferentes tipos de transistores.

2.4. Solución adoptada

Como conclusión podemos obtener que el tipo de transistor que mejor se adapta a las exigencias de diseño sea el tipo MOSFET ya que la frecuencia de conmutación de nuestro sistema es de máximo 50Khz. Se podría valorar el utilizar un IGBT pero este tipo de transistores no son recomendables utilizarlos en fuentes conmutadas. Se deberán consultar los datasheets del fabricante para saber qué tipo de MOSFET es el idóneo.

2.3. Tipos de Control de Fuentes de Alimentación Conmutadas (FAC)

Según la aplicación que se desee obtener como objetivo será más idóneo utilizar un tipo u otro de control de la fuente conmutada seleccionada en el punto anterior. Se desea que la tensión de salida sea constante y no varíe o posibles perturbaciones en la tensión de entrada y la corriente de carga afecten a nuestro diseño.

Por ello, se utiliza el ciclo de trabajo para intentar reducir estos inconvenientes y que el control sea lo más puro posible. Los siguientes controles son los más utilizados para realizar el control de convertidores conmutados de baja tensión, se enumeran con el siguiente nombre:

- Fuente conmutada controlada en modo tensión
- Fuente conmutada controlada en modo corriente de pico
- Fuente conmutada controlada en modo corriente media

También hay que saber exactamente cuáles son las características que se desean según el tipo de diseño o aplicación que se desee realizar, algunas de ellas son:

- La estabilidad del lazo de control cuyo valor está definido por los márgenes de fase y ganancia
- La precisión ante posibles variaciones de carga o tensión de entrada
- La velocidad de respuesta del lazo de control ante las posibles variaciones de carga o tensión de entrada

Teniendo en cuenta todos estos factores, se puede pasar a explicar detalladamente cómo es cada tipo, así como las ventajas e inconvenientes de cada uno en cada caso.

2.3.1. Fuente conmutada controlada en modo tensión

El control modo tensión está formado por los componentes que se pueden observar en la ilustración 12:

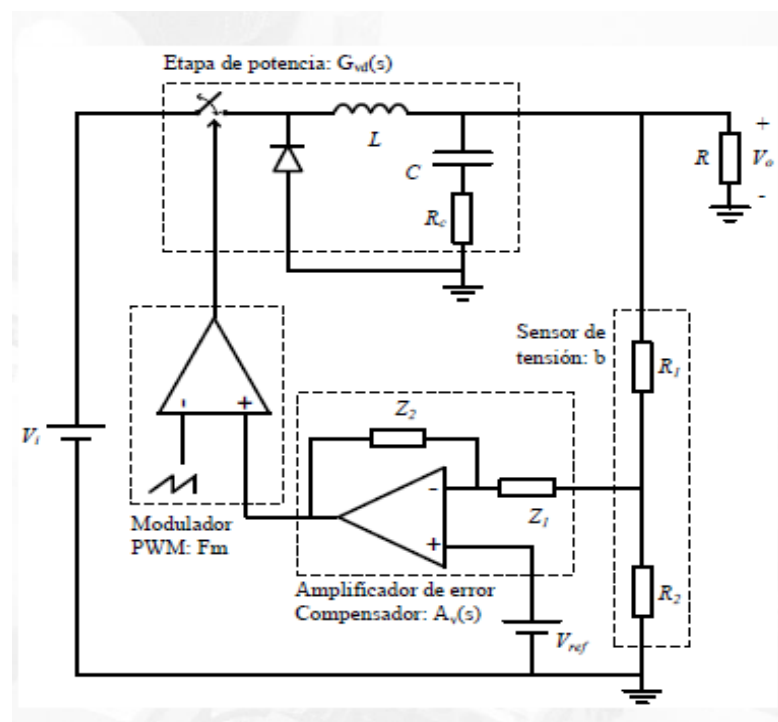


Ilustración 30. Esquema Control Modo Tensión

El principio de funcionamiento de este control se basa en la comparación de un valor de tensión de salida con una señal de referencia. Esta comparación se produce en el Compensador, el cual genera una señal de error que ajusta el valor del ciclo de trabajo para así controlar la tensión aplicada a la bobina.

Por otra parte, en el Modulador PWM se genera una señal comparando la tensión de control que genera el Compensador y una señal con forma de diente de sierra de frecuencia fija. Así, no solo se controla la tensión aplicada a la bobina, sino también la que se produce a la salida del convertidor.

Por último, mencionar cuales son las características más importantes de este tipo de control:

- Facilidad para sensar la tensión: poco ruido, pérdidas bajas, bajo coste, resolución alta.
- El lazo de tensión es sencillo de diseñar.
- Respuesta lenta a cambios de carga y tensión de entrada.
- Dificultad de controlar equilibrios de flujo en transformadores.
- Valor de la Audiosusceptibilidad bajo.
- La ganancia de bucle varía con los cambios de entrada, lo que complica la compensación.

2.3.2. Fuente conmutada controlada en modo corriente de pico

El control modo tensión está formado por los componentes que se pueden observar en la ilustración 13:

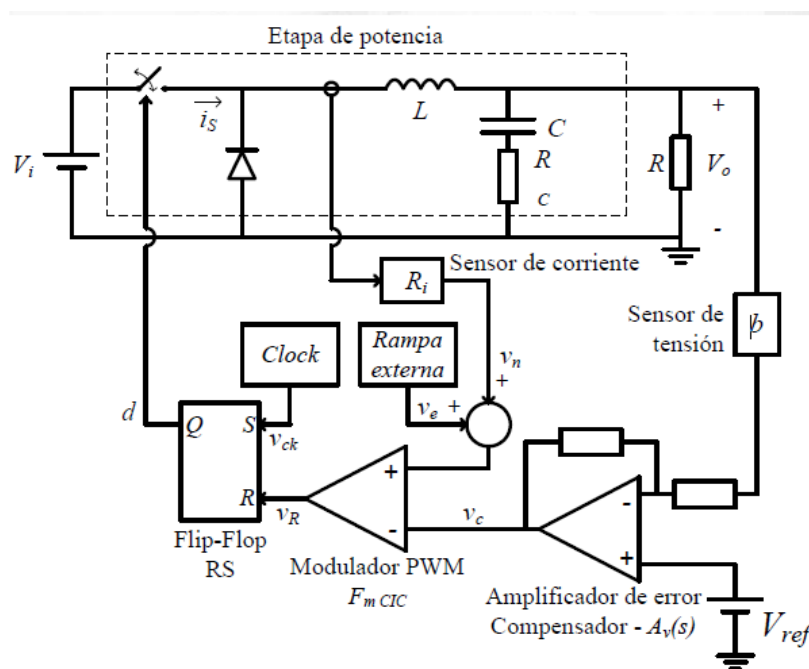


Ilustración 31. Esquema Control Modo Corriente de Pico con rampa

Como se puede observar el control es similar al anterior, en este caso se le añade un Flip – Flop y un reloj antes de entrar al interruptor de conmutación S. Este reloj (Clock) posee una frecuencia de valor fijo y es igual a la de conmutación y provoca que el interruptor pase a modo ON (S - ON) produciéndose así la carga de la inductancia hasta que el biestable cambie a modo Reset. Para que se este hecho se produzca, la corriente sensada será igual al valor de la resta entre la V_c o tensión de control y la V_{ramp} o tensión de la rampa, la cual se utiliza para estabilizar el lazo de corriente del sistema.

$$v_{ck} = "1" \Rightarrow Sw: ON$$

$$v_R = \begin{cases} "0", & v_n + v_e < v_c \\ "1", & v_n + v_e \geq v_c \end{cases}$$

$$v_R = \begin{cases} "0", & v_n < (v_c - v_e) \\ "1", & v_n \geq (v_c - v_e) \Rightarrow Sw: OFF \end{cases}$$

Por último, la tensión de control sigue la misma metodología que en el control modo tensión, es generada por el Compensador que garantiza que la tensión de salida siga a la tensión de referencia V_{ref} .

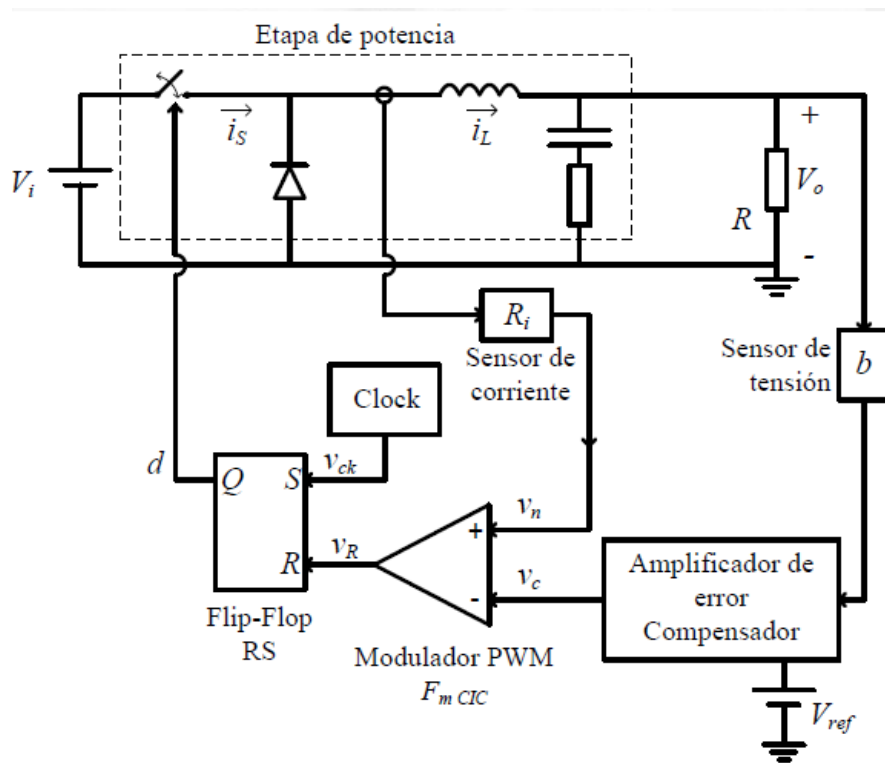


Ilustración 32. Esquema Control Modo Corriente de Pico sin rampa externa

Por otra parte, el control modo corriente de pico también posee una disposición en la que el sistema no contiene rampa externa, en el cuál el reloj del mismo fija la frecuencia de trabajo e inicia el tiempo de conducción del transistor:

El pico de corriente que circula por la bobina o el transistor finaliza el tiempo de conducción del transistor:

$$v_R = \begin{cases} "0", & v_n < v_c \\ "1", & v_n = v_c \Rightarrow Sw: OFF \end{cases}$$

Por último, mencionar cuales son las características más importantes del control Modo Corriente de Pico:

- Está compuesto por 2 lazos de realimentación: corriente por la bobina (rápido) y tensión de salida (Mayor complejidad de análisis del circuito).
- Mejora la Audiosusceptibilidad del sistema.
- Necesidad de compensar la pendiente para ciclos de trabajo > 50%.
- Respuesta rápida a cambios de tensión en la línea.
- Facilidad de conectar convertidores en paralelo.
- Dificultad de medir la corriente de forma precisa y con el ancho de banda que se desea obtener.
- Susceptible al ruido por trabajar con valores instantáneos de corriente.
- Dinámica más simple que el control modo tensión.
- Mayor ancho de ganancia en comparación con el modo tensión.

2.3.3. Fuente conmutada controlada en modo corriente media

El control modo tensión está formado por los componentes que se pueden observar en la ilustración 33:

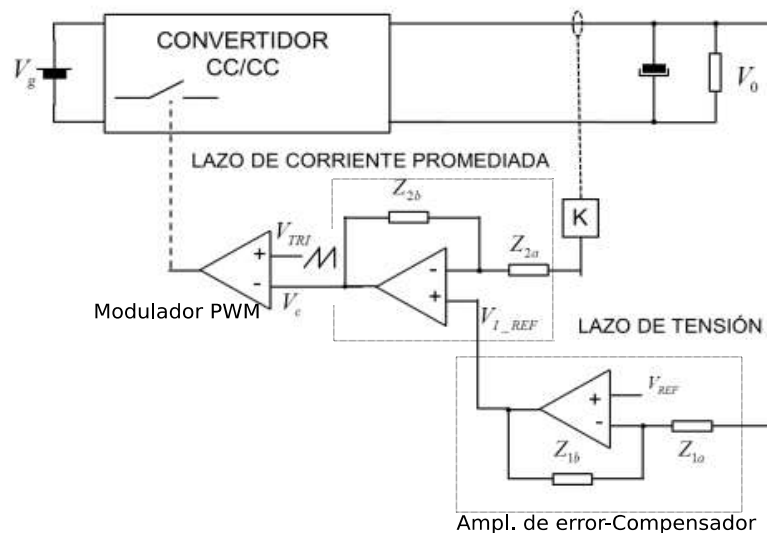


Ilustración 33. Esquema Control Modo Corriente Media

En este caso, el control posee dos lazos, uno interno de corriente y otro externo de tensión, así, su comportamiento varía dependiendo del sensado de la corriente de realimentación. Por otra parte, en el Modulador PWM se genera una señal comparando la tensión de control que genera el Compensador y una señal con forma de diente de sierra de frecuencia fija obteniendo así la señal de control.

En cuanto al elemento "K", se puede decir que hace la función de sensor de corriente que compara el valor de la corriente sensada y la tensión que se obtiene en V_{I_REF} .

Por último, mencionar cuales son las características más importantes de este tipo de control:

- Posee una buena estabilidad para cualquier valor de D, no hace falta añadir componentes al sistema.
- Al incorporar dos reguladores hay un aumento del coste.
- Posee inmunidad al ruido ya que trabaja con el valor promediado de la corriente.
- Funciona correctamente con pequeñas cargas y posee mayor ganancia a bajas frecuencias.

2.3.4. Solución adoptada

Como se ha expuesto, cualquiera de los diseños podría adaptarse a nuestro proyecto pero el más idóneo es el control modo corriente media ya que posee las características más adecuadas para que los LEDs que vamos a conectar como carga no sufran ningún daño por picos de tensión o voltaje. La inclusión de dos lazos hace que el convertidor posea una estabilidad muy buena y además, la inmunidad al ruido de este tipo de control ayuda a que las interferencias no aparezcan y la luminosidad de los LED's sea la más constante posible.

3. DESCRIPCIÓN DEL SISTEMA ADOPTADO

Como hemos mencionado en el punto anterior, el sistema debe cumplir las especificaciones, para ello se ha realizado un estudio previo de las posibles alternativas para en este apartado, elegir de forma más precisa todos sus elementos.

Valores de diseño	
Tensión de entrada (V)	30 V
Tensión de salida (V)	24 V
Corriente máxima de salida (A)	1 A
Potencia del sistema (W)	30 W
Frecuencia de conmutación (kHz)	50 kHz

Tabla 14 . Especificaciones del sistema

Para saber exactamente de qué componentes está formado un convertidor controlado en modo corriente media, se recuerda que su esquema es el que se muestra en la siguiente ilustración:

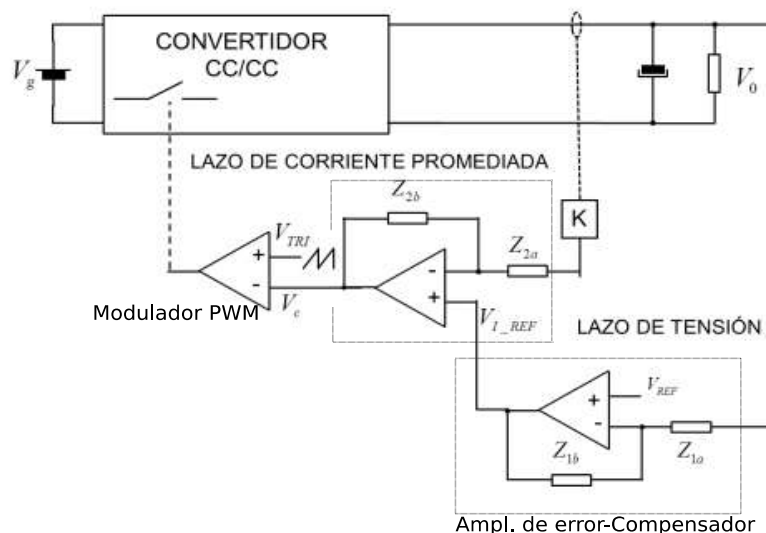


Ilustración 34. Esquema convertidor Buck controlado modo corriente media

3.1. Etapa de potencia

La etapa de potencia de un convertidor tiene la función de reducir el voltaje de entrada de 30V a los 24V que se desean a la salida. Está formada por un diodo (D), un condensador (C), una bobina (L) y un interruptor (S) o MOSFET. Para seleccionar el componente correcto, se realizan los cálculos necesarios de los componentes pasivos

del circuito, para así cumplir las especificaciones impuestas de corrientes y tensiones del sistema.

Todos los cálculos están incluidos en el apartado de anexos.

3.1.1. Elección de componentes de la etapa de potencia

En este apartado se van a dar las razones de elección de un tipo u otro de componente según las características del sistema:

- Inductancia

Para obtener el valor correcto de la inductancia, se debe saber el valor del rizado de corriente que circula por la bobina. Se obtiene un valor de 600 μH y escogemos ese valor como normalizado. Los cálculos están incluidos en el apartado de anexos.

No se selecciona un modelo comercial ya que lo ideal si el sistema se montara sería diseñarla para obtener ese valor.

- Condensador

Para obtener el valor del condensador, hay que calcular la capacidad mínima que garantiza el rizado de tensión, escogiendo así el de valor 2200 μF . También se debe tener en cuenta que el condensador lleva asociado una resistencia o ESR que en este caso sabiendo que la tensión del sistema es de 30V, la ESR será de 52 $\text{m}\Omega$. Cuando un condensador aumenta su capacidad, el rizado de tensión a la salida disminuirá su valor.

Se selecciona el condensador del fabricante VISHAY modelo 050/052 PED-PW cuyas características no sobrepasan los límites del sistema diseñado y posee la resistencia que se ha calculado.

- Transistor de potencia MOSFET

Si se desea seleccionar correctamente el transistor MOSFET se debe realizar un análisis del funcionamiento del mismo en el sistema, deduciendo sus características de tensiones e intensidades. El transistor posee dos modos de funcionamiento (ON - OFF) que se interpretan con la siguiente fórmula:

$$V_{DS} = \begin{cases} V_{DS_{ON}}, & 0 < t < DT \text{ (ON)} \\ V_o + V_F, & DT < t < T \text{ (OFF)} \end{cases} \quad \text{(Ecuación 3.34)}$$

En el periodo de encendido del transistor se sabe que el valor de tensión corresponde al valor de $V_{DS_{ON}}$ del mismo. Por otra parte, en el periodo de apagado, la tensión que debe soportar es la siguiente:

$$V_{DS_{OFF}} = V_i + V_F = 30 + 0.7 = 30.7V \quad (\text{Ecuación 3.35})$$

Si hablamos del análisis de corrientes que circula por el transistor se sigue la misma metodología, también hay que destacar los dos modos de funcionamiento:

$$i_D = \begin{cases} I_L, & 0 < t < DT \\ 0, & DT < t < T \end{cases} \quad (\text{Ecuación 3.36})$$

Sabiendo que el valor de la intensidad que circula por el diodo es la siguiente:

$$i_D = D \frac{I_{Lmin} + I_{Lmax}}{2} \quad (\text{Ecuación 3.37})$$

Y que la intensidad de salida del circuito es:

$$I_o = (1 - D) \frac{I_{Lmin} + I_{Lmax}}{2} \quad (\text{Ecuación 3.38})$$

Combinamos las ecuaciones 37 y 39, la intensidad que circula por el transistor es:

$$i_D = \frac{DI_o}{1-D} = \frac{0.8 \cdot 1.25A}{1-0.8} = 5A \quad (\text{Ecuación 3.39})$$

Por último, se analiza los tiempos de conmutación del transistor que en este caso serán:

$$td_{ON} + 2tr + td_{OFF} + 2tf \ll 4\mu s = T \quad (\text{Ecuación 3.40})$$

Se selecciona el transistor MOSFET del fabricante FAIRCHILD modelo FDMS8350L cuyas características son las siguientes:

$$V_{DS} = 40V$$

$$I_D = 47A$$

$$td_{ON} = 29ns ; tr = 22ns ; td_{OFF} = 83ns ; tf = 18ns$$

$$td_{ON} + 2tr + td_{OFF} + 2tf = 188ns = 0.188\mu s \ll 4\mu s$$

– Diodo

Del mismo modo que en el apartado anterior, las tensiones y corrientes del sistema determinan las especificaciones del diodo. En este caso, se debe saber que la tensión del diodo viene dado, otra vez, por dos modos de funcionamiento, y queda de la siguiente forma:

$$V_{AK} = \begin{cases} -(V_i - V_{DS_{ON}}), & 0 < t < DT \\ V_F, & DT < t < T \end{cases} \quad (\text{Ecuación 3.41})$$

Por otra parte, el voltaje de ruptura del o tensión inversa que debe soportar el diodo es la misma que la tensión de salida:

$$V_R = V_i - V_{DS_{ON}} \quad (\text{Ecuación 3.42})$$

En cuanto a las corrientes, se sabe que durante el periodo de encendido, la corriente que circula a través del diodo es nula y cuando está apagado es igual a la corriente que circula por la bobina.

$$i_D = \begin{cases} 0, & 0 < t < DT \\ i_L, & DT < t < T \end{cases} \quad (\text{Ecuación 3.43})$$

También hay que tener en cuenta que la corriente de salida es la misma que el valor medio de la corriente en un periodo o $I_{F(AV)}$. En este caso sabiendo el valor de la intensidad de salida:

$$I_{F(AV)} = I_o = 1.25 \text{ A} \quad (\text{Ecuación 3.44})$$

Por último, se debe hallar el valor del tiempo inverso de recuperación (t_{rr}) para así saber si el diodo es capaz de trabajar a la frecuencia de conmutación

$$t_{rr} \leq \frac{T_{sw}}{10} = 400 \text{ ns} \quad (\text{Ecuación 3.45})$$

Se selecciona el diodo de potencia del fabricante VISHAY modelo BYV32-200 cuyas características son las siguientes:

$$V_{RRM} = 100 \text{ V}$$

$$I_{FSM} = 125 \text{ A}$$

$$I_{F(AV)} = 20 \text{ A}$$

$$t_{rr} = 25 \text{ ns}$$

3.1.2. Partes y funciones de transferencia de la etapa de potencia

Para poder realizar el diseño de los lazos de corriente y tensión, se debe analizar el modelo de pequeña señal del sistema y linealizar la etapa de potencia. También es debido a que pueden aparecer pequeñas perturbaciones en torno al punto de trabajo del convertidor, que es donde se comporta como un sistema lineal. El diagrama de bloques completo de un convertidor Buck controlado por corriente media es el que se muestra en la ilustración:

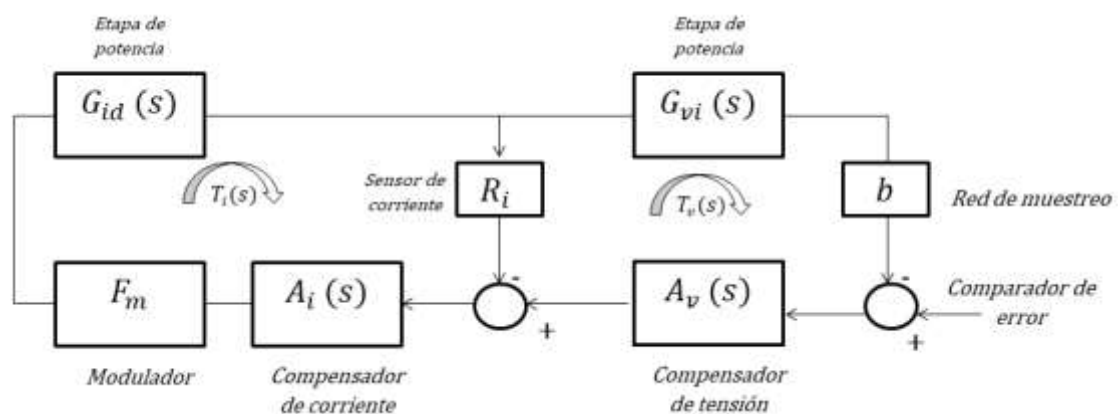


Ilustración 35. Modelo en pequeña señal de un convertidor Buck con control en corriente media.

Para el diseño de los dos lazos, hay que estudiar el comportamiento del sistema según las diferentes características que se le impongan en lazo abierto o lazo cerrado, por ello sus funciones de transferencia más comunes son las siguientes:

- Función de transferencia del control de la tensión de salida a través del ciclo de trabajo ($G_{vd}(s)$).
- Función del control de la corriente de salida a través del ciclo de trabajo ($G_{id}(s)$), que estudia la variación de la corriente en la carga en función a la variación del ciclo de trabajo.
- Función de transferencia de control del lazo de tensión del sistema trabajo ($G_{vi}(s)$).
- Función de la Audiosusceptibilidad ($A(s)$), es la sensibilidad que presenta la tensión de salida frente a rizado de baja frecuencia en la tensión de entrada.
- Función de la Impedancia de salida ($Z_o(s)$), es la variación dinámica de la tensión de salida ante variaciones de valor de la corriente en la carga.

Cada una de estas funciones se puede representar con una fórmula según su disposición en lazo abierto. Las más interesantes son las siguientes:

- Función de transferencia del control de la tensión de salida a través del ciclo de trabajo:

$$G_{vd}(s) = \left. \frac{\widehat{v}_o}{\widehat{d}} \right|_{\widehat{v}_i = \widehat{t}_o = 0}$$

- Función de transferencia de la corriente que circula por el inductor:

$$G_{id}(s) = \left. \frac{\widehat{i}_l}{\widehat{d}} \right|_{\widehat{v}_i = \widehat{t}_o = 0}$$

- Función de transferencia de control del lazo de tensión del sistema:

$$G_{vi}(s) = \left. \frac{\widehat{v}_l}{\widehat{d}} \right|_{\widehat{v}_o = \widehat{t}_o = 0}$$

- Función de la Audiosusceptibilidad en lazo abierto:

$$A(s) = \left. \frac{\widehat{v}_o}{\widehat{v}_i} \right|_{\widehat{d} = \widehat{t}_o = 0}$$

- Función de la Impedancia de salida en lazo abierto del sistema:

$$Z(s) = \left. \frac{\widehat{v}_o}{\widehat{t}_o} \right|_{\widehat{d} = \widehat{v}_i = 0}$$

Por otra parte, para linealizar la etapa de potencia se pueden utilizar dos métodos totalmente diferentes, estos el método del conmutador PWM y el promediado en el espacio de estados.

Linealización mediante el espacio de estados → Se describe como la representación lineal en el espacio de estados de los estados topológicos de un convertidor, sus funciones de transferencia de pequeña señal se deducen introduciendo perturbaciones al sistema.

No se obtienen resultados óptimos cuando los convertidores trabajan en conducción discontinua o no se modelan fenómenos de inestabilidad en el control del modo corriente. El procedimiento a seguir es el que se muestra en la ilustración:

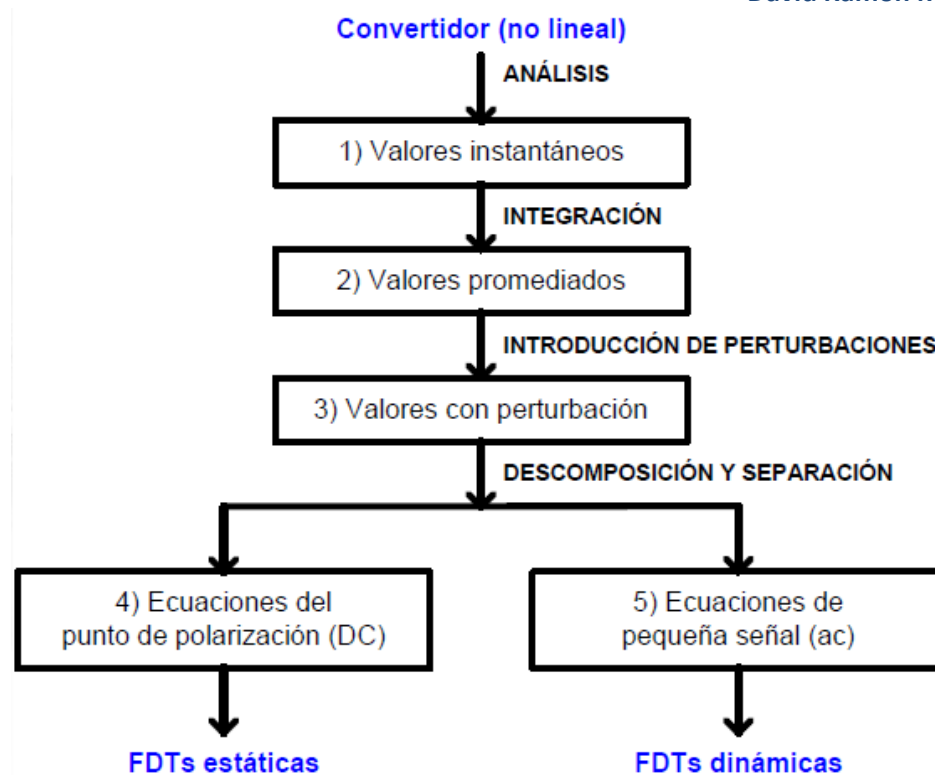


Ilustración 36. Procedimiento a seguir en la linealización mediante espacio de estados.

Modelo del conmutador PWM → Basado en la explicación con resultados cercanos a la realidad el comportamiento en pequeña señal de los convertidores en conducción continua, conducción discontinua y para el control modo corriente. Fue desarrollado por Voperian junto con Ridley en los años 80 en el centro de investigación Virginia Power Electronics Center.

Técnicamente, en este método se sustituyen los elementos no lineales del convertidor conmutado por un circuito lineal equivalente llamado “modelo del conmutador PWM”. Así, se puede realizar un análisis en pequeña y gran señal ya que el circuito queda totalmente lineal y es más fácil obtener las funciones de transferencia del sistema. En todos ellos se usa la misma topología y está compuesto por las mismas partes:

- Terminal activo o transistor (A)
- Terminal pasivo o diodo (P)
- Terminal común o punto común de ambos conmutadores (C)

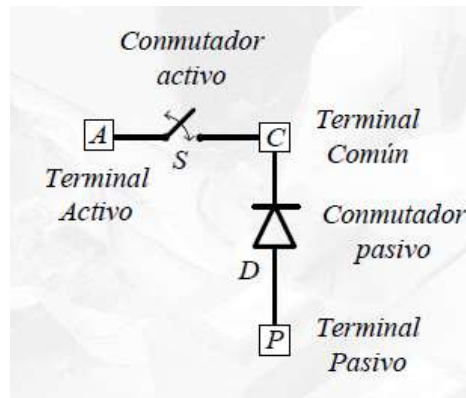


Ilustración 37. Modelo del conmutador PWM.

Pero antes que nada hay que hallar el circuito equivalente entre los terminales A, P y C para así obtener el circuito lineal que deseamos y obtener las funciones más fácilmente. La ilustración muestra la relación de corrientes y tensiones del modelo del conmutador PWM:

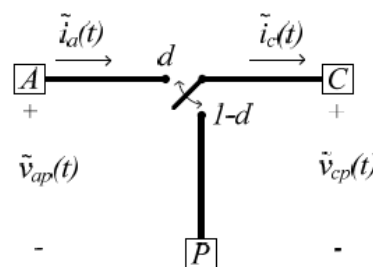


Ilustración 38. Relación entre terminales del conmutador PWM.

A partir de aquí, se puede comenzar a analizar el modelo conmutador para así hallar el valor de las variables de su modelo:

$$\tilde{i}_a(t) = \begin{cases} \tilde{i}_c(t), & 0 < t < dT \\ 0, & dT < t < T \end{cases} \quad \text{(Ecuación 4.1)}$$

$$i_a = d \cdot i_c \quad \text{(Ecuación 4.2)}$$

$$\tilde{v}_{cp}(t) = \begin{cases} \tilde{v}_{ap}(t), & 0 < t < dT \\ 0, & dT < t < T \end{cases} \quad \text{(Ecuación 4.3)}$$

$$v_{ap} = d \cdot v_{ap} \quad \text{(Ecuación 4.4)}$$

Por otra parte, cada una de las variables representadas en la ilustración se descompone en un término DC correspondiente al punto de trabajo, representado en

mayúsculas, y en un término AC de pequeña señal representado en minúsculas, que introduce las perturbaciones en torno al punto de trabajo. Las variables son las siguientes:

$$d = D + \hat{d} \quad (\text{Ecuación 4.5})$$

$$i_a = I_a + \hat{i}_a \quad (\text{Ecuación 4.6})$$

$$i_c = I_c + \hat{i}_c \quad (\text{Ecuación 4.7})$$

$$v_{cp} = V_{cp} + \hat{v}_{cp} \quad (\text{Ecuación 4.8})$$

$$v_{ap} = V_{ap} + \hat{v}_{ap} \quad (\text{Ecuación 4.9})$$

Si despreciamos los productos entre términos de pequeña señal, los valores medios de las señales principales son los siguientes:

$$i_a = I_a + \hat{i}_a = (D + \hat{d}) \cdot (I_c + \hat{i}_c) \approx D \cdot I_c + D \cdot \hat{i}_c + \hat{d} \cdot I_c \quad (\text{Ecuación 4.10})$$

$$v_{cp} = v_{cp} + \hat{v}_{cp} = (D + \hat{d}) \cdot (v_{ap} + \hat{v}_{ap}) \approx D \cdot V_{ap} + D \cdot \hat{v}_{ap} + \hat{d} \cdot V_{ap} \quad (\text{Ecuación 4.11})$$

Por último, se igualan los términos para obtener las ecuaciones para el circuito equivalente en DC y pequeña señal, quedan de la siguiente forma:

$$I_a = D \cdot I_c \quad (\text{Ecuación 4.12})$$

$$V_{cp} = D \cdot V_{ap} \quad (\text{Ecuación 4.13})$$

$$\hat{i}_a = D \cdot \hat{i}_c + \hat{d} \cdot I_c \quad (\text{Ecuación 4.14})$$

$$\hat{v}_{cp} = D \cdot \hat{v}_{ap} + \hat{d} \cdot V_{ap} \quad (\text{Ecuación 4.15})$$

De esta manera, ya se pueden representar los circuitos equivalentes en DC y pequeña señal que son los que se muestran en las respectivas ilustraciones:

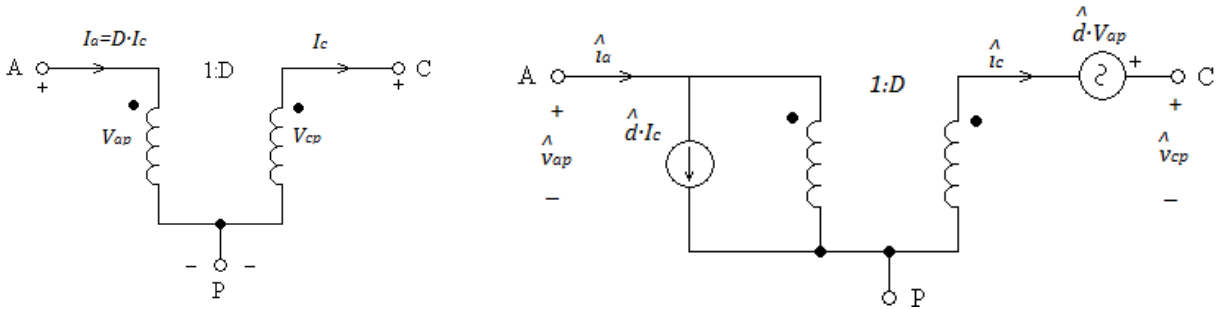


Ilustración 39. Circuito equivalente DC (Izq.) y circuito equivalente en pequeña señal (Der.)

El método a seguir para realizar este modelo sería el siguiente:

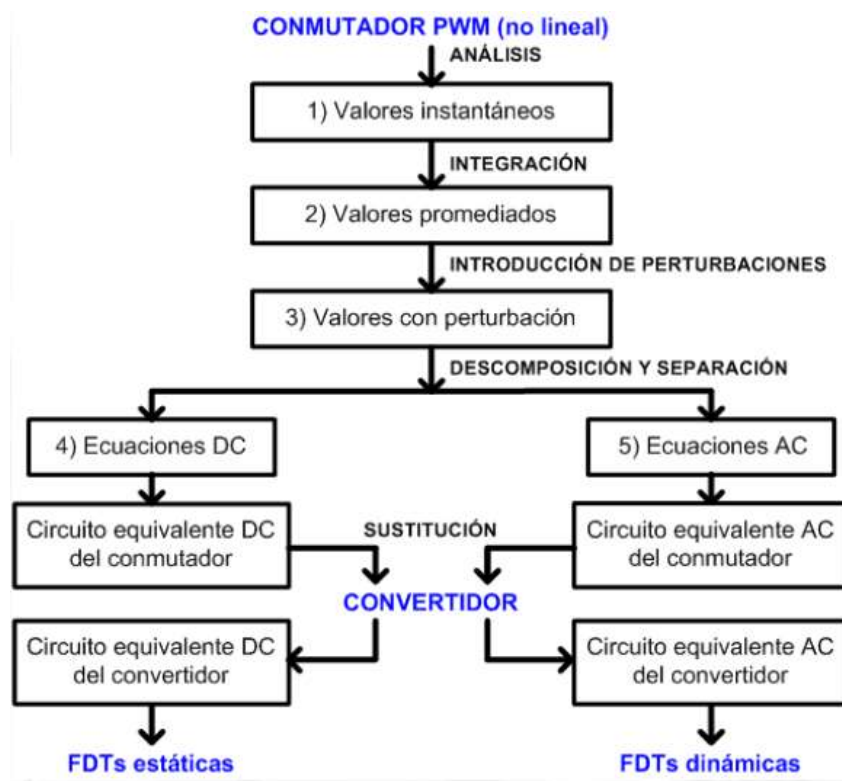


Ilustración 40. Procedimiento a seguir en la linealización mediante el modelo del conmutador.

3.2. Etapa de Control

De nuevo, para poder realizar el diseño de los dos lazos correspondientes, hay que obtener las funciones de transferencia necesarias a partir del circuito equivalente de pequeña señal.

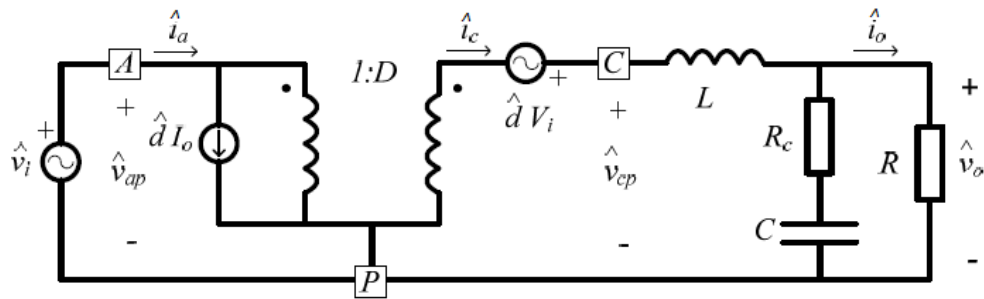


Ilustración 41. Circuito equivalente de un convertidor Buck en pequeña señal

3.2.1. Función de transferencia del control de la tensión de salida a través del ciclo de trabajo (G_{vd}(s)).

Para hallar el valor de los polos y ceros correspondientes a esta función, hallamos su circuito equivalente a partir de la ilustración 36 y sus funciones de transferencia, que quedan de la siguiente forma:

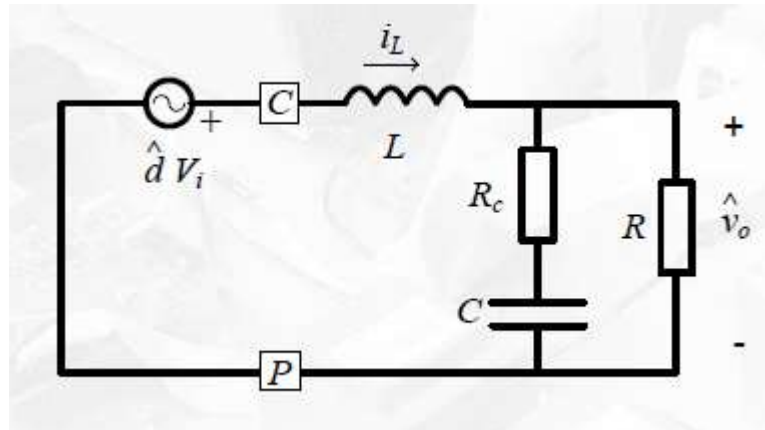


Ilustración 42. Circuito equivalente de un convertidor Buck para G_{vd}.

$$G_{vd}(s) = \left(\frac{v_o(s)}{\hat{d}(s)} \right) |_{v_i=0, i_o=0} \quad (\text{Ecuación 4.16})$$

$$G_{vd}(j\omega) = V_i \cdot \frac{1 + \frac{j\omega}{\omega_z}}{1 + \frac{1}{Q \cdot \omega_n} j\omega - \frac{\omega^2}{\omega_n^2}} \quad (\text{Ecuación 4.17})$$

$$\omega_n = \frac{1}{\sqrt{L \cdot C}} \quad \omega_z = \frac{1}{R_c \cdot C} \quad Q = \frac{\sqrt{L \cdot C}}{\frac{L}{R} + R_c \cdot C}$$

*(Ecuación 4.18 - Ecuación 4.19 - Ecuación 4.20)

* ω_n y ω_z corresponden al polo y cero respectivamente y la Q al pico de resonancia del sistema.

El diagrama de Bode típico de esta función de transferencia es el que se muestra en la siguiente ilustración:

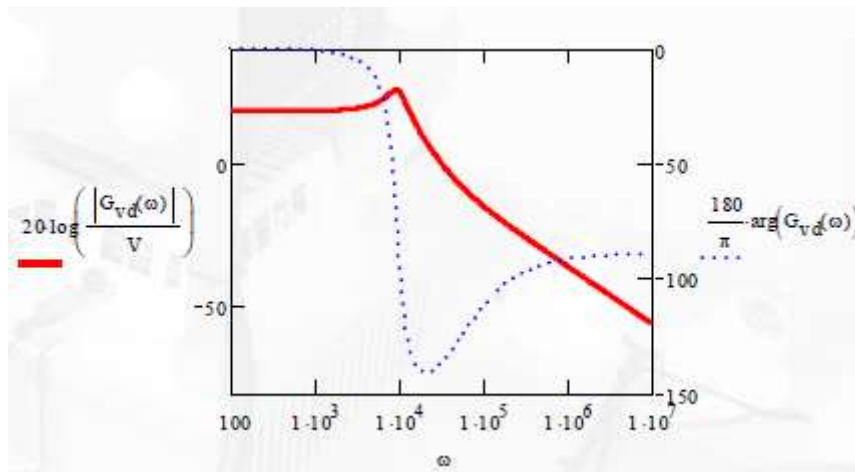


Ilustración 43. Diagrama de Bode de la función $G_{vd}(s)$

En el caso de nuestro sistema los resultados obtenidos de los polos y ceros son los siguientes:

$$\omega_z = 8741 \text{ rad/s}$$

$$\omega_n = 870.38 \text{ rad/s}$$

$$Q = 2.22$$

3.2.2. Diseño del lazo de corriente

El lazo de corriente se diseña a partir de los diferentes componentes que lo forman, que son los siguientes:

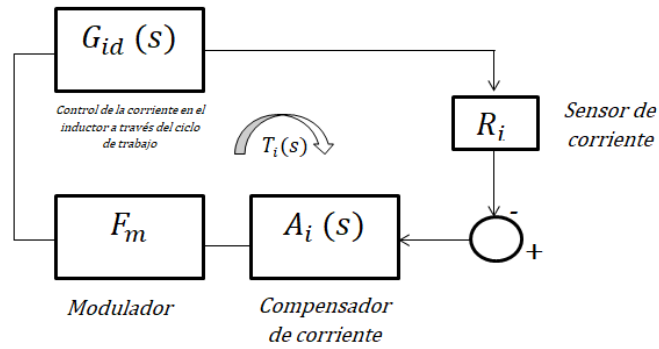


Ilustración 44. Lazo de corriente de control modo corriente media en una FAC del tipo Buck

3.2.2.1. Control de la corriente en el inductor a través del ciclo de trabajo ($G_{id}(s)$)

Para hallar el valor de los polos y ceros correspondientes a esta función, se halla su circuito equivalente a partir de la ilustración 36 y sus funciones de transferencia, que quedan de la siguiente forma:

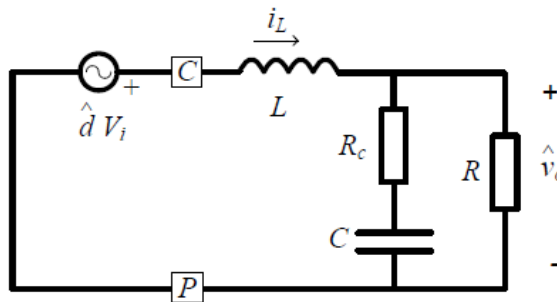


Ilustración 45. Circuito equivalente de un convertidor Buck para G_{id} .

$$G_{id}(s) = \left(\frac{\hat{i}_L(s)}{\hat{d}(s)} \right) \Big|_{v_i=0, i_o=0} \quad (\text{Ecuación 4.21})$$

$$G_{id}(j\omega) = \frac{V_i}{R} \cdot \frac{1+j\omega \cdot C \cdot R}{-\omega^2 \cdot C \cdot L + j\omega \cdot (C \cdot R_c + \frac{L}{R}) + 1} \quad (\text{Ecuación 4.22})$$

$$\omega_n = \frac{1}{\sqrt{L \cdot C}} \quad \omega_z = \frac{1}{R \cdot C} \quad Q = \frac{\sqrt{L \cdot C}}{\frac{L}{R} + R_c \cdot C}$$

*(Ecuación 4.23 - Ecuación 4.24 - Ecuación 4.25)

* ω_n y ω_z corresponden al polo y cero respectivamente y la Q al pico de resonancia del sistema.

Esta función está formada por un polo doble debido a los componentes pasivos L – C del filtro de salida. A la frecuencia ω_n se encuentra el pico de resonancia o Q. Por otra parte, la resistencia de carga en la salida introduce el cero ω_z .

En cuanto a la ganancia y el argumento, sabemos que la primera de ellas, es constante de 20 db hasta alcanzar el valor del cero o ω_z , en ese instante la ganancia aumenta con una pendiente de +20 db/déc. Cuando se supera el pico de resonancia o Q, el valor de la ganancia cae con una pendiente de -20 db/déc debido a ω_n .

Por otra parte, el argumento está relacionado con las frecuencias del polo y el cero del sistema. El polo doble o ω_n desfasa el argumento -90° y el cero o ω_z introduce un aumento de +45. El esquema representado de la función es el siguiente:

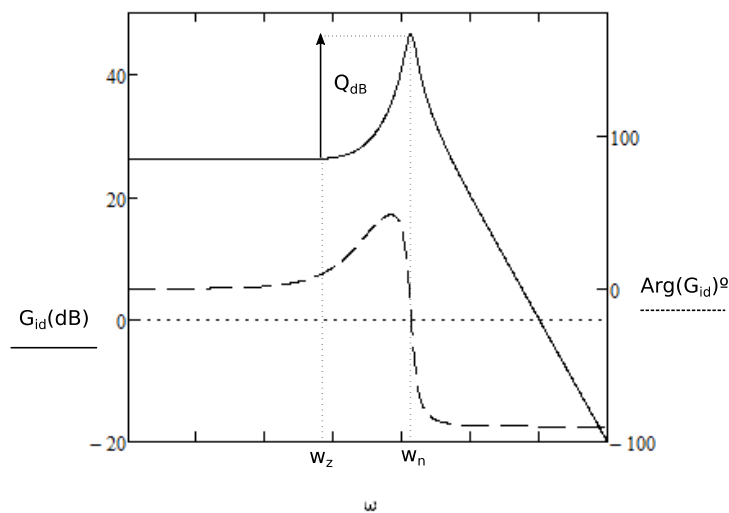


Ilustración 46. Diagrama de Bode de la función $G_{id}(s)$

En el caso de nuestro sistema los resultados obtenidos de los polos y ceros son los siguientes:

$$\omega_z = 22.727 \text{ rad/s}$$

$$\omega_n = 870.38 \text{ rad/s}$$

$$Q = 7.956$$

3.2.2.2. Sensor de corriente

Si se quiere hallar el valor correcto del sensor de corriente a utilizar hay que considerar que la tensión máxima sensada es de 100 mV y circula una corriente de pico máxima a través del sensor de 100 mA. De forma que la ganancia Ri es:

$$Ri = \frac{V_{max,sensada}}{I_{pico,max}} = \frac{100mV}{100mA} \approx 1\Omega \quad (\text{Ecuación 4.26})$$

3.2.2.3. Modulador PWM

Se deberá hallar el valor de la ganancia que como hemos dicho anteriormente, se encarga de comparar la tensión de control que genera el Compensador y una señal con forma de diente de sierra de frecuencia fija obteniendo así la señal de control.

Su valor se obtiene a partir del valor de la señal triangular, su fórmula queda de la siguiente forma:

$$Fm = \frac{1}{V_m} = \frac{1}{3} = 0.333 \frac{1}{V} \quad *(\text{Ecuación 4.27})$$

* V_m es la tensión de la señal triangular a comparar

3.2.2.4. Compensador de corriente ($Ai(s)$)

Una vez diseñados el sensor de corriente y el modulador PWM, se debe diseñar el compensador cuya función de transferencia será una función de Laplace para así más tarde materializar dicha función con un amplificador operacional.

El diseño se realizará mediante el método del factor K que se explica brevemente a continuación.

Método de diseño del factor K → Consiste en el análisis del módulo de la ganancia y el argumento a una determinada frecuencia según unas condiciones de diseño. Se dice que se añade un polo en el origen para que el error del estado estacionario sea cero y el término depende del compensador, dependiente del argumento de G_{id} en la frecuencia de cruce.

El primer paso a realizar es definir la frecuencia de cruce y el margen de fase deseados. Se debe saber que la frecuencia de cruce se traduce en el ancho de banda del sistema, es decir, cuanto mayor sea, mayor será la velocidad de respuesta, y se obtendrá una mejor forma para la audiosusceptibilidad y la impedancia de salida en lazo cerrado para bajas frecuencias.

Por otro parte, en cuanto al margen de fase, el valor ideal está entre 60°-70°, pero nunca inferior a 40°. Ya que con márgenes de fase reducidos, los sistemas responden con sobreimpulso y oscilación amortiguada, por el contrario, con márgenes grandes la respuesta es lenta.

Según los resultados de ganancia y argumento obtenidos, el compensador podrá ser de tres tipos:

- Compensador tipo 1 → Amplificador – Integrador (PI). El compensador será de tipo 1 si $-\arg(G_{id}(jf_c)) < 30^\circ$ y tendrá la siguiente fórmula y representación:

$$A_i(j\omega) = \frac{\omega_{p0c}}{j\omega}$$

(Ecuación 4.28)

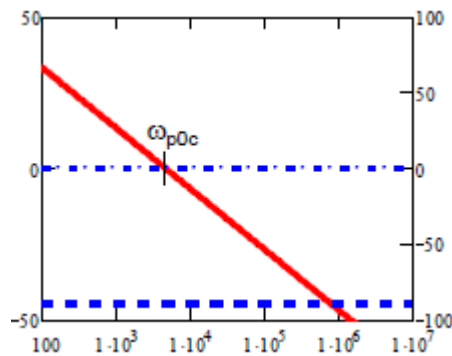


Ilustración 47. Diagrama de Bode de un compensador tipo 1

La obtención de la frecuencia de cruce por cero presente en la ecuación 29 se hace a partir del módulo del lazo de corriente:

$$|T_i(j\omega) = |G_{id} \cdot R_i \cdot F_m \cdot A_i| = 1 \quad \rightarrow \quad \omega_{p0c} = \frac{\omega_c}{R_i \cdot F_m \cdot |G_{id}(j\omega_c)|} \quad \text{(Ecuación 4.29)}$$

- Compensador tipo 2 → Polo en el origen – Cero – Polo (PID). El compensador será de tipo 2 si $30^\circ < -\arg(G_{id}(jf_c)) < 90^\circ$ y tendrá la siguiente fórmula y representación:

$$A_i(j\omega) = \frac{\omega_{p0c}}{j\omega} \frac{1 + \frac{j\omega}{\omega_{zc}}}{1 + \frac{j\omega}{\omega_{pc}}}$$

(Ecuación 4.30)

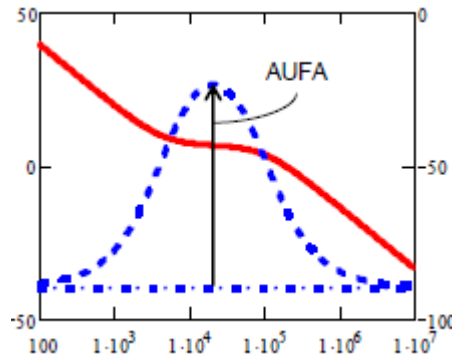


Ilustración 48. Diagrama de Bode de un compensador tipo 2

En este caso, hay que obtener el valor de la ω_{p0c} , el polo y el cero, el valor del AUFA o aumento de fase a la frecuencia de cruce para conseguir el MF deseado y el valor de K:

- Aumento de fase necesario a la frecuencia de cruce →

$$AUFA = MF - \arg(G_{id}(j\omega_c)) - 90^\circ \quad (\text{Ecuación 4.31})$$

- Diseño del cero y polo →

$$K = \tan\left(\frac{AUFA}{2} + 45\right) \quad \omega_{zc} = \frac{\omega_c}{K} \quad \omega_{zc} = K \cdot \omega_c$$

*(Ecuación 4.32 - Ecuación 4.33 - Ecuación 4.34)

- Valor de ω_{p0c} →

$$|T_i(j\omega) = |G_{id} \cdot R_i \cdot F_m \cdot A_i| = 1 \quad \rightarrow \quad \omega_{p0c} = \frac{\omega_c}{R_i \cdot F_m \cdot |G_{id}(j\omega_c)|} \cdot \frac{1}{K}$$

(Ecuación 4.35)

- Compensador tipo 3 → Polo en el origen – 2 Ceros – 2 polos (PID). El compensador será de tipo 3 si $90^\circ < -\arg(G_{id}(jf_c))$ y tendrá la siguiente fórmula y representación:

$$A_i(j\omega) = \frac{\omega_{p0c} (1 + \frac{j\omega}{\omega_{zc}})^2}{j\omega (1 + \frac{j\omega}{\omega_{pc}})^2}$$

(Ecuación 4.36)

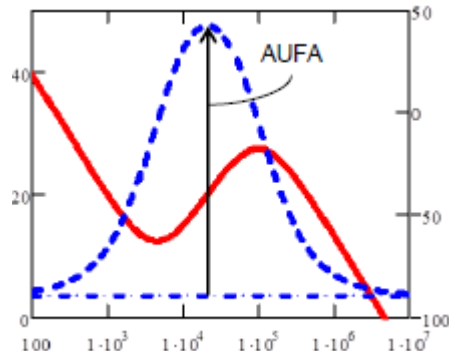


Ilustración 49. Diagrama de Bode de un compensador tipo 3

En este caso, hay que obtener el valor de la ω_{p0c} , el polo y el cero, el valor del AUFA o aumento de fase a la frecuencia de cruce para conseguir el MF deseado y el valor de K:

– Aumento de fase necesario a la frecuencia de cruce →

$$AUFA = MF - \arg(G_{id}(j\omega_c)) - 90^\circ \quad (\text{Ecuación 4.37})$$

– Diseño del cero y polo →

$$K = \tan\left(\frac{AUFA}{2} + 45\right)^2 \quad \omega_{zc} = \frac{\omega_c}{\sqrt{K}} \quad \omega_{pc} = \sqrt{K} \cdot \omega_c$$

*(Ecuación 4.38 - Ecuación 4.39 - Ecuación 4.40)

– Valor de ω_{p0c} →

$$|T_i(j\omega) = |G_{id} \cdot R_i \cdot F_m \cdot A_i| = 1 \quad \rightarrow \quad \omega_{p0c} = \frac{\omega_c}{R_i \cdot F_m \cdot |G_{id}(j\omega_c)|} \cdot \frac{1}{K}$$

(Ecuación 4.41)

En el caso del sistema que se ha querido diseñar, los resultados obtenidos son los siguientes:

– Tipo 2 → $|G_{id}(\omega_{ci})| = 1.137A$ $-\arg(G_{id}(\omega_{ci})) = 89.887^\circ$

$$A_v(j\omega) = \frac{\omega_{p0c}}{j \cdot \omega} \cdot \frac{1 + j \cdot \frac{\omega}{\omega_{zc}}}{1 + j \cdot \frac{\omega}{\omega_{pc}}}$$

$AUFA = 69.887^\circ$ $K = 5.639$

$$\omega_{zc} = 7.8 \cdot \frac{\text{krad}}{\text{s}}$$

$$\omega_{pc} = 248.006 \cdot \frac{\text{krad}}{\text{s}}$$

$$\omega_{p0c} = 20.576 \cdot \frac{\text{krad}}{\text{s}}$$

El resultado gráfico de la función de transferencia del compensador de corriente es el siguiente:

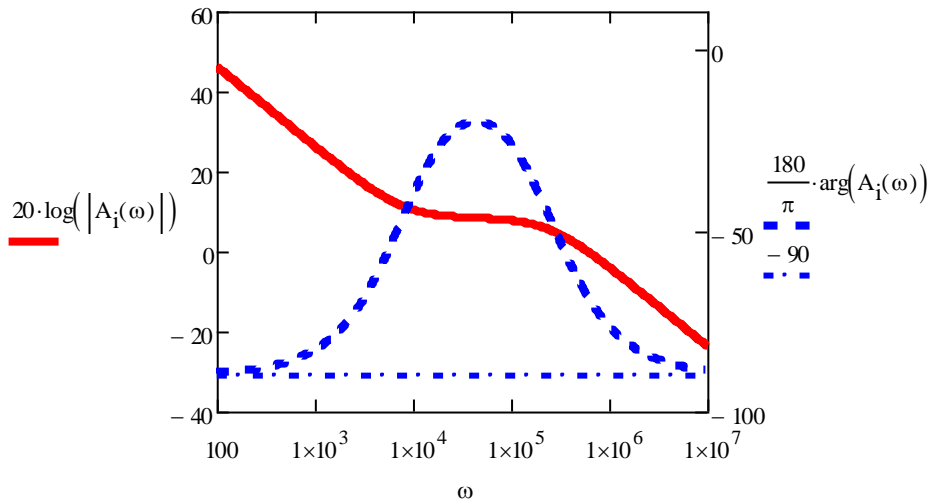
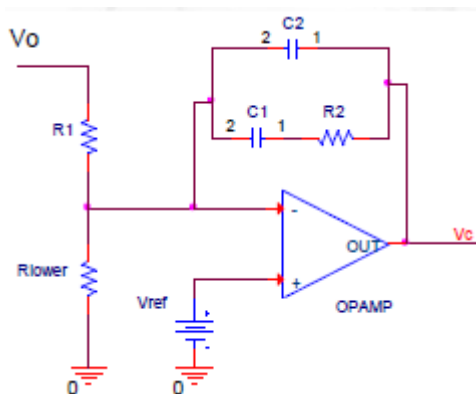


Ilustración 50. Diagrama de Bode del compensador de corriente

Por último, se realiza la materialización del compensador de corriente para que sea más real a la hora de simularlo y por si en algún momento se desea montar físicamente, se sepan cuáles son los componentes a utilizar.

Al ser un compensador de tipo 2, el amplificador operacional tendrá la siguiente disposición de componentes y cuyo valor está calculado en el anexo de cálculos:



Suponiendo...

$$(C2 < C1) \quad R_1 = 10k\Omega$$

$$C_1 = 4.86 \text{ nF}$$

$$C_2 = 152.854 \text{ pF}$$

$$R_2 = 26.379 \text{ k}\Omega$$

$$R_{LOWER} = 1.163 \text{ k}\Omega$$

Ilustración 51. Materialización del compensador de corriente

3.2.2.5. Ganancia del lazo de corriente $T_i(s)$

Una vez analizados todos los componentes del lazo de corriente, se halla el valor del mismo para así obtener su función de transferencia.

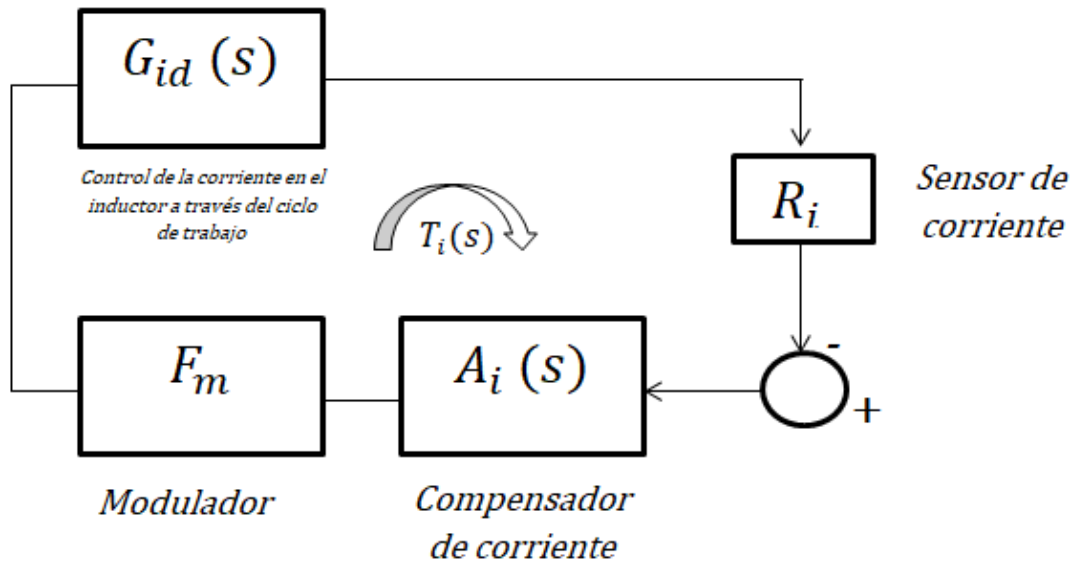


Ilustración 52. Lazo de corriente de control modo corriente media en una FAC del tipo Buck

Ahora se comprueba que el margen de fase y la frecuencia de cruce coinciden con los valores de diseño del compensador. La fórmula y la representación gráfica que definen el lazo de corriente en lazo abierto de un control por corriente media son:

$$T_i = G_{id} \cdot A_i \cdot F_m \cdot R_i \quad (\text{Ecuación 4.42})$$

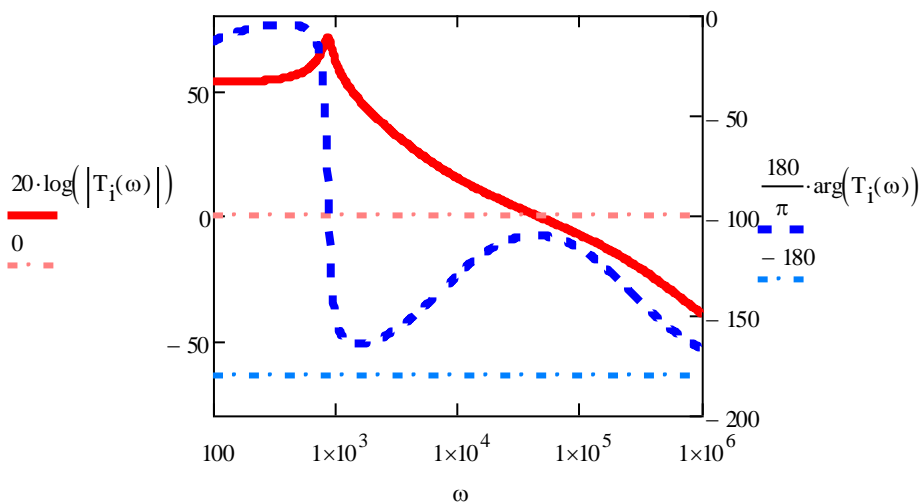


Ilustración 53. Diagrama de Bode de $T_i(j\omega)$ en lazo abierto.

Comprobamos también que los valores de diseño del compensador coincidan con los valores obtenidos:

$$f_{ci} := \frac{\omega_{ci}}{2\pi} = 7 \cdot \text{kHz}$$

$$MF_i := \arg(T_i(\omega_{ci})) + 180^\circ = 70^\circ$$

Al comparar estos resultados con los obtenidos anteriormente, son idénticos, por lo que el funcionamiento del lazo de corriente cumple totalmente con las características del diseño.

Por último, se puede representar también la función en lazo cerrado para comprobar que el funcionamiento del sistema es correcto, aunque sí que es verdad que no es interesante para el diseño. La fórmula y la representación gráfica que definen el lazo de corriente en lazo cerrado de un control por corriente media son:

$$T_{iLC}(j\omega) = \frac{1}{R_i} \cdot \frac{T_i(j\omega)}{1+T_i(j\omega)} \quad (\text{Ecuación 4.43})$$

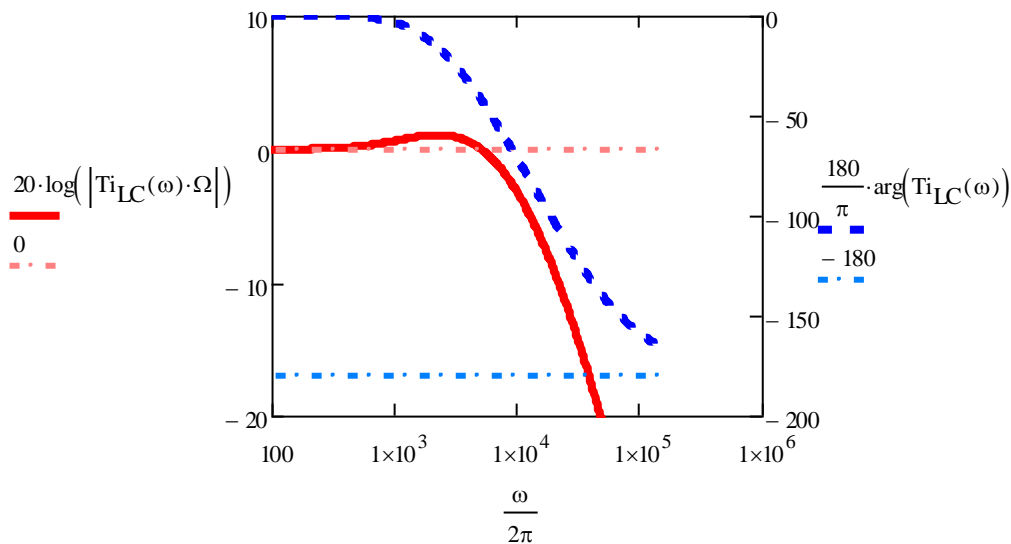


Ilustración 54. Diagrama de Bode de $T_i(s)$ en lazo cerrado.

3.2.3. Diseño del lazo de tensión

La otra parte que forma el sistema, es el lazo de tensión que también posee un compensador, en este caso, de tensión asociado. A parte de este compensador también está formado por dos funciones más, las cuáles se pueden observar en la siguiente imagen:

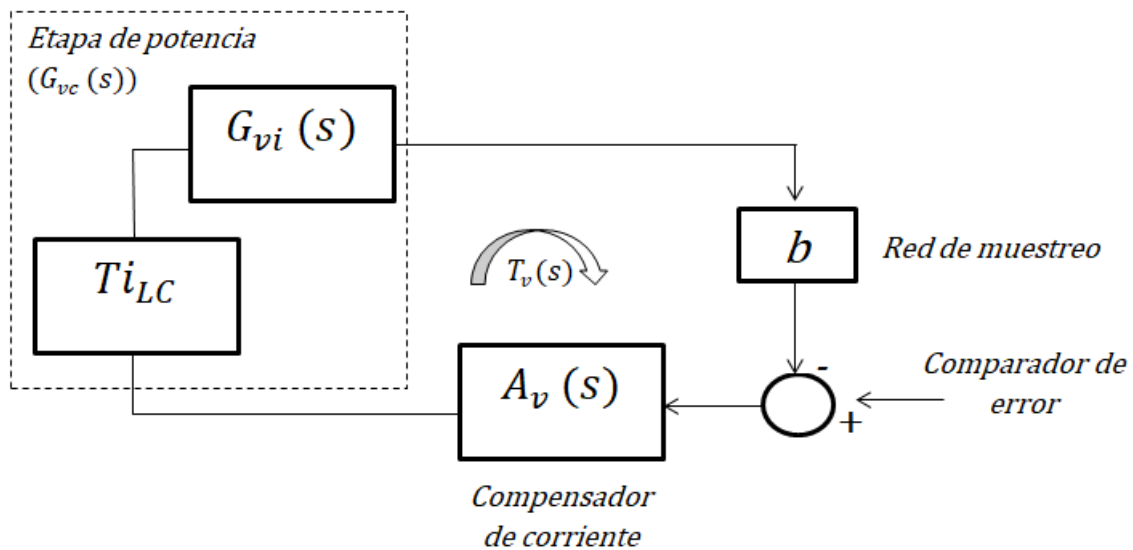


Ilustración 55. Lazo de tensión $T_v(s)$.

3.2.3.1. Ganancia de tensión de la etapa de potencia $G_{vc}(s)$.

Esta ganancia está formada por el lazo cerrado de corriente y el control del lazo de tensión del sistema. El conjunto forma la etapa de potencia del lazo de tensión, cuyas fórmulas se definen como:

Ganancia de tensión de la etapa de potencia →

$$G_{vc}(j\omega) = \frac{\hat{v}_o(j\omega)}{\hat{v}_c(j\omega)} = T_{i_{LC}}(j\omega) \cdot G_{vi}(j\omega) \quad (\text{Ecuación 4.44})$$

Ganancia del control del lazo de tensión del sistema tensión de la etapa de potencia →

$$G_{vi}(j\omega) = \frac{\hat{v}_o(j\omega)}{\hat{i}_L(j\omega)} = Z_o(j\omega) \quad (\text{Ecuación 4.45})$$

La combinación de las dos funciones se puede representar de la siguiente forma mediante un diagrama de Bode:

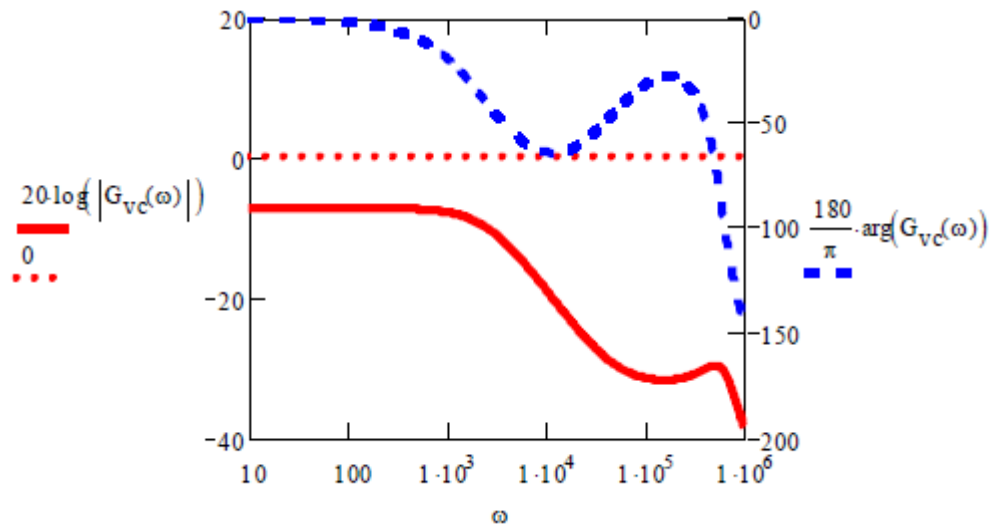


Ilustración 56. Diagrama de Bode de la ganancia de tensión de la etapa de potencia.

3.2.3.2. Compensador de tensión ($A_v(s)$)

Como sabemos, el lazo de tensión será más lento en cuanto a frecuencia, por lo que la frecuencia a diseñar será 10 veces menor que la del lazo de corriente. Así, siguiendo la misma metodología que la empleada para diseñar el compensador de corriente, se obtienen los siguientes resultados:

$$\text{Tipo 2} \rightarrow |G_{Vc}(\omega_{cv})| = 0.081 \quad -\arg(G_{Vc}(\omega_{cv})) = 51.552^\circ$$

$$A_v(j\omega) = \frac{\omega_{p0c}}{j \cdot \omega} \cdot \frac{1 + j \cdot \frac{\omega}{\omega_{zc}}}{1 + j \cdot \frac{\omega}{\omega_{pc}}} \quad \text{AUFA}_v = 31.552^\circ \quad K_v = 1.788$$

$$\omega_{zcv} = 4.921 \cdot \frac{\text{krad}}{\text{s}}$$

$$\omega_{pcv} = 15.724 \cdot \frac{\text{krad}}{\text{s}}$$

$$\omega_{p0c} = 60.929 \cdot \frac{\text{krad}}{\text{s}}$$

El resultado gráfico de la función de transferencia del compensador de tensión es el siguiente:

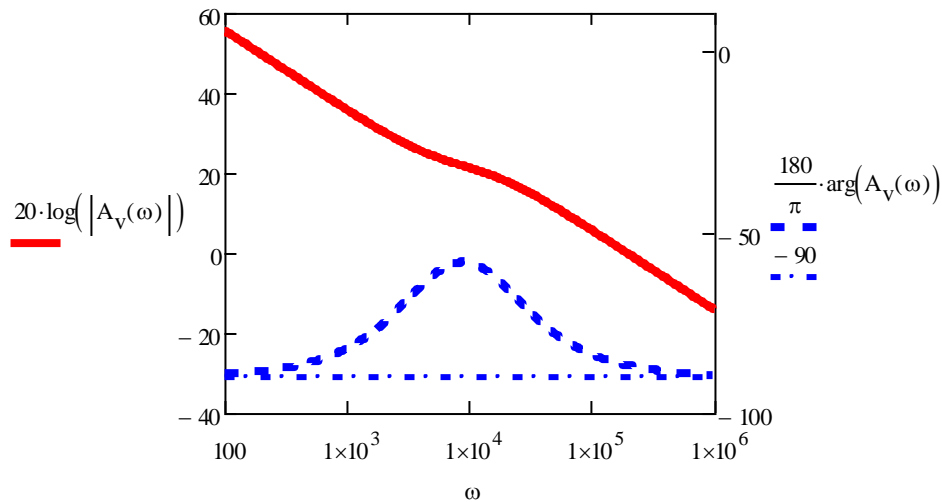
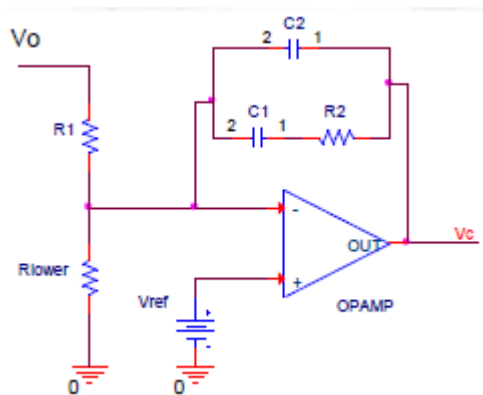


Ilustración 57. Diagrama de Bode del compensador de tensión

Por último, se realiza la materialización del compensador de tensión para que sea más real a la hora de simularlo y por si en algún momento se desea montar físicamente, se sepan cuáles son los componentes a utilizar.

Al ser un compensador de tipo 2, el amplificador operacional tendrá la siguiente disposición de componentes y cuyo valor está calculado en el anexo de cálculos:



$$(C_2 < C_1) \quad R_1 := 10k\Omega$$

Suponiendo...

$$\begin{aligned} C_1 &= 5.013 \text{ nF} \\ C_2 &= 15.29 \text{ nF} \\ R_2 &= 25.57 \text{ k}\Omega \\ R_{LOWER} &= 1.163 \text{ k}\Omega \end{aligned}$$

Ilustración 58. Materialización del compensador de tensión

3.2.3.3. Ganancia del lazo de tensión $T_v(s)$

Para verificar el correcto funcionamiento del sistema, se implementa también la función de la ganancia del lazo de tensión $T_v(j\omega)$.

En cuanto al valor de la red de muestreo, se le ha asignado un valor unitario a la Beta. Sabiendo el valor de todos los componentes, la fórmula que define esta función queda:

$$T_v(j\omega) = G_{VC}(j\omega) \cdot b \cdot A_V(j\omega) \quad (\text{Ecuación 4.46})$$

Por otra parte, la representación de la misma se puede observar en la siguiente ilustración:

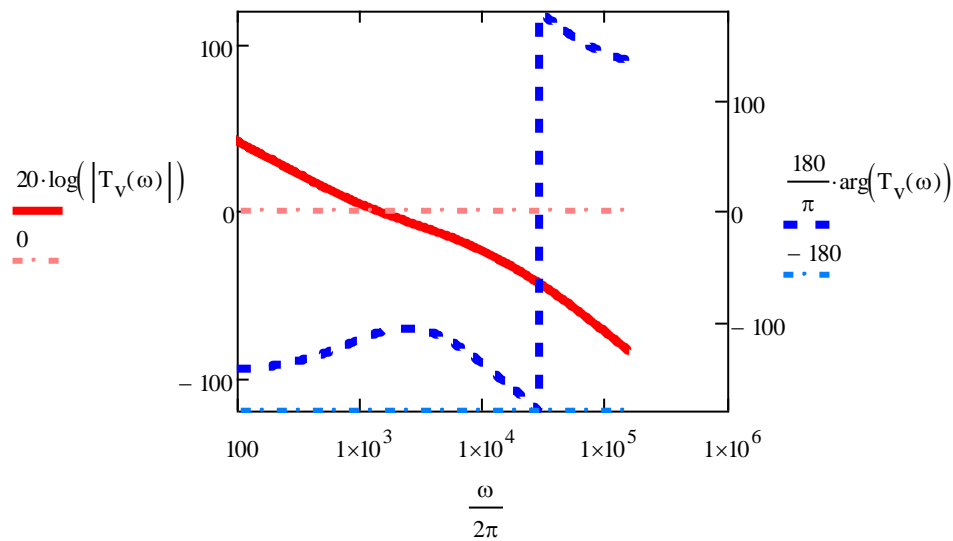


Ilustración 59. Diagrama de Bode de la ganancia del lazo de tensión.

Comprobamos también que los valores de diseño del compensador coincidan con los valores obtenidos:

$$f_{ci} := \frac{\omega_{cV}}{2\pi} = 1.4 \text{ kHz}$$

$$MF_V := \arg(T_v(\omega_{cV})) + 180^\circ = 70^\circ$$

Al comparar estos resultados con los obtenidos anteriormente, son muy parecidos, por lo que podemos seguir a realizar las simulaciones en OrCAD.

4. SIMULACIONES DEL SISTEMA Y ANÁLISIS DE LOS RESULTADOS OBTENIDOS

En el siguiente apartado, se simularán mediante el programa de simulación OrCAD todas las funciones de transferencia anteriormente calculadas en MathCAD. Se realiza una comparación entre el cálculo teórico y el práctico para saber si el resultado es correcto. En el caso de que no lo fuera se explicarán las razones del porqué de estos errores. La parte de simulación se va a dividir en tres partes:

- Simulaciones mediante el modelo del conmutador PWM y carga R.
- Simulaciones mediante el transistor – conmutador y carga R.
- Simulaciones mediante carga LED.

4.1. Simulaciones mediante el modelo del conmutador PWM y carga R

Antes que nada, explicar cómo se implementa el modelo del conmutador PWM en OrCAD ya que está incluido dentro de un bloque para que así el diseño del circuito sea menos complejo. El esquema básico de un conmutador PWM se puede observar en la ilustración 37, además se añade un terminal D que se relaciona con el ciclo de trabajo del convertidor y es necesario para el correcto funcionamiento del mismo. Se recuerda que el objetivo de este bloque es promediar el circuito y linealizarlo en pequeña señal para la obtención de un modelo lineal para cualquier convertidor Buck. La representación en OrCAD queda de la siguiente forma:

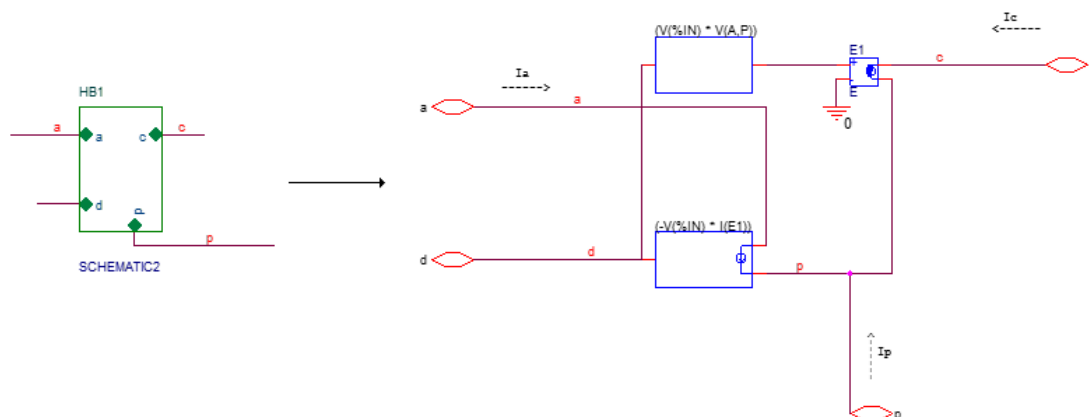


Ilustración 60. Representación en el programa de simulación OrCAD del modelo del conmutador PWM.

4.1.1. Función de transferencia $G_{id}(j\omega)$

La función de transferencia de control de la corriente de salida a través del ciclo de trabajo (G_{id}), estudia la variación de la corriente en la carga en función a la variación del ciclo de trabajo. Su representación en OrCAD es la siguiente:

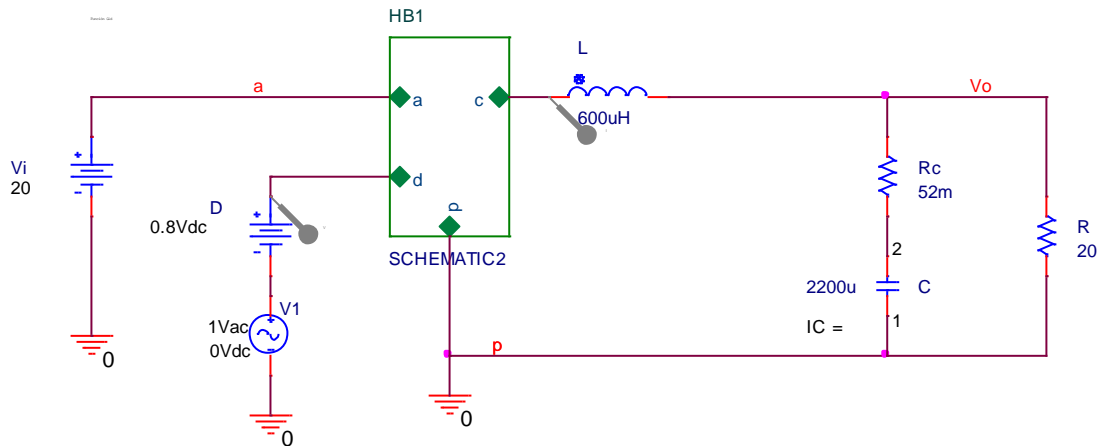


Ilustración 61. Representación en OrCAD de la función de transferencia de control de la corriente de salida a través del ciclo de trabajo G_{id}

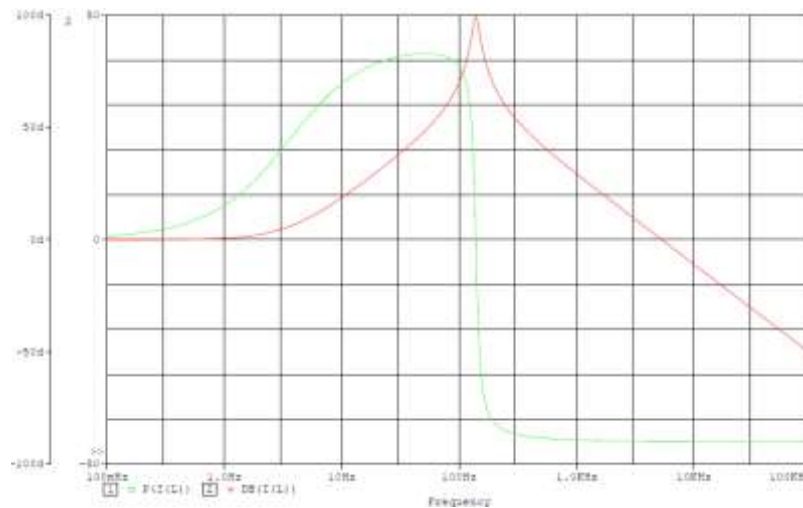


Ilustración 62. Respuesta en frecuencia de G_{id} en OrCAD

Si comparamos la representación y resultados de OrCAD con la de MathCAD, se puede ver que el resultado es correcto:

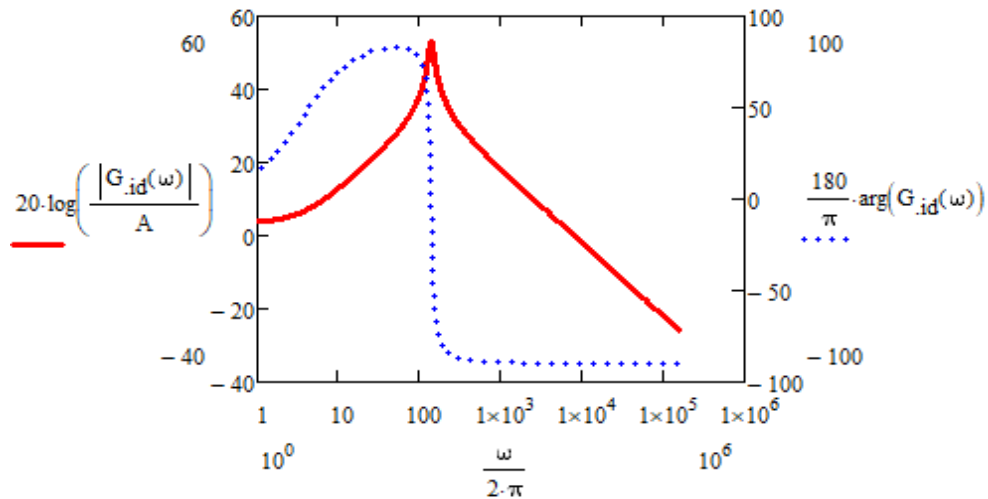


Ilustración 63. Respuesta en frecuencia de G_{id} en MathCAD

	Gid (jω)	
	Valor Teórico	Valor Simulado
Frecuencia del polo (f_n)	139 Hz	138.03 Hz
Frecuencia del cero (f_z)	3.617 Hz	3.3398 Hz

Tabla comparativa 5. Resultados teóricos vs simulados para la función de transferencia G_{id} .

4.1.2. Función de transferencia $T_i(j\omega)$

La función de transferencia del lazo de corriente (T_i), estudia el comportamiento del conjunto de elementos que componen el lazo de corriente del sistema. Su representación en OrCAD es la siguiente:

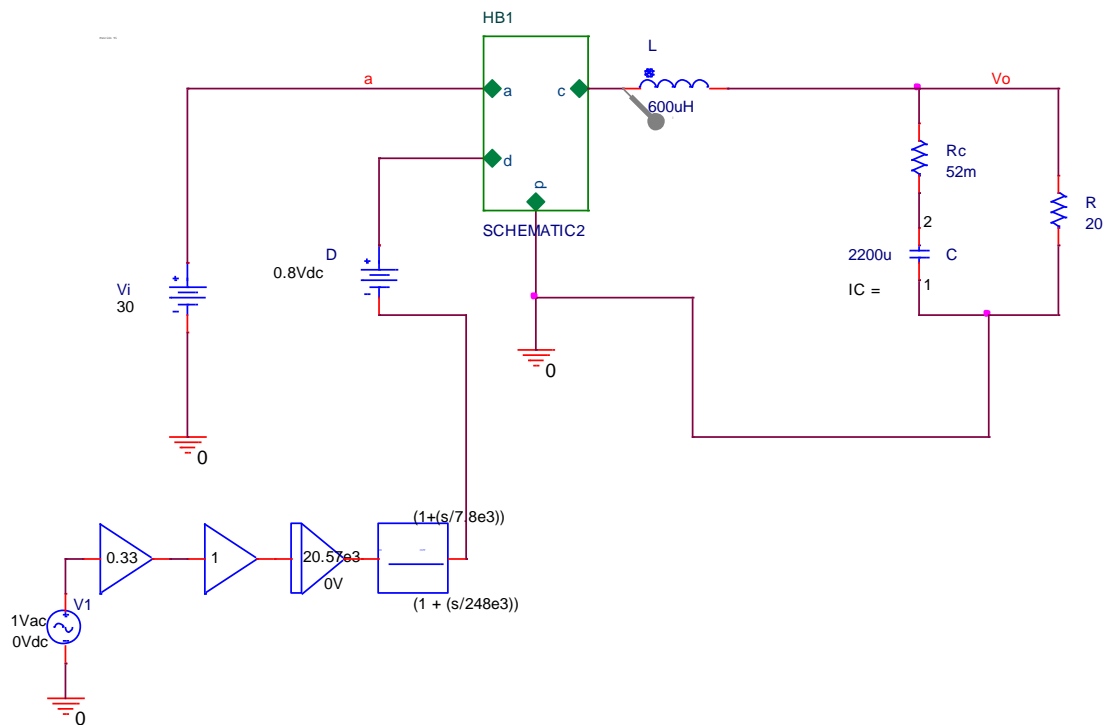


Ilustración 64. Representación en OrCAD de la función de transferencia del lazo de corriente T_i

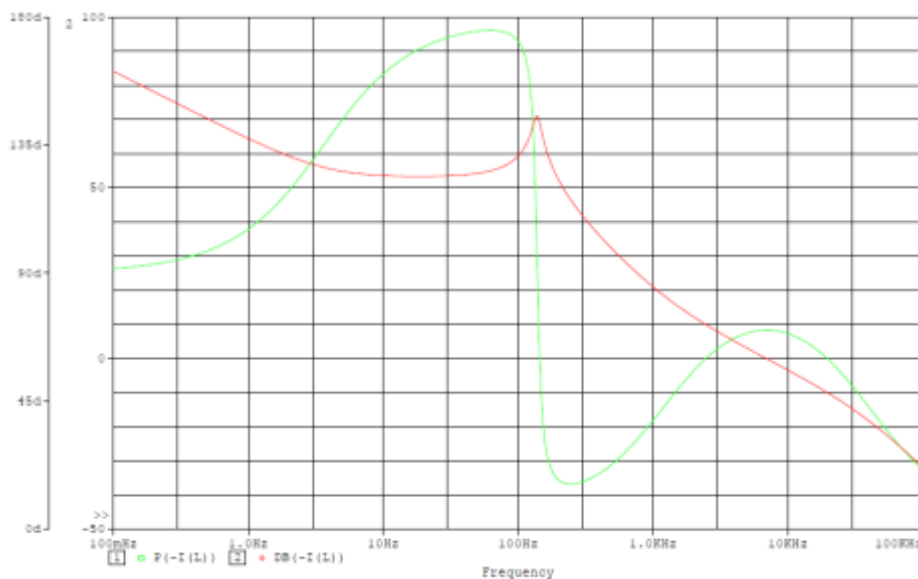


Ilustración 65. Respuesta en frecuencia de T_i en OrCAD

Si comparamos la representación y resultados de OrCAD con la de MathCAD, se puede ver que el resultado es correcto:

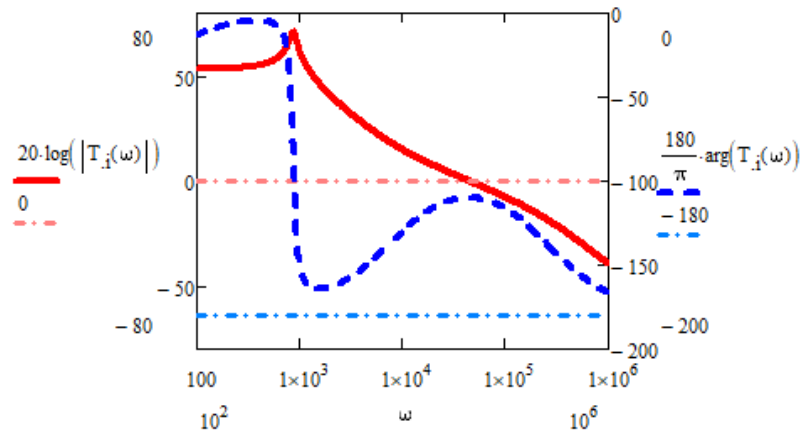


Ilustración 66. Respuesta en frecuencia de T_i en MathCAD

	$T_i(j\omega)$	
	Valor Teórico	Valor Simulado
Frecuencia de cruce (f_{ci})	7 kHz	7.04 kHz
Margen de fase (MF_i)	70 °	69.98 °

Tabla comparativa 6. Resultados teóricos vs simulados para la función de transferencia T_i

4.1.3. Función de transferencia $T_i LC(j\omega)$

La función de transferencia del lazo de corriente cerrado (T_i), estudia el comportamiento del conjunto de elementos que componen el lazo de corriente del sistema pero esta vez con todo el lazo cerrado. Su representación en OrCAD es la siguiente:

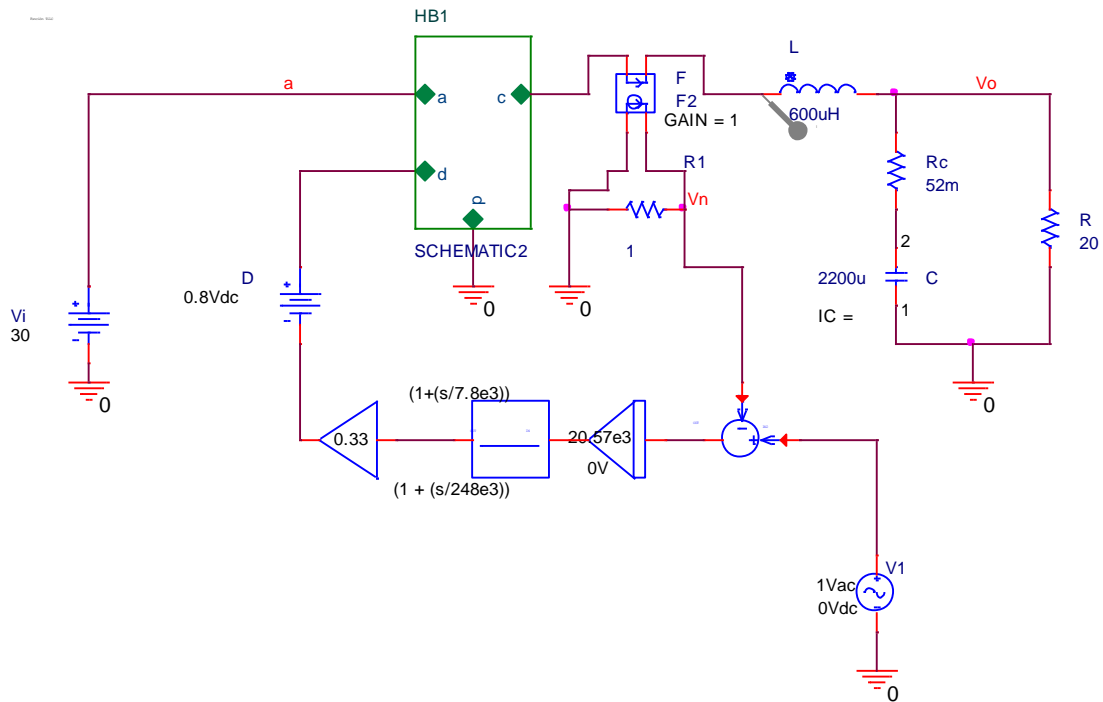


Ilustración 67. Representación en OrCAD de la función de transferencia del lazo de corriente cerrado TiLC

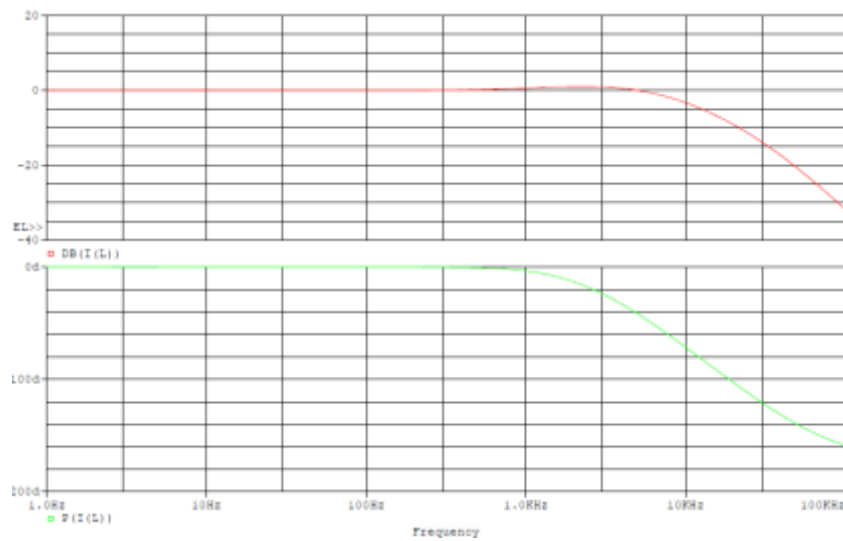


Ilustración 68. Respuesta en frecuencia de TiLC en OrCAD

Si comparamos la representación y resultados de OrCAD con la de MathCAD, se puede ver que el resultado es correcto:

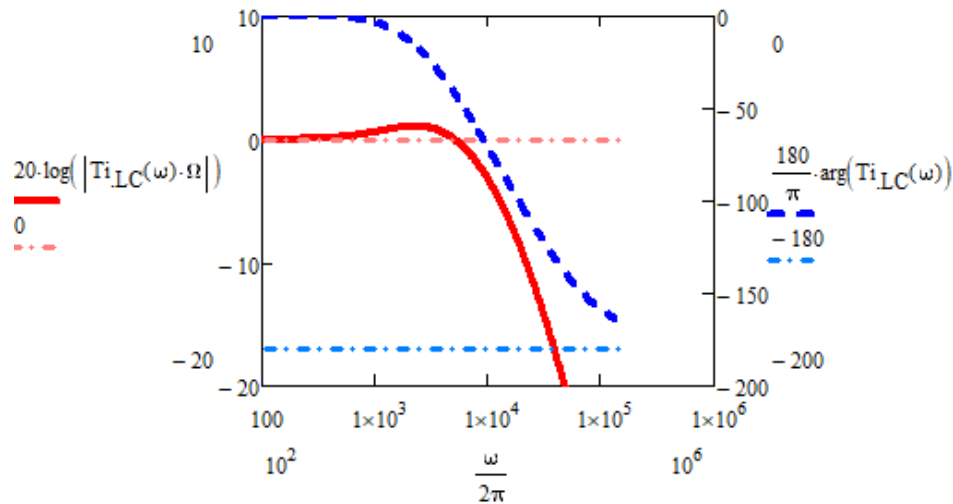


Ilustración 69. Respuesta en frecuencia de TiLC en MathCAD

	TiLC (jω)	
	Valor Teórico	Valor Simulado
Frecuencia de cruce (f_{ci})	7 kHz	7.07 kHz
Margen de fase (MF_i)	70 °	65.38 °

Tabla comparativa 7. Resultados teóricos vs simulados para la función de transferencia TiLC

4.1.4. Función de transferencia $T_v(j\omega)$

La función de transferencia del lazo de tensión (T_v), estudia el comportamiento del conjunto de elementos que componen el lazo de tensión del sistema en el que se incluye también la función TiLC, por tanto lo que se representa es el lazo cerrado de corriente y el lazo de tensión abierto.. Su representación en OrCAD es la siguiente:

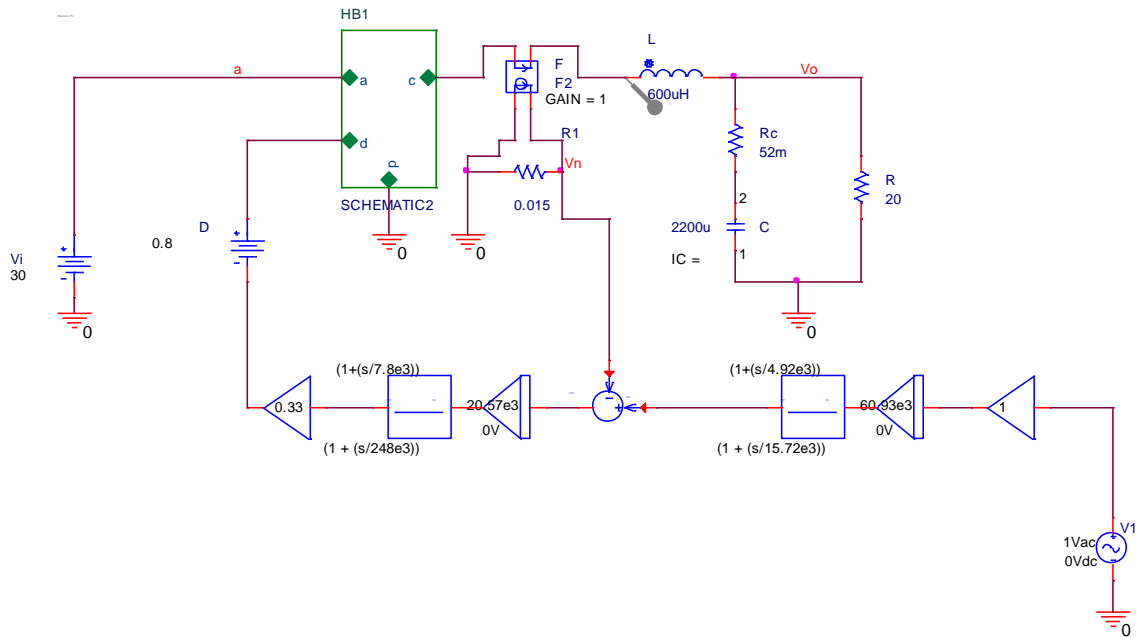


Ilustración 70. Representación en OrCAD de la función de transferencia del lazo de tensión Tv

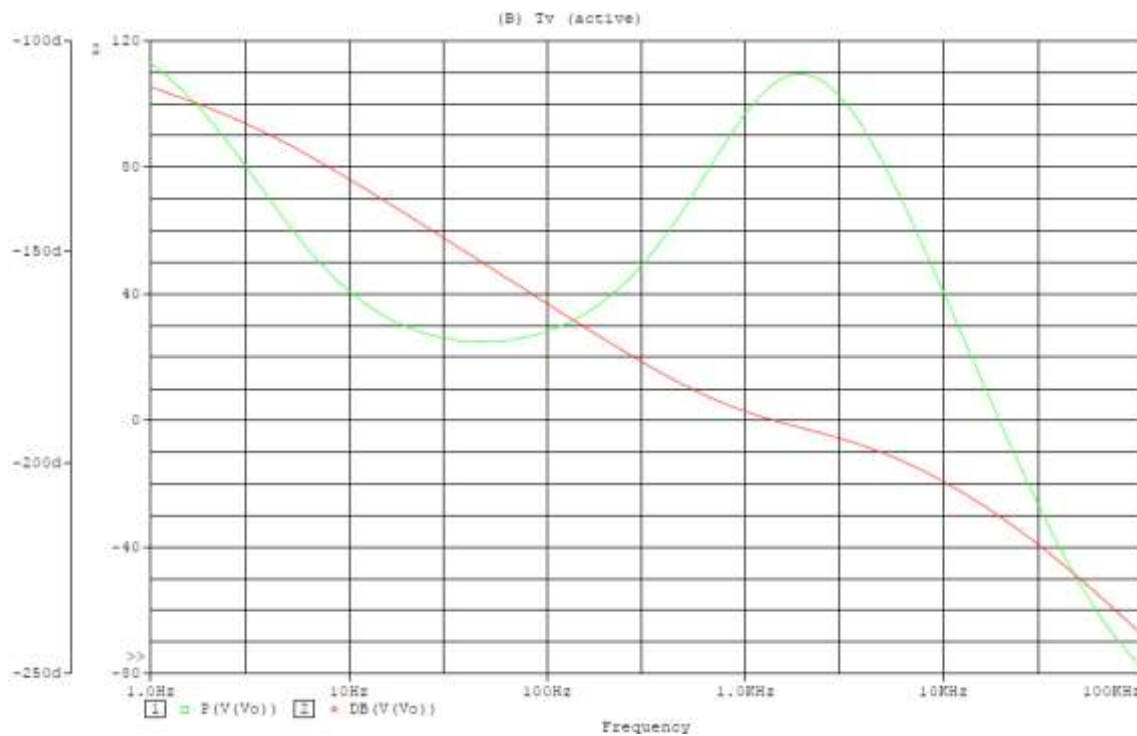


Ilustración 71. Respuesta en frecuencia de Tv en OrCAD

Si comparamos la representación y resultados de OrCAD con la de MathCAD, se puede ver que el resultado es correcto:

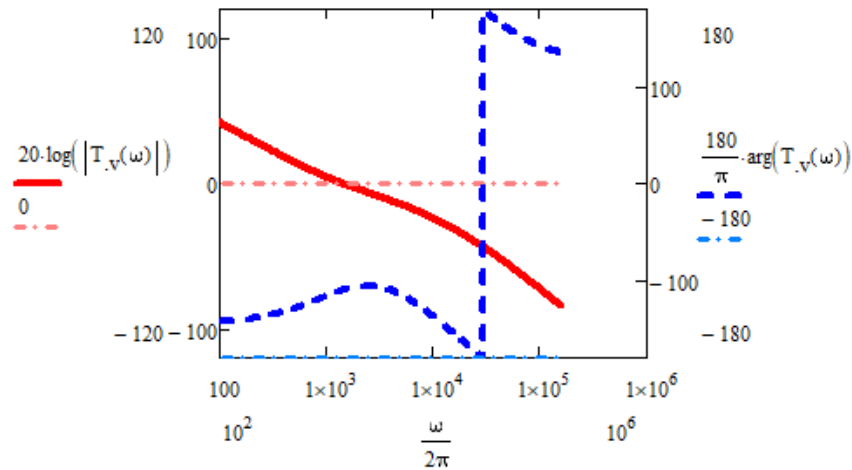


Ilustración 72. Respuesta en frecuencia de Tv en MathCAD

	$T_v(j\omega)$	
	Valor Teórico	Valor Simulado
Frecuencia de cruce (f_{ci})	7 kHz	7.12 kHz
Margen de fase (MF_i)	70 °	75 °

Tabla comparativa 8. Resultados teóricos vs simulados para la función de transferencia Tv

4.2. Simulaciones mediante el transistor – conmutador y carga R

Ahora sustituimos el modelo del conmutador por un interruptor Sbreak ya que así obtendremos resultados mucho más reales que los anteriores. El modelo del conmutador provoca un resultado ideal en los mismos y no se sabe exactamente si su comportamiento real va a ser el reproducido o no.

La primera representación es la del lazo de corriente cerrado, realizamos la medición de la corriente que circula por la bobina (I_L) y del voltaje de salida (V_o). Según los cálculos realizados, los resultados teóricos eran los siguientes:

- Intensidad que circula por la bobina (I_L) $\rightarrow I_L = 1.25$ A
- Voltaje de salida (V_o) $\rightarrow V_o = 24$ V

En este apartado, aún se realizan las simulaciones con una carga resistiva (R), ya que así se puede comprobar si el funcionamiento de los lazos es o no el correcto.

Con ello, lo primero que se va a representar es el circuito formado por el lazo de corriente mediante funciones de Laplace, o mejor dicho, el compensador de corriente será el que componga esas funciones de Laplace, que queda de la siguiente forma:

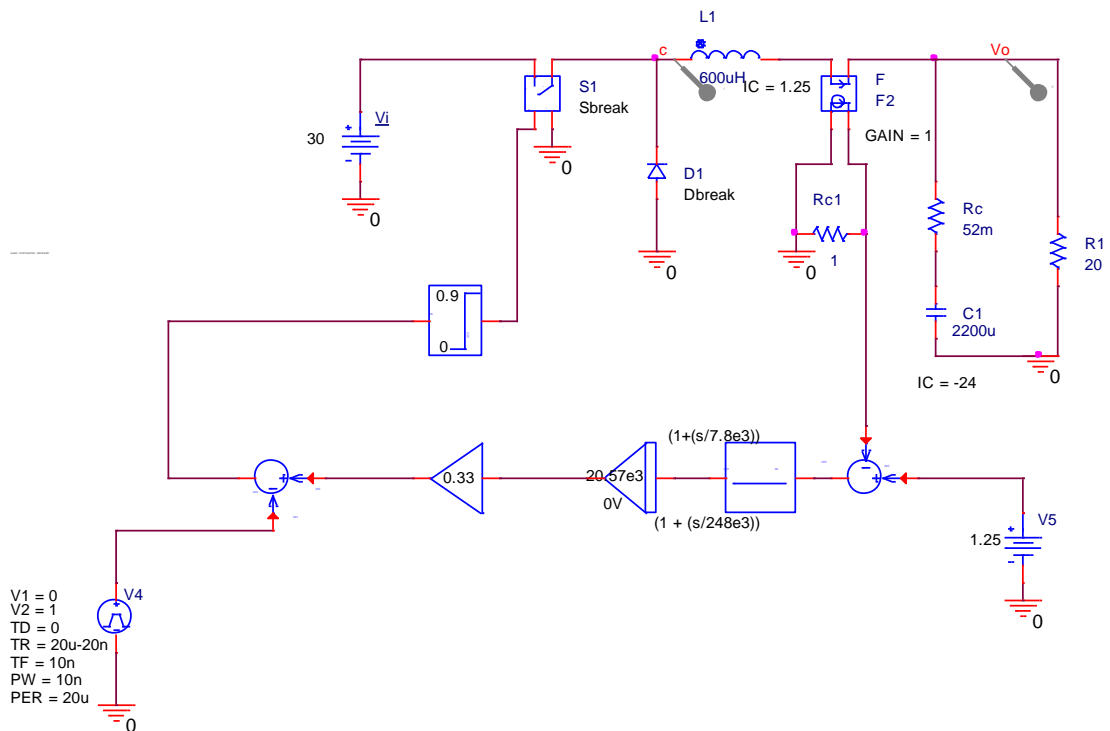


Ilustración 73. Representación en OrCAD del Lazo cerrado de corriente mediante Sbreak y funciones de Laplace.

Implementamos ahora la misma función, pero en lugar de utilizar funciones de Laplace, utilizamos el amplificador operacional materializado en apartados anteriores como compensador de corriente, el resultado es el siguiente:

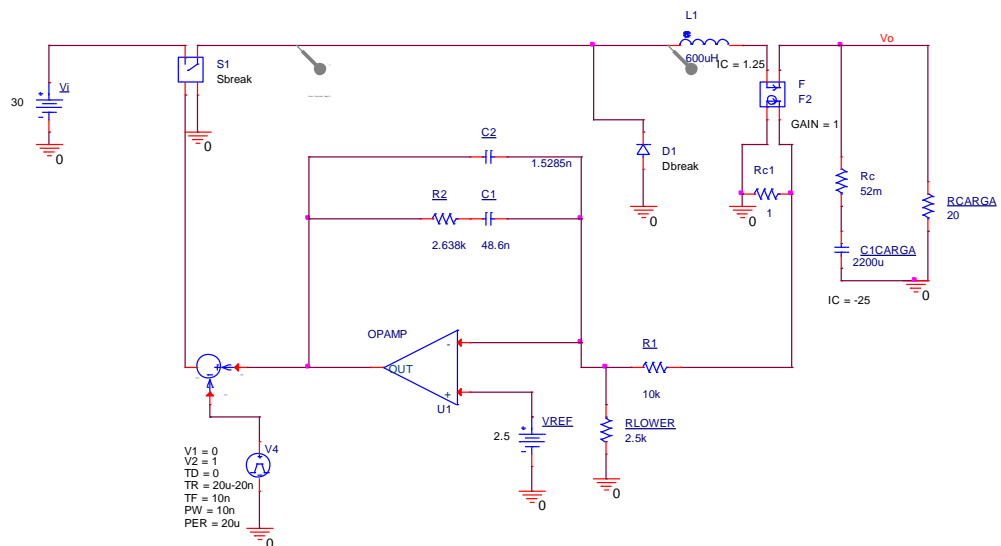


Ilustración 74. Representación en OrCAD del Lazo de corriente con Sbreak y AO materializado.

Una vez realizada la simulación del circuito, se configuran los tiempos de simulación para gráficamente se representen los periodos que deseamos. Ampliamos la gráfica modificando el eje x "Time" para ver el resultado:

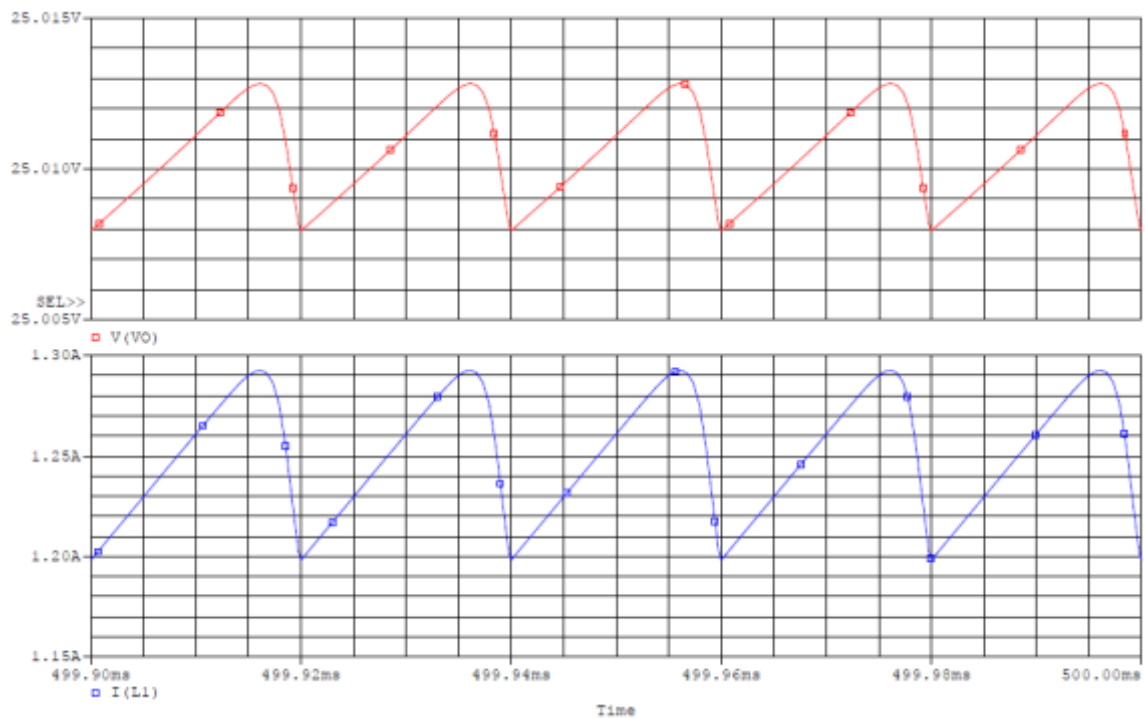


Ilustración 75. Representación gráfica del Lazo de corriente con Sbreak en OrCAD ampliada

Como se puede observar, los resultados son similares a los calculados, esta pequeña diferencia se debe a la caída de tensión en diferentes componentes del circuito que hacen variar el resultado final mínimamente. Por otra parte, también se cumplen con los máximos rizados de tensión y corriente, incluidos en el anexo de cálculos.

Por otro lado, el sistema se compone de dos lazos, en esta segunda simulación incluiremos también el lazo de tensión con el compensador de tensión materializado en un amplificador operacional, el resultado es el siguiente:

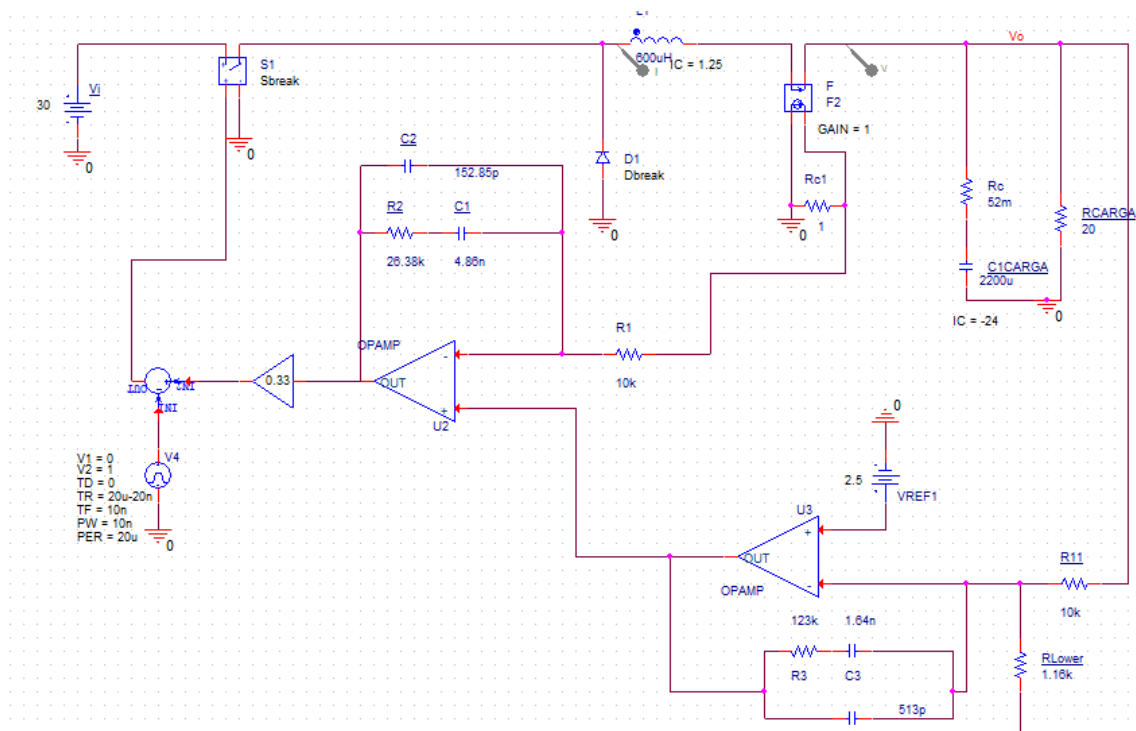


Ilustración 76. Representación en OrCAD del Lazo de corriente y tensión con Sbreak y AO materializado.

Una vez realizada la simulación del circuito, se configuran los tiempos de simulación para gráficamente se representen los periodos que deseamos. Ampliamos la gráfica modificando el eje x "Time" para ver el resultado:

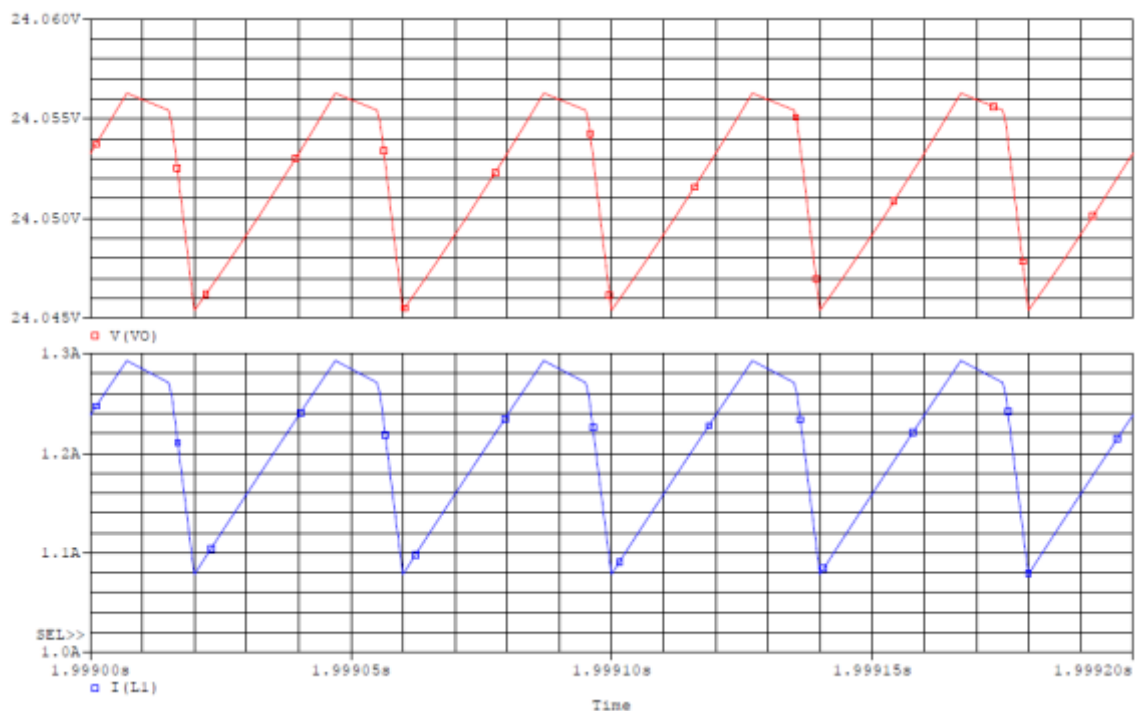


Ilustración 77. Representación gráfica del Lazo de corriente y tensión con Sbreak en OrCAD ampliada

En este caso, los resultados también son similares, pero la forma de onda es diferente a la anterior, de todas formas, el resultado es correcto.

Por último, se comprueba cómo se comporta el circuito anterior con un escalon en la corriente de carga. Este escalón de carga se añade en paralelo a la carga resistiva y está formado por otro interruptor Sbreak, una carga resistiva idéntica a la utilizada y una señal triangular

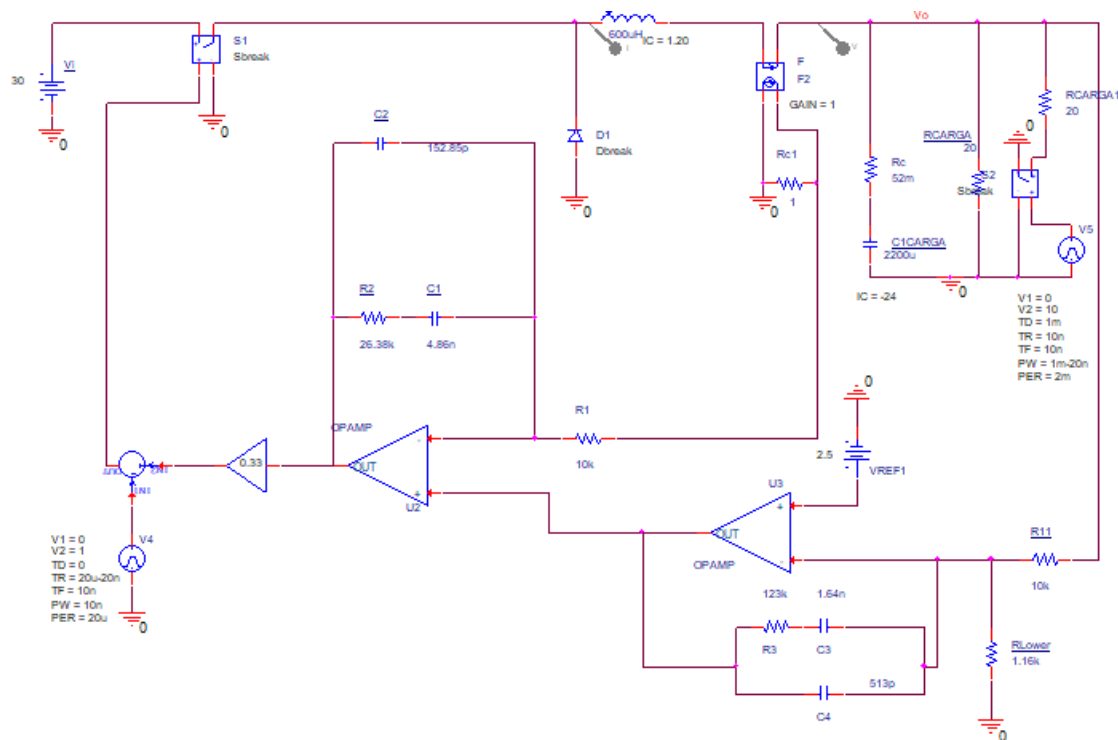


Ilustración 78. Representación en OrCAD del Lazo de corriente y tensión con Sbreak ampliada añadiendo un escalón de corriente en la carga.

Una vez realizada la simulación del circuito, se configuran los tiempos de simulación para gráficamente se representen los periodos que deseamos. El resultado es el siguiente:

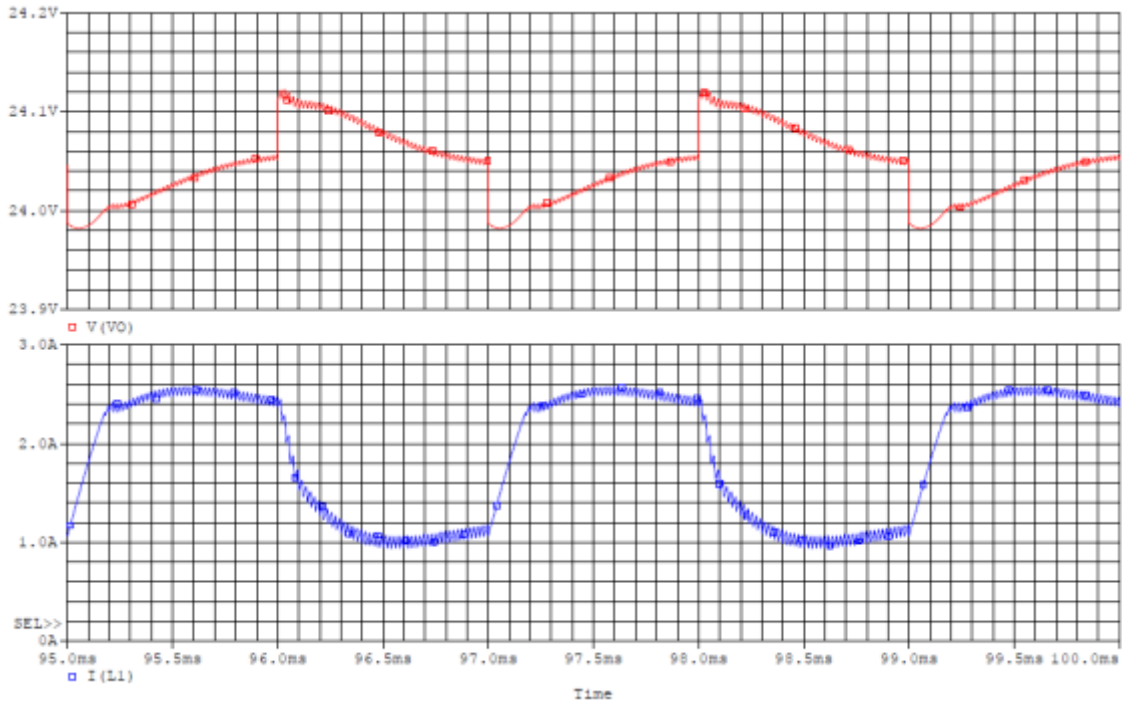


Ilustración 79. Representación gráfica del Lazo de corriente y tensión con Sbreak añadiendo un escalón de corriente en la carga.

Se puede observar que las ondas no son todo lo simétricas que se esperaban pero los valores del voltaje de salida y la corriente en la bobina sí que son muy próximos a los calculados. Para comprobarlo, se grafican los valores de tensión y corriente medios:

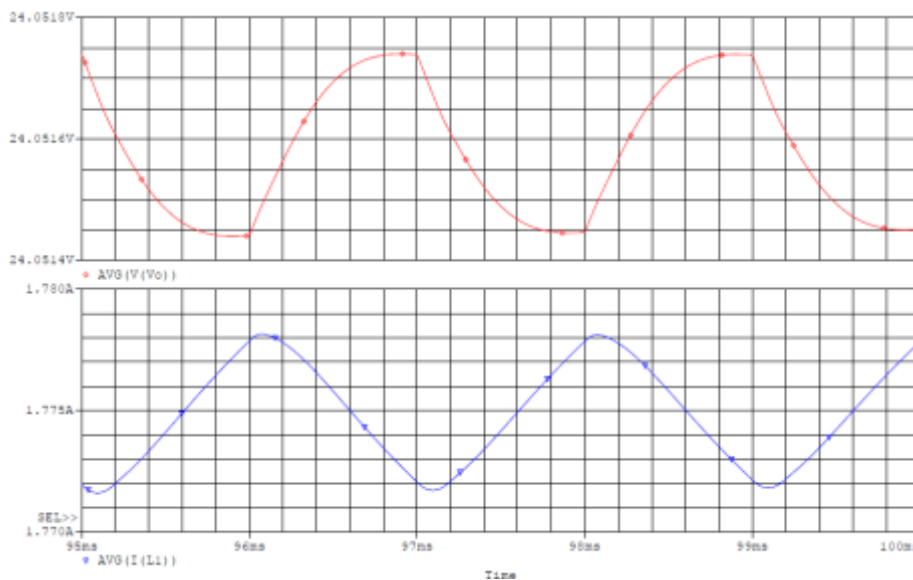


Ilustración 80. Representación gráfica de la tensión y la corriente media añadiendo un escalón de corriente en la carga.

El valor de la corriente sí que sale un poco más elevado, pero esto es debido a que el circuito con Sbreak es más real que el del modelo del conmutador y existen más pérdidas en los componentes.

4.3. Simulaciones mediante carga LED

Una vez realizadas las simulaciones mediante una carga R, debemos sustituirla por el modelo del LED el cual posee las siguientes características internas, que deberemos modificar en el modelo de Pspice de OrCAD. Sus características son:

```
File Edit View Simulate
+ IS=1E-5
+ N=12.4041
+ RS=.2
+ XT I=45.900
+ EG=2.5000
```

Ilustración 81. Características internas del modelo del LED en Pspice de OrCAD

Así, para demostrar que el modelo es correcto, se representan en un circuito básico mediante un Dbreak las funciones de transferencia principales del LED para ver que su comportamiento es el que se buscaba:

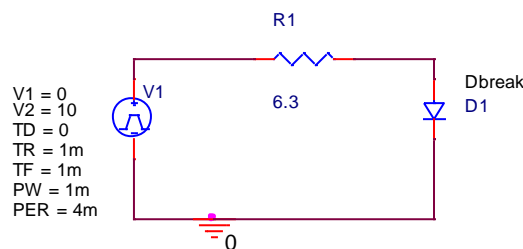


Ilustración 82. Circuito con el modelo Pspice implementado en un solo LED

Se representan la intensidad, el voltaje y la potencia que disipa ese LED; para así saber el número exacto de LEDs que se deberán colocar para sustituir la carga resistiva que se tenía antes.

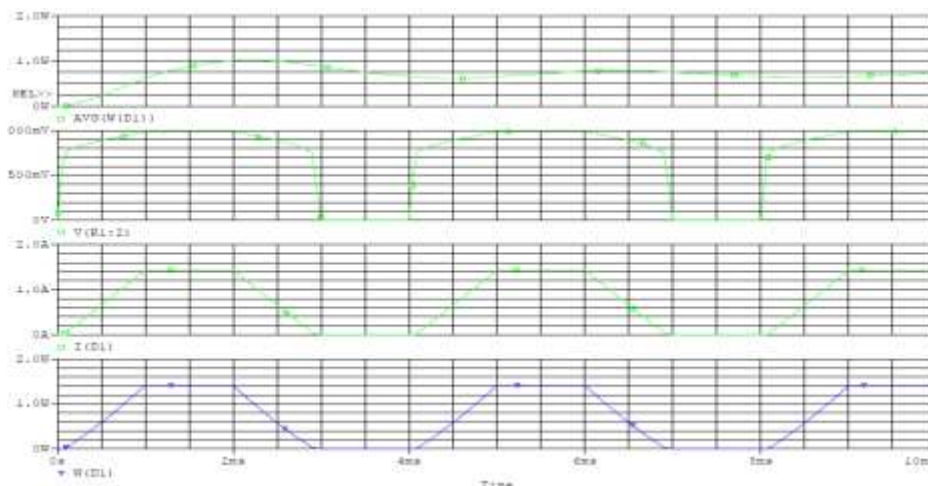


Ilustración 83. Representaciones principales del modelo del LED

Como se puede observar, si nos fijamos en el resultado de la intensidad, cada LED conduce unos 1.25 A y disipa cerca de 1 W. Por lo tanto, habrá que colocar un bloque de 30 LEDs. Pero surge un problema, al cambiar el modelo de Pspice del Dbreak de la carga, cambia también el Dbreak incluido en la etapa de potencia. Por lo que se debe buscar otro tipo de LED el cual se pueda editar su modelo y podemos incluir las características que deseamos. El modelo de LED escogido es el LA G67F. Se representa uno solo en OrCAD para ver su comportamiento. Finalmente y realizando las mediciones oportunas, se concluye que 5 LEDs de este tipo son equivalentes a la carga resistiva que teníamos en el circuito anterior ya que cada uno de ellos disipa unos 6 W.

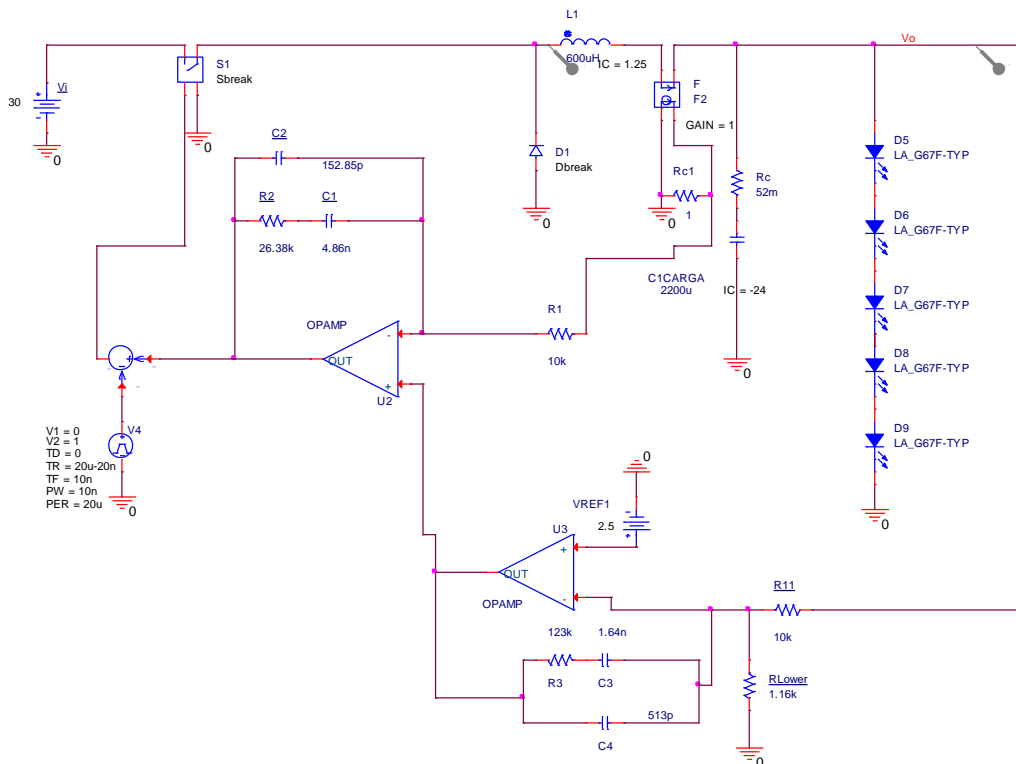


Ilustración 84. Representación en OrCAD del circuito final completo.

Es hora ahora de comprobar que los resultados son correctos, para ello, se grafican la intensidad y la corriente del circuito completo para ver cómo se comporta y si las formas de onda son las esperadas:

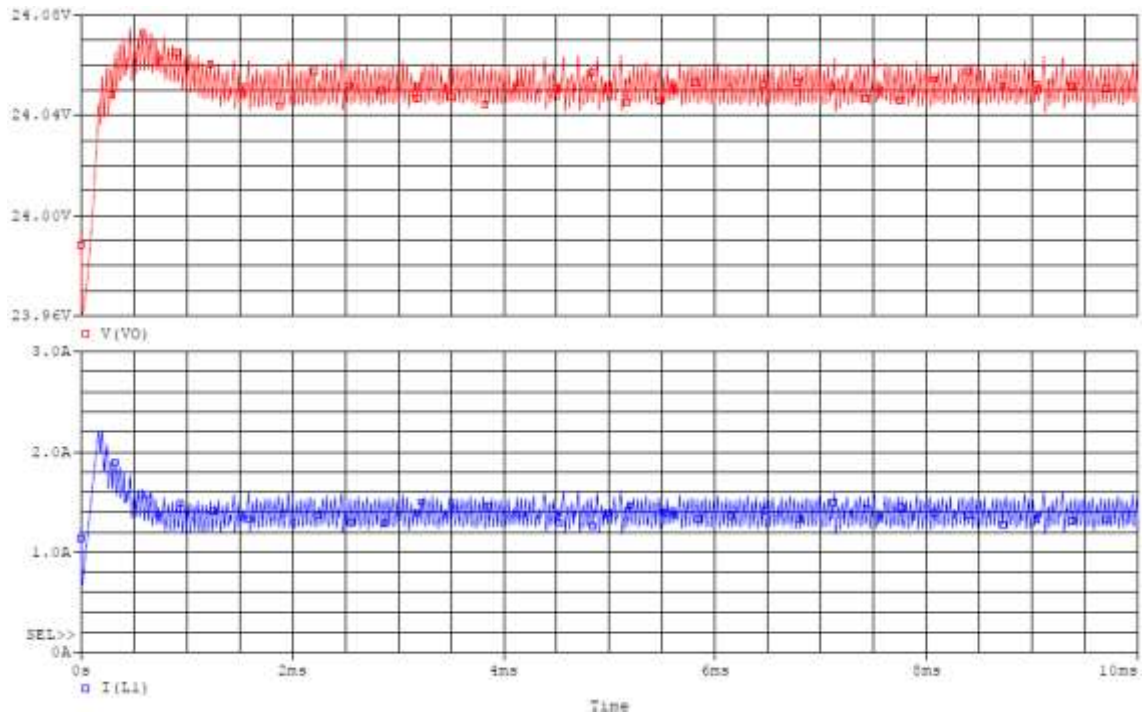


Ilustración 85. Representación gráfica de la tensión y la corriente del circuito completo con los LEDs como carga.

Si se modifican los tiempos en el eje x “Time” para ver de forma más ampliada estas formas de onda, el resultado es el siguiente:

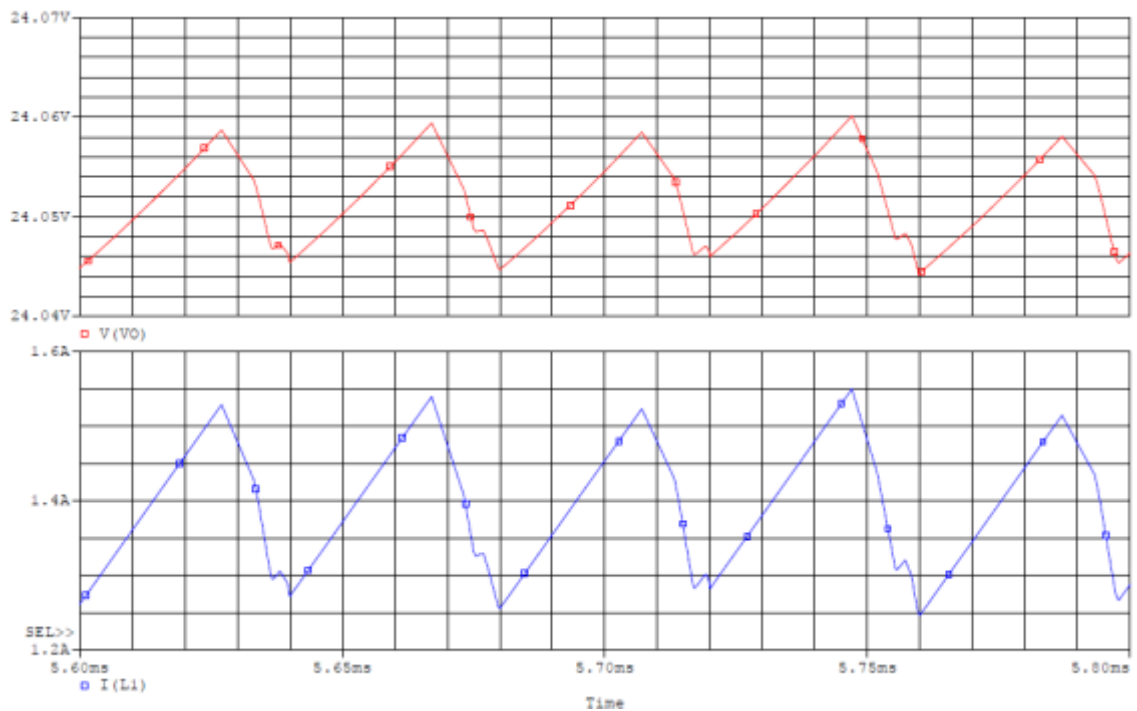


Ilustración 86. Representación gráfica ampliada de la tensión y la corriente del circuito completo con los LEDs como carga.

En esta ilustración, se puede ver que una de los dos lazos no funciona tal y como se esperaba pero los valores sí que son correctos

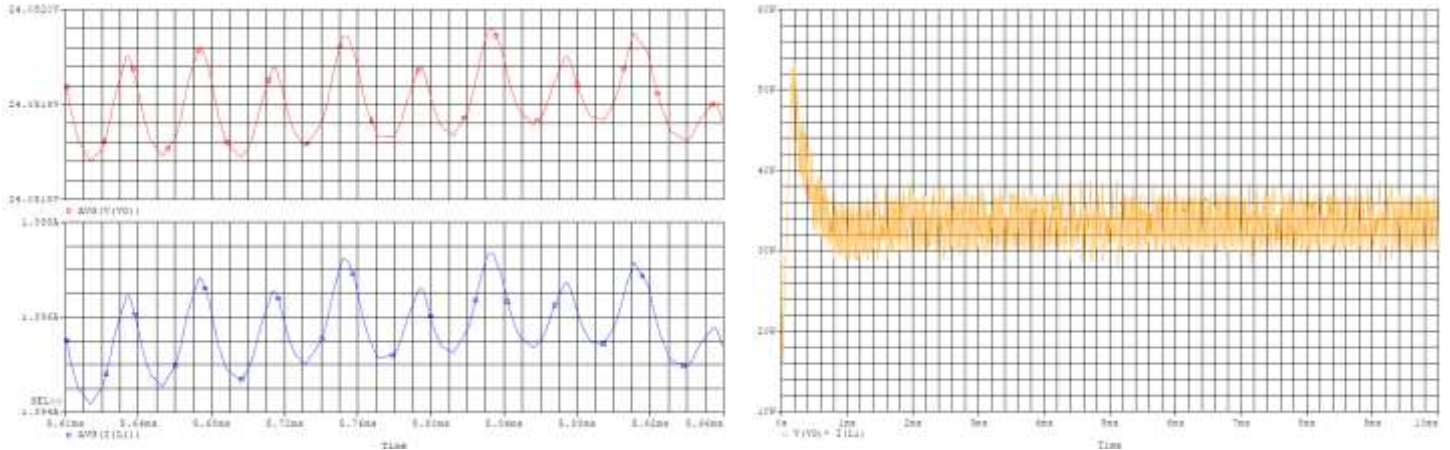


Ilustración 87. Representación gráfica de la tensión e intensidad media y la potencia del circuito completo con los LEDs como carga.

Por último, se representan también la tensión y la corriente en la bobina media para ver cuál es su comportamiento, y la potencia que disipa todo el conjunto para ver si cumple con las especificaciones de diseño. Se observa que el valor de la potencia es un poco más elevado del debido por lo que podría dañar la tira de LEDs. Una solución podría ser la de incluir un limitador para evitar que dejen de funcionar.

5. PROBLEMAS DE SIMULACIÓN

A parte del ya mencionado problema con la edición del modelo de Pspice del LED, otro de los errores más comunes ha sido el problema de convergencia a la hora de simular los diferentes circuitos diseñados.

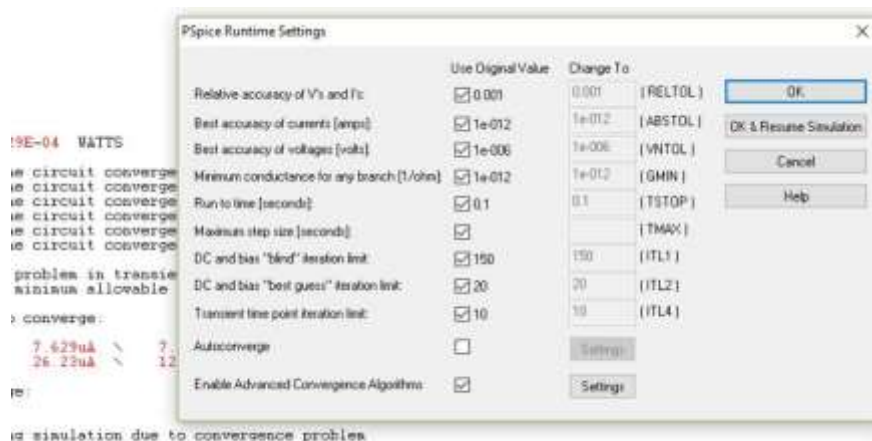


Ilustración 88. Problemas de convergencia en la simulación de OrCAD.

La solución a estos problemas suele ser la de editar los parámetros de simulación del circuito.

Otro de los problemas que había que tener en cuenta era la modificación del modelo Pspice del Sbreak, ya que si no se modificaba, la respuesta de la señal tendía a cero y por

tanto los resultados eran erróneos. Los parámetros correctos que había que incluir eran los siguientes:

.model Sbreak VSWITCH Roff=1meg Ron=1e-3 Voff=0.0 Von=0.1

Por último, otro de los errores destaca ha sido que a la hora de realizar las simulaciones, el programa sobrescribía las simulaciones anteriores, produciendo así errores de convergencia o directamente no dejando simular el circuito deseado. La solución consistía en eliminar el archivo .lib de la sección “Simulation settings” de la categoría “Library” correspondiente al nombre del archivo que estábamos ejecutando.

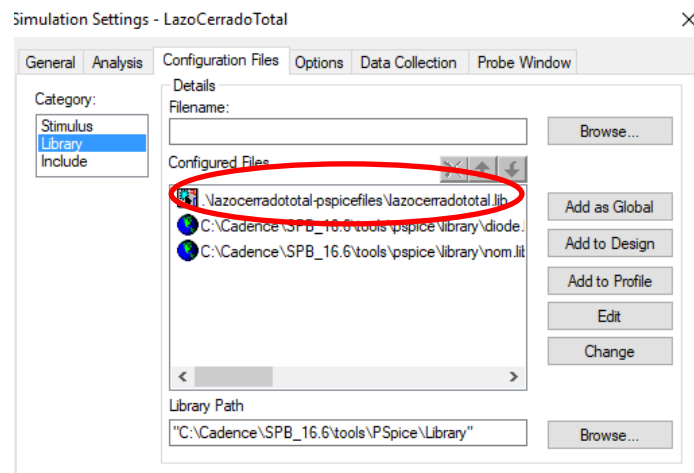


Ilustración 89. Problemas de librerías en la simulación de OrCAD.

6. PRESUPUESTO

A la hora de calcular el presupuesto, se desglosará según los costes del personal y según la utilización de los equipos informáticos y licencias.

6.1. Costes de utilización de equipos y software

Para realizar las simulaciones y cálculos del circuito se han empleado dos programas de simulación, los cuáles necesitan una licencia para hacerlos funcionar, además de un ordenador para realizar estos pasos.

Por tanto, si consideramos una vida útil de unas 10000 horas para un ordenador, y una licencia de un año para cada programa utilizado, añadiendo un uso diario de 3 horas aproximadamente:

Costes de amortización de equipos y software				
	Coste Equipo / Programa (€)	Coste/hora (€/h)	Nº de horas (h)	Total (€)
Ordenador	600	0.06	300	18
OrCAD	210.80	0.024	40	0.96
MathCAD	220.69	0.025	50	1.25
Precio TOTAL				20.21

Tabla 8. Costes de amortización de equipos y software

6.2. Costes de Personal

Como personal utilizado en el proyecto, se incluye a un ingeniero técnico electrónico cuyo salario bruto desglosado es el siguiente:

Salario Bruto Ingeniero Técnico Electrónico		
Salario Base	74 %	25000 €
IRPF	18 %	4500 €
Aportación Plan de Pensiones	2 %	500 €
Otros motivos	6 %	1500 €
TOTAL	100 %	31500 €

Tabla 9. Salario Bruto de un Ingeniero Técnico Electrónico



Horas trabajadas al año (h)	Salario Ingeniero Técnico Electrónico (€)	Salario/hora de un Ingeniero Técnico Electrónico (€/h)
1600	31500	19.70

Tabla 10. Salario/hora de un Ingeniero Técnico Electrónico

En cuanto a la realización del proyecto, se desglosan según el tipo de trabajo efectuado en el proyecto y queda de la siguiente forma:

· Diseño y simulación de un convertidor DC/DC para alimentación de un sistema de iluminación mediante LED ·

David Ramón Marco

	Horas (h)	Salario/hora de un Ingeniero Técnico Electrónico (€/h)	TOTAL (€)
Análisis y organización de la información obtenida	20	19.70	394
Diseño mediante MathCAD	50	19.70	985
Simulación mediante OrCAD	40	19.70	788
Redacción del proyecto	20	19.70	394
Coste TOTAL			2561 €

Tabla 11. Desglose de la realización de trabajos en el proyecto

6.3. Presupuesto Total

Por último el presupuesto total será la suma de los apartados anteriores y habrá que añadirle un porcentaje de Impuesto sobre el Valor Añadido o IVA para saber cuál sería el precio correcto para poder ofertar el proyecto en el mercado. Se muestra en la siguiente tabla:

Proyecto de una Fuente Conmutada Buck Control Corriente Media con iluminación LED	
Costes de utilización de equipos y software	20.21 €
Costes de personal	2561 €
Impuesto sobre el Valor Añadido	21 % → 546.53 €
TOTAL	3127.74€

Tabla 12. Presupuesto Final del Proyecto

El coste total de este proyecto asciende a tres mil ciento veintisiete con setenta y cuatro céntimos.

7. CONCLUSIONES Y PRÓXIMOS PASOS

Con el proyecto concluido, se valora si se han cumplido o no los objetivos que se nos propusieron al comienzo del mismo. La realización de este proyecto ha servido para desarrollar de una manera más amplia la utilización de los diferentes programas informáticos de cálculo como Mathcad y de diseño y simulación de circuitos como OrCAD. Por otra parte, el estudio teórico me ha ayudado a comprender más detalladamente el funcionamiento de una fuente conmutada o cuáles son las características y aplicaciones de la tecnología LED hoy en día. Así como también el proyecto te sirve para desarrollar ciertas actitudes de organización y redacción que quizá a lo largo de la carrera no se hayan desarrollado de la misma manera.

En lo que al diseño y la simulación se refiere, los objetivos cumplidos se enumeran a continuación:

1. Realizar el diseño de la etapa de potencia de una fuente conmutada en configuración Buck.
2. Realizar el diseño de la etapa de control.
 - Diseñando el lazo de corriente.
 - Diseñando el lazo de tensión.
 - Materializando el compensador y calculando sus componentes.
3. Simulación mediante el modelo del conmutador PWM y carga resistiva de las principales funciones de transferencia y verificación de su correcto funcionamiento comparándolo con las representaciones de Mathcad.
4. Simulación mediante el modelo del transistor – conmutador y carga resistiva de los dos lazos diseñados y verificación de su correcto funcionamiento comparándolo con las representaciones de Mathcad.
5. Simulación mediante el modelo del transistor – conmutador y carga LED del circuito completo y verificación de su correcto funcionamiento comparándolo con las representaciones de Mathcad.
6. Comprobación del cumplimiento de las especificaciones del sistema

Como próximos pasos, se pueden seguir investigando otras funciones de transferencia para ver cómo se comporta el circuito o incluso comparar con otros modos de conducción para así resaltar las ventajas que posee el elegido frente a los demás. También se habrían obtenido unos resultados más reales si se hubiese montado físicamente en una placa de circuito impreso ya que las simulaciones son ficticias y hechos ideales.

Por otra parte, al ser un proyecto con un objetivo de iluminación, se pueden realizar proyectos a escala para saber si la iluminación de por ejemplo, una nave industrial o una empresa es la adecuada o no. La tira de LEDs realizaría la función de fuente de energía y daría una idea al diseñador o arquitecto de ver qué sitios quedan más oscuros.

Otra de las posibles aplicaciones de este proyecto puede ser la de encender esa tira de LEDs mediante una placa solar fotovoltaica y no tener que utilizar la energía eléctrica de la red convencional utilizando así un método de energía limpia y no contaminante para el medio ambiente.

El modo de corriente media ayuda a que no haya picos de tensión o corriente y los valores se mantengan constantes, siendo este un método fiable para aplicaciones donde se necesite una alimentación continua y sin variaciones considerables.

8. BIBLIOGRAFÍA

1. “Electrónica de potencia, convertidores, aplicaciones y diseño”. Ned Mohan. Tore Undeland. Williams Robbins. McGraw Hill Editorial.
2. “Conversores conmutados: Circuitos de potencia y control”. Gabriel Garcerá Sanfelín, Emilio Figueres Amorós, Antonio Abellán García. SPUPV 98.122.
3. Apuntes de la asignatura de electrónica de potencia. Fernando Ibañez Escobar. 2012.
4. Apuntes de la asignatura de sistemas electrónicos industriales. Fernando Ibañez Escobar. 2014.
5. “Dispositivos y protecciones en electrónica de potencia”. Salvador Seguí Chilet, Carlos Sánchez Díaz, Fernando Ibañez Escobar. SPUPV-93.731.
6. Diapositivas UNIOVI – GEI de Manuel Rico Secades. Sistemas electrónicos para iluminación.
7. LED Driving Concepts and Infineon® Basic LED Drivers. .Body Power / H. Hopfgartner

Lista de Artículos

1. Guía de Diseño para Iluminación LED. Departamento de Ingeniería de Electrónica Elemon S.A.
2. LED buck regulator with current-mode control simplifies compensation. John Betten
3. LA ILUMINACIÓN CON LED Y EL PROBLEMA DE LA CONTAMINACIÓN LUMÍNICA. Carlos Herranz Dorremocha, Josep M^a Ollé Martorell y Fernando Jáuregui Sora.
4. Versatile High Power LED Driver Controller Simplifies Design. Ryan Huff.
5. Design of a High Powered LED Driver. Omar Renteria.
6. Convertidores con corrección de factor de potencia para aplicaciones de iluminación con diodos LED. Seminarios de Electrónica de Potencia de la Universidad de Gijón. David Gacio.
7. Analysis and Simulation of A Single Stage Power Supply for LED Lighting. Sreedevi V T. Devi V. Ahire Akanksha Sunil. School of Electrical Engineering,VIT University, Chennai Campus,